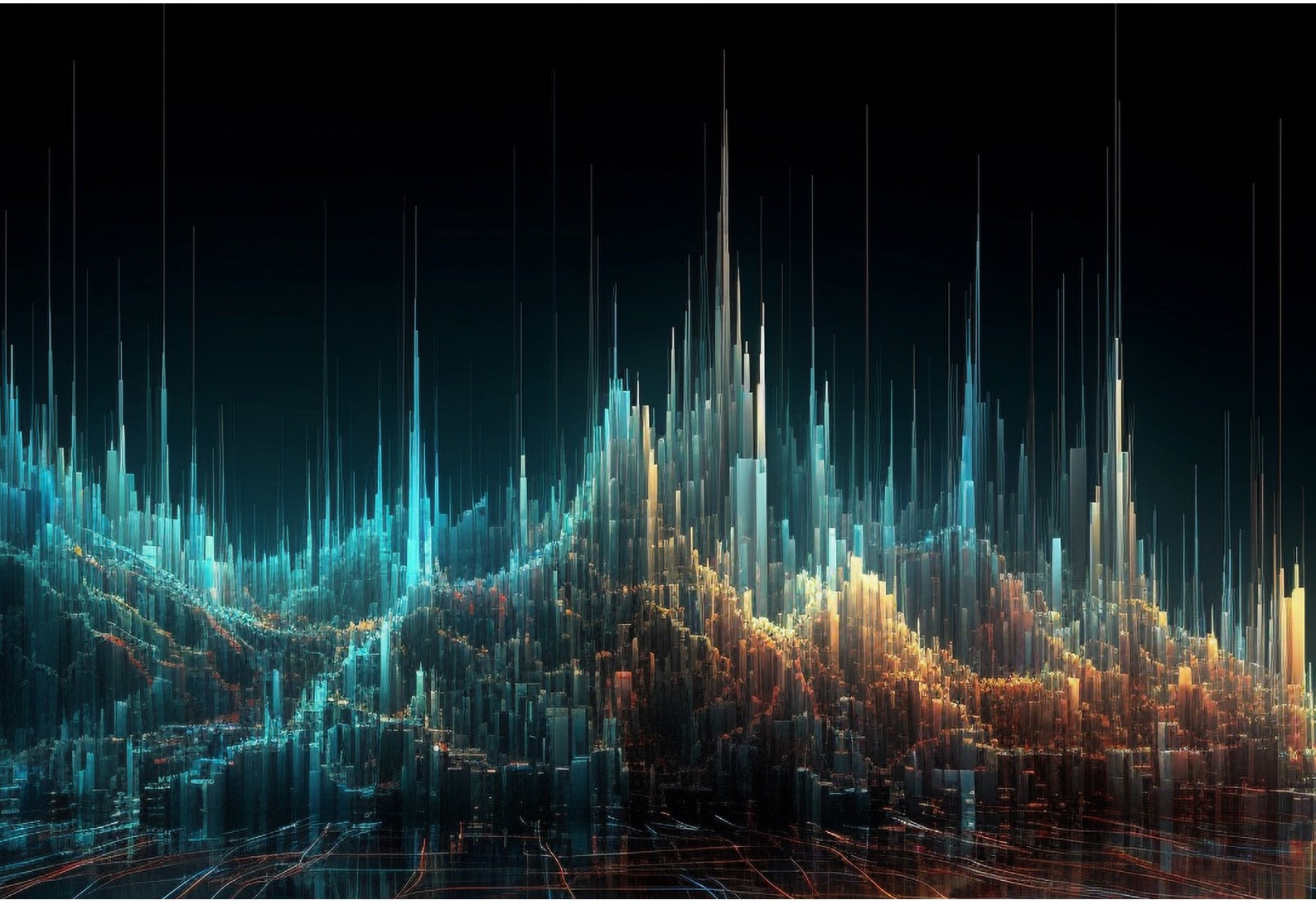
XXXII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация,связь», посвященная 65-летию ИППИ РАН им. А.А. Харкевича
Россия, г. Воронеж / 21-23 апреля 2026 г.

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ



https://rlnc.ru

Том 3

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
Физический факультет

АО «КОНЦЕРН «СОЗВЕЗДИЕ»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXXII Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 21–23 апреля 2026 г.)

Т о м 3

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2026

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXXII Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 21–23 апреля 2026 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2026.
Р15
ISBN 978-5-9273-3964-8

Т. 3. – 2026. – 399 с.

В сборник вошли материалы XXXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2026), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами. Достижение этой цели также способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

Ответственность за подбор, достоверность и оригинальность приведенных фактов, статистических данных, имен собственных, географических названий и прочих включенных в доклады материалов несут авторы.

УДК
621.37
ББК 32

© Воронежский государственный университет, 2026
© АО «Концерн «Созвездие», 2026
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2026

Материалы конференции

Том 1

Пленарные доклады

Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Том 2

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи.

Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

Том 3

Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация. Гидроакустика. Системы наведения.

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

Том 4

Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология MIMO.

Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

Том 5

Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.

Содержание

Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы

ВНЕШНЯЯ КАЛИБРОВКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПОЛЯРИМЕТРОВ
Е. Л. Шошин 1

МОНИТОРИНГ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ПОМОЩЬЮ СОВРЕМЕННЫХ ВЕРТОЛЕТНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ: АНАЛИЗ, КОНСТРУКЦИИ И ПЕРСПЕКТИВЫ
И. А. Макеев, Ю. В. Петров 11

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПОСТРОЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ РАЗРАБАТЫВАЕМЫХ (ИСПЫТУЕМЫХ) ОБРАЗЦОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ВООРУЖЕНИЯ. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ
К. Н. Чугай, И. М. Косачев 18

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПОСТРОЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ РАЗРАБАТЫВАЕМЫХ (ИСПЫТУЕМЫХ) ОБРАЗЦОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ВООРУЖЕНИЯ. ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ
К. Н. Чугай, И. М. Косачев 32

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ МУЛЬТИРОТОРНОГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С УЧЕТОМ МИКРОДОПЛЕРОВСКОЙ СТРУКТУРЫ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА
К. С. Костромицкий, Д. С. Нефёдов, В. О. Ильин 43

КОГЕРЕНТНОЕ КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ КРОССКОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗА В ЗАДАЧАХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ
С. А. Захаров, И. А. Макеев, Ю. В. Петров 53

СОВМЕСТНЫЙ ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ПЕРВИЧНОЙ И ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ИНФОРМАЦИИ В ИНТЕРЕСАХ ПОВЫШЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫМИ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СТАНЦИЯМИ
С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов 60

ТРАЕКТОРНОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ НАЗЕМНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПО НАБЛЮДЕНИЯМ АВИАЦИОННОГО РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ДОПЛЕРОВСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ
Ю. О. Пшеничный, С. Л. Иванов, В. В. Мухин 71

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация. Гидроакустика. Системы наведения

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ ГЛОНАСС/ГНСС
А. А. Фролов, С. Ю. Бурцев, А. С. Мальцев 78

О ФОРМИРОВАНИИ ТРАЕКТОРИЙ АНПА ДЛЯ ПАССИВНОЙ ЛОКАЛИЗАЦИИ И ОТСЛЕЖИВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ ШУМА
А. Ф. Щербатюк, С. А. Переселков, Н. В. Ладыкин, А. С. Переселков 85

О БЫСТРО РАЗВЕРТЫВАЕМОМ СПОСОБЕ ЛОКАЛИЗАЦИИ ПОДВОДНЫХ ИСТОЧНИКОВ ШУМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОДИНОЧНОГО АНПА
А. Ф. Щербатюк, С. А. Переселков, Н. В. Ладыкин, А. С. Переселков 95

О КОРРЕКТНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СИНГУЛЯРНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ В ЗАДАЧЕ КАЛИБРОВКИ СООСНОСТИ ДАТЧИКОВ БИНС
А. Ю. Востров, Д. А. Бухонов, С. Н. Ушаков 109

ФИЛЬТРАЦИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ
В. А. Башкарев, С. А. Переселков, В. М. Кузькин, А. С. Переселков 115

ПОВЕДЕНИЕ ФУНКЦИИ УГЛОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ ГОЛОГРАММЫ В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ
В. А. Башкарев, С. А. Переселков, В. М. Кузькин, А. С. Переселков, Л. Н. Попова 125

КОМПЛЕКСНАЯ ОБРАБОТКА НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ РАЗЛИЧНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
В. Е. Забриян, В. А. Малов, М. З. Медведев, А. А. Новиков 137

РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-АМПЛИТУДНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА ТАНГАЖА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков 143

ФОРМИРОВАНИЕ ИНТЕРФЕРОГРАММ В ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ
В. М. Кузькин, С. А. Переселков, А. С. Переселков, Н. В. Ладыкин, Л. Н. Попова 149

МЕТОДИКА ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ТОЛЩИНЫ ЛЬДА С БОРТА ВОЗДУШНОГО СУДНА
В. Н. Антипов, Д. Ю. Набережнев, А. Ю. Трущинский 160

ИМИТАТОР СИГНАЛОВ GPS L1 И ГЛОНАСС L1OF В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ
Г. О. Снигирев, П. Н. Захаров, Д. С. Демин 169

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДОСТОВЕРНОСТИ НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ
Д. И. Савин, И. Д. Запеко.....177

ВЛИЯНИЕ ОРБИТАЛЬНЫХ ЭФФЕКТОВ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ДИНАМИКИ НКА В ЗАДАЧЕ ДЛИТЕЛЬНОЙ ИМИТАЦИИ СИГНАЛОВ ГНСС
Д. С. Кузищин, Н. А. Рыбин, Я. В. Мыкольников, А. В. Пельтин 181

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИ ДОСТИЖИМОЙ ТОЧНОСТИ ПРИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИИ БПЛА РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫМ МЕТОДОМ ПО РАДИОСИГНАЛУ ВИДЕОКАНАЛА С ЧАСТОТОЙ 5,8 ГГЦ
Е. В. Хахин, А. А. Дружков, О. В. Родионов 191

УМЕНЬШЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА OFDM-СИМВОЛОВ ПРИ ПАКЕТНОМ ОБМЕНЕ С БЛОЧНЫМИ ПИЛОТАМИ
И. Б. Мещеряков, И. В. Сухов, М. Н. Рогулин, А. С. Козин, А. А. Фролов, В. Д. Гапоненко.....199

РАЗЛОЖЕНИЕ НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА С ТРОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ НА СУММУ BOC-КОМПОНЕНТ
М. А. Лебедев, В. В. Неровный, Н. А. Неровная.....220

АППРОКСИМАЦИЯ TBOC-СИГНАЛА В ВИДЕ СУММЫ DBOC-КОМПОНЕНТ
М. А. Лебедев, В. В. Неровный, Т. Ю. Урывская 225

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЛУАТАЦИИ ГОСУДАРСТВЕННОГО ПЕРВИЧНОГО СПЕЦИАЛЬНОГО ЭТАЛОНА КООРДИНАТ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ГЭТ, 18-2022 В ЧАСТИ ИЗМЕРЕНИЙ АЗИМУТА
М. А. Ханзадян, Д. С. Печерица, А. А. Фролов.....231

МОДЕЛЬ РАСЧЕТА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ОШИБКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРОЙ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ, ПРИ ЕЕ РАБОТЕ С СИГНАЛАМИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ДОПОЛНЕНИЯ
М. В. Авдеев, И. С. Гончарук 237

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ДОПОЛНЕНИЯ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА СОВРЕМЕННОМ ЭТАПЕ
М. В. Авдеев, И. С. Гончарук 243

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТЫ АКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОДВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ
О. И. Пугачев, А. А. Поташин, В. О. Осипова.....251

УСЛОВИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ РАЗЛИЧИМОСТИ КОМПОНЕНТНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ КВАДРАТИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯХ В ЗАДАЧАХ ГЕОЛОКАЦИИ
Р. Р. Саниев, В. В. Уткин, С. А. Батчев, К. А. Федоров.....256

АЛГОРИТМ РАЗДЕЛЕНИЯ ВОЛН АКУСТИЧЕСКОГО КАРОТАЖА
С. А. Переселков, В. М. Кузькин, А. С. Переселков, Л. Н. Попова.....272

ЧИСЛЕННЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ ПО ОЦЕНКЕ ГЛУБИНЫ ИСТОЧНИКА В ВОЛНОВОДЕ
С. А. Переселков, В. М. Кузькин, А. С. Переселков, Л. Н. Попова.....283

ГОЛОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ДРОБНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ
С. А. Переселков, В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, А. С. Переселков, Л. Н. Попова.....291

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕЯНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН УПРУГОЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ОБОЛОЧКОЙ С ВНУТРЕННЕЙ ПЕРЕГОРОДКОЙ
С. Л. Ильменков, А. А. Клещев, С. А. Переселков, Н. В. Ладыкин, А. С. Переселков .302

ЧИСЛЕННАЯ ОЦЕНКА РАССЕЯНИЯ ЗВУКА ВРАЩЕНИЯ ДВИЖИТЕЛЯ В НАСАДКЕ НА КОРПУСЕ ПОДВОДНОГО АППАРАТА
С. Л. Ильменков, С. А. Переселков, Н. В. Ладыкин, А. С. Переселков 314

КОНЦЕПЦИЯ ЛОКАЛЬНОЙ КОСМИЧЕСКОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
Ю. С. Русов, Д. Р. Руссо, К. Д. Соломонов, А. Н. Семёнов.....327

ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ РОБОТА-ПЛАТФОРМЫ ВОИНСКИХ ГРУЗОВ В РЕЖИМЕ РАДИОМОЛЧАНИЯ
Ю. Ю. Бердникова, Б. Г. Майоров 334

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов

ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С ВЕРТИКАЛЬНЫМ ЗАЗОРОМ В ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЗАПОЛНЕНИИ С ПОТЕРЯМИ
А. А. Кононов, И. С. Коровченко, Е. В. Кущенко, Г. К. Усков.....344

СПОСОБ ОБНАРУЖЕНИЯ И ЦИКЛОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИЁМНОГО И ПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВ РАДИОЛИНИИ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ КОРОТКОИМПУЛЬСНЫЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ
А. А. Чаплыгин, В. Д. Лукьянчиков, А. В. Гостев, Н. А. Подтынников, А. А. Шатилова.....354

СПОСОБ АДАПТИВНОЙ ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ ПРИЁМА ИНФОРМАЦИОННЫХ КОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ
А. А. Чаплыгин, В. Д. Лукьянчиков, М. И. Паршин, А. В. Гостев, С. Ю. Иванов, А. А. Шатилова.....364

ВЫСОКОТОЧНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МАТЕРИАЛОВ НА БИСТАТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКЕ В ПОЛОСЕ ЧАСТОТ ОТ 1 ДО 60 ГГЦ ПОД УГЛОМ БРЮСТЕРА
В. П. Крылов, Р. А. Чирков 374

ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА С ЧАСТИЧТНО ФРАКТАЛЬНЫМ ИСПОЛНЕНИЕМ И УМЕНЬШЕННЫМИ ГАБАРИТАМИ
Г. К. Усков, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов 380

РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО Т-ОБРАЗНОГО ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ПОЛИНОМА ЧЕБЫШЕВА
Д. Х. Хань.....385

ВНЕШНЯЯ КАЛИБРОВКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПОЛЯРИМЕТРОВ

Е.Л. Шошин

Сургутский государственный университет ХМАО-Югры, Сургут, РФ

Аннотация. Рассмотрены вопросы внешней калибровки измерительных радиолокационных систем. Описаны методы калибровки каналов измерения параметров Стокса. Предложена процедура устранения поляризационных искажений, вносимых антенно-фидерным трактом радиолокационного поляриметра. Приведены результаты моделирования точности измерения матриц Мюллера и Кено различных радиолокационных целей.

Ключевые слова: внешняя калибровка, параметры Стокса, двухгранный отражатель, осесимметричный объект, матрица Кено.

EXTERNAL CALIBRATION OF RADAR POLARIMETERS

E.L. Shoshin

Surgut state University of KHMAO-Yugra, Surgut, Russia

Abstract. The issues of external calibration of measuring radar systems are considered. Methods of calibration of channels for measuring Stokes parameters are described. A procedure for eliminating polarization distortions introduced by the antenna-feeder path of a radar polarimeter is proposed. The results of modeling the measurement accuracy of the Mueller and Keno matrices for various radar targets are presented.

Keywords: external calibration, Stokes parameters, two-sided reflector, axisymmetric object, Keno matrix.

1. Введение

Для достижения необходимой точности измерения поляризационных характеристик радиолокационных целей используют механизмы калибровки радиолокационного поляриметра. Внешняя калибровка предусматривает использование искусственных радиолокационных отражателей с известными рассеивающими характеристиками и источников эталонных сигналов [1-2]. При внешней калибровке учитывается влияние антенно-фидерного тракта и внутренних цепей поляриметра, способных исказить результат измерения поляризационных характеристик радиолокационных объектов.

В [3] предложена параметрическая модель поляризационных измерений:

$$S^r = \mathrm{I} + \mathrm{R} S^c \mathrm{T}\,, \qquad (1)$$

где S^r- матрица рассеяния (МР) радиолокационной цели представляет собой результат измерений матрицы рассеяния исследуемой цели S^c; матрицы R и T характеризуют искажения, вносимые передающей и приёмной антеннами; матрица I определяет перекрестные связи между передающей и приёмной антенн.

2. Калибровка каналов измерения параметров Стокса методом поляризационной модуляции излучённых сигналов

Рассмотрим реализацию внешней калибровки при помощи неполяризованной последовательности радиоволн с векторами Стокса [4]: $\mathrm{St}_1^e = (I^e, Q^e, U^e, V^e)^T$,

$\mathrm{St}_2^e = (I^e, Q^e, -U^e, -V^e)^T$, $\mathrm{St}_3^e = (I^e, -Q^e, U^e, -V^e)^T$, $\mathrm{St}_4^e = (I^e, -Q^e, -U^e, V^e)^T$, которую будем использовать для облучения трёхгранного уголкового отражателя (TR) с известным значением ЭПР.

Векторы Стокса обратно рассеянного радиосигнала St_1^r, St_2^r, St_3^r, St_4^r связаны с векторами Стокса излучённых сигналов соотношением:

$$\mathrm{St}_{1,2,3,4}^r = h\ \mathrm{K}\ \mathrm{St}_{1,2,3,4}^e, \tag{2}$$

где K=diag(1,1,1,-1) – матрица Кено (МК) трёхгранного уголкового отражателя

$$h = \frac{\sigma_0}{(4\pi)^2 R^4}, \tag{3}$$

σ_0 - ЭПР TR, R - расстояние от TR до поляриметра.

Векторы Стокса рассеянных радиоволн в моменты времени t, 2t, 3t, 4t, соответствующие формированию неполяризованной последовательности излучённых сигналов, последовательно становятся равными:

$$\begin{aligned} \mathrm{St}_1^r &= (hI^e, hQ^e, hU^e, -hV^e)^T, \\ \mathrm{St}_2^r &= (hI^e, hQ^e, -hU^e, hV^e)^T, \\ \mathrm{St}_3^r &= (hI^e, -hQ^e, hU^e, hV^e)^T, \\ \mathrm{St}_4^r &= (hI^e, -hQ^e, -hU^e, -hV^e)^T, \end{aligned} \tag{4}$$

и усреднение на интервале времени 4t приводит к:

$$0{,}25\left\{\begin{vmatrix} hI^e \\ hQ^e \\ hU^e \\ -hV^e \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} hI^e \\ hQ^e \\ -hU^e \\ hV^e \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} hI^e \\ -hQ^e \\ hU^e \\ hV^e \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} hI^e \\ -hQ^e \\ -hU^e \\ -hV^e \end{vmatrix}\right\} = \begin{vmatrix} hI^e \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}. \tag{5}$$

Временные диаграммы параметров Q, U и V представляют собой последовательности разнополярных импульсов с нулевым средним значением. Отличия в амплитудных значениях параметров Q, U, V определяют относительные погрешности измерения параметров Стокса:

$$\delta_Q = \frac{Q_t^r + Q_{2t}^r - Q_{3t}^r - Q_{4t}^r}{I^r}, \tag{6}$$

$$\delta_U = \frac{U_t^r - U_{2t}^r + U_{3t}^r - U_{4t}^r}{I^r}, \tag{7}$$

$$\delta_V = \frac{-V_t^r + V_{2t}^r + V_{3t}^r - V_{4t}^r}{I^r}. \tag{8}$$

Нормировка величин δ_Q, δ_U, δ_V относительно параметра I^r связана с тем, что для неполяризованных рассеянных радиоволн I^r (мощность сигнала) - величина постоянная.

3. Калибровка каналов измерения параметров Стокса методом поляризационной модуляции рассеянных сигналов

При длительности зондирующего сигнала радиолокатора от нескольких микросекунд до нескольких десятков микросекунд, вектор Стокса электромагнитных волн, рассеянных искусственными отражателями и реальными радиолокационными объектами, демонстрирует свойства полностью поляризованных или частично-

поляризованных волн. Получить неполяризованные электромагнитные волны на указанном интервале времени можно при помощи отражателя с искусственно внесенными элементами, допускающими изменение передаточных и отражающих свойств при воздействии облучающего сигнала фиксированной поляризации. Значения элементов МР такого отражателя будут динамично изменяться во времени. Интервал времени, равный периоду следования зондируемого высокочастотного сигнала, ограничивает потенциально возможную скорость переключения поляризационных характеристик отражателя. Диапазон значений элементов МР задает пространство состояний на поляризационной сфере радиолокационных объектов [5]. Минимальное число состояний МР, допускающее формирование отражателем неполяризованных рассеянных волн, связано с разложением МР по системе матриц Пауля δ_1, δ_2, δ_3, дополненной единичной матрицей δ_0 [5]. Практическая реализация такого разложения предполагает использование трёхгранного уголкового, двухгранного уголкового и невзаимного отражателей, МР которых приведены в таблице 1. В таблице 1 также приведены МК и векторы Стокса рассеянной волны, рассчитанные согласно (2) - (3).

Таблица 1 Представления матриц Кено и векторов Стокса

Отражатель	Матрица рассеяния	Матрица Кено	Вектор Стокса рассеянной волны
Трехгранный уголковый отражатель (TR)	$\delta_0 = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{vmatrix}$	$(hI^e, hQ^e,\ hU^e,\ -hV^e)^T$
Двухгранный уголковый отражатель 1 (D1)	$\delta_1 = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$	$(hI^e, hQ^e,\ -hU^e,\ hV^e)^T$
Двухгранный уголковый отражатель 2 (D2)	$\delta_2 = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$	$(hI^e, -hQ^e,\ hU^e,\ hV^e)^T$
Невзаимный отражатель (NR)	$\delta_3 = \begin{vmatrix} 0 & -i \\ i & 0 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{vmatrix}$	$(hI^e, -hQ^e,\ -hU^e,\ -hV^e)^T$

В предположении, что отражатель, при облучении волной фиксированной поляризацией, в динамическом режиме переключает свое состояние и, при этом, в произвольном порядке принимает значения МР и МК согласно таблице 1, векторы Стокса рассеянных радиоволн в моменты времени t, 2t, 3t, 4t последовательно примут состояния (4), а вектор Стокса, усреднённый на интервале 4t, покажет свойства неполяризованной волны. Динамика изменения параметров Q, U, V приводит к возникновению последовательности разнополярных импульсов с нулевым средним и относительные погрешности измерения параметров Стокса определятся соотношениями (6) – (8). Таким образом имеет место дуальность методов калибровки параметров Стокса

с использованием поляризационной модуляции излучённых и рассеянных сигналов, которые приводят к одинаковым соотношениям при измерении погрешностей.

4. Анализ точности измерения матриц Мюллера и Кено

По аналогии с (1) осуществим переход к модели поляризационных измерений МК радиолокационной цели по соглашению Back Scatter Alignment:

$$\mathrm{K}^r=\mathrm{J}+\mathrm{F}\mathrm{K}^c\mathrm{P}, \tag{9}$$

где K^c - неискажённая МК, J, F, P - матрицы Мюллера, имеют размерность 4 на 4, при этом, матрица P моделирует прямую передачу сигналов между входными зажимами передающей антенны до исследуемого объекта, матрица F моделирует прямую передачу сигналов между объектом и выходными зажимами приемной антенны, матрица J моделирует ошибки перекрестных связей передающей и приемной антенн поляриметра.

Альтернативно можно использовать модель поляризационных измерений матрицы Мюллера (ММ) радиолокационной цели по соглашению FSA:

$$\mathrm{M}^r=\mathrm{J}+\mathrm{F}\mathrm{M}^c\mathrm{P}. \tag{10}$$

Связь между матрицами Кено и Мюллера выражается соотношением [7]:

$$\mathrm{K}^c=\mathrm{D}\mathrm{M}^c, \tag{11}$$

где D =diag (1,1,1,-1).

Будем использовать модель поляризационных измерений (10) для разработки процедуры устранения влияния искажений, вносимых передающей и приёмной антенной на результат измерения ММ. Число независимых переменных матрицы M^c составляет 16, число переменных P и F согласно свойству симметрии [6] составляет 10. Из (10) можно выразить ММ, свободную от искажений:

$$\mathrm{M}^c=\mathrm{F}^{-1}(\mathrm{M}^r-\mathrm{J})P^{-1}. \tag{12}$$

Элементы матрицы J могут быть определены при калибровке путем ориентирования передающей и приемной антенны поляриметра на радиолокационный объект с малой (почти нулевой) эффективной поверхностью рассеяния. Значения элементов матриц F, P также определяются в ходе калибровки. Вводя матрицу

$$\mathrm{W}=\mathrm{M}^r-\mathrm{J}, \tag{13}$$

получим:

$$\mathrm{W}=\mathrm{F}\mathrm{M}^c P. \tag{14}$$

и задача калибровки сводится к определению 20 неизвестных коэффициентов f_{ij} и p_{ij} матриц F и P.

Для определения неизвестных значений элементов матриц F и P, необходима серия из 16 измерений векторов Стокса, включающая в себя облучение калибровочной цели неполяризованной последовательностью радиоволн $\mathrm{St}^{e}_{1,2,3,4}$ и измерение параметров Стокса радиосигналов, рассеянных отражателями TR, D1, D2, NR. Полученный набор векторов Стокса позволяет выполнить оценку элементов ММ M^r_{TR}, M^r_{D1}, M^r_{D2}, M^r_{NR} [4]:

$$\begin{aligned}
m_{j1} &= \frac{0.25}{hI^e}(G_1^r + G_2^r + G_3^r + G_4^r), \qquad (15)\\
m_{j2} &= \frac{0.25}{hQ^e}(G_1^r + G_2^r - G_3^r - G_4^r),\\
m_{j3} &= \frac{0.25}{hU^e}(G_1^r - G_2^r + G_3^r - G_4^r),\\
m_{j4} &= \frac{0.25}{hV^e}(G_1^r - G_2^r - G_3^r + G_4^r),
\end{aligned}$$

$$G^r_{1,2,2,4} = \begin{cases} I^r_{1,2,3,4}, & j=1 \\ Q^r_{1,2,3,4}, & j=2 \\ U^r_{1,2,3,4}, & j=3 \\ V^r_{1,2,3,4}, & j=4 \end{cases}.$$

Линейная комбинация измеренных ММ приводит к выделению элементов матриц F и P:

$$A=\frac{M^r_{TR}+M^r_{D1}+M^r_{D2}+M^r_{NR}}{4}=\begin{vmatrix} f_{11}p_{11} & f_{11}p_{12} & f_{11}p_{13} & f_{11}p_{14} \\ f_{12}p_{11} & f_{12}p_{12} & f_{12}p_{13} & f_{12}p_{14} \\ f_{13}p_{11} & f_{13}p_{12} & f_{13}p_{13} & f_{13}p_{14} \\ -f_{14}p_{11} & -f_{14}p_{12} & -f_{14}p_{13} & -f_{14}p_{14} \end{vmatrix}, \quad (16)$$

$$B=\frac{M^r_{TR}+M^r_{D1}-M^r_{D2}-M^r_{NR}}{4}=\begin{vmatrix} f_{12}p_{12} & f_{12}p_{22} & f_{12}p_{23} & f_{12}p_{24} \\ f_{22}p_{12} & f_{22}p_{22} & f_{22}p_{23} & f_{22}p_{24} \\ f_{23}p_{12} & f_{23}p_{22} & f_{23}p_{23} & f_{23}p_{24} \\ -f_{24}p_{12} & -f_{24}p_{22} & -f_{24}p_{23} & -f_{24}p_{24} \end{vmatrix}, \quad (17)$$

$$C=\frac{M^r_{TR}-M^r_{D1}+M^r_{D2}-M^r_{NR}}{4}=\begin{vmatrix} f_{13}p_{13} & f_{13}p_{23} & f_{13}p_{33} & f_{13}p_{34} \\ f_{23}p_{13} & f_{23}p_{23} & f_{23}p_{33} & f_{23}p_{34} \\ f_{33}p_{13} & f_{33}p_{23} & f_{33}p_{33} & f_{33}p_{34} \\ -f_{34}p_{13} & -f_{34}p_{23} & -f_{34}p_{33} & -f_{34}p_{34} \end{vmatrix}, \quad (18)$$

$$D=\frac{M^r_{TR}-M^r_{D1}-M^r_{D2}+M^r_{NR}}{4}=\begin{vmatrix} -f_{14}p_{14} & -f_{14}p_{24} & -f_{14}p_{34} & f_{14}p_{44} \\ -f_{24}p_{14} & -f_{24}p_{24} & -f_{24}p_{34} & f_{24}p_{44} \\ -f_{34}p_{14} & -f_{34}p_{24} & -f_{34}p_{34} & f_{34}p_{44} \\ -f_{44}p_{14} & -f_{44}p_{24} & -f_{44}p_{34} & f_{44}p_{44} \end{vmatrix}. \quad (19)$$

Заменяя коэффициенты матриц F и P значениями матриц A, B, C, D, запишем связь элементов матриц W и в виде столбцов:

$$W=ZM^c, \quad (20)$$

где

$W=\|w_{11}\ w_{12}\ w_{13}\ w_{14}\ w_{21}\ w_{22}\ w_{23}\ w_{24}\ w_{31}\ w_{32}\ w_{33}\ w_{34}\ w_{41}\ w_{42}\ w_{43}\ w_{44}\|^T$,

$M^c=\|m_{11}\ m_{12}\ m_{13}\ m_{14}\ m_{21}\ m_{22}\ m_{23}\ m_{24}\ m_{31}\ m_{32}\ m_{33}\ m_{34}m_{41}\ m_{42}\ m_{43}\ m_{44}\|^T$,

Z – матрица, состоящая из субматриц Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, с размерностью 8 на 8:

$$Z=\left\|\begin{matrix} Z_1 & Z_2 \\ Z_3 & Z_4 \end{matrix}\right\|, \quad (21)$$

$$Z_1=\left\|\begin{matrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & -a_{14} & a_{21} & a_{22} & a_{23} & -a_{24} \\ a_{12} & a_{11}\frac{b_{12}}{a_{21}} & a_{11}\frac{c_{12}}{a_{31}} & a_{11}\frac{-b_{14}}{a_{21}} & b_{11} & b_{12} & b_{13} & -b_{14} \\ a_{13} & a_{11}\frac{b_{13}}{a_{12}} & a_{11}\frac{c_{13}}{a_{31}} & a_{11}\frac{-c_{14}}{a_{31}} & a_{23} & b_{13} & a_{21}\frac{c_{13}}{a_{31}} & a_{21}\frac{-c_{14}}{a_{31}} \\ a_{14} & a_{11}\frac{b_{14}}{a_{21}} & a_{11}\frac{c_{14}}{a_{31}} & a_{11}\frac{-d_{14}}{a_{41}} & a_{24} & b_{14} & a_{21}\frac{c_{14}}{a_{31}} & a_{21}\frac{-d_{14}}{a_{41}} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & -a_{24} & b_{21}\frac{a_{21}}{b_{11}} & b_{21} & b_{22}\frac{a_{23}}{b_{12}} & b_{22}\frac{-a_{24}}{b_{12}} \\ a_{22} & b_{12} & b_{13} & -b_{14} & b_{21} & b_{22} & b_{23} & -b_{24} \\ a_{23} & b_{13} & a_{21}\frac{c_{13}}{a_{31}} & a_{21}\frac{-c_{14}}{a_{31}} & b_{22}\frac{a_{23}}{b_{12}} & b_{23} & b_{22}\frac{c_{23}}{b_{32}} & b_{22}\frac{-c_{24}}{b_{32}} \\ a_{24} & b_{14} & a_{21}\frac{c_{14}}{a_{31}} & a_{21}\frac{-d_{14}}{a_{41}} & b_{22}\frac{a_{24}}{b_{12}} & b_{24} & b_{22}\frac{c_{24}}{b_{32}} & b_{22}\frac{-d_{24}}{b_{42}} \end{matrix}\right\|, \quad (22)$$

$$Z_2=\begin{Vmatrix} a_{31} & a_{32} & a_{33} & -a_{34} & a_{41} & a_{42} & a_{43} & -a_{44} \\ a_{32} & a_{31}\frac{b_{12}}{a_{21}} & c_{12} & a_{31}\frac{-b_{14}}{a_{21}} & -a_{42} & a_{41}\frac{-b_{12}}{a_{21}} & a_{41}\frac{-b_{13}}{a_{21}} & d_{12} \\ a_{33} & c_{12} & c_{13} & -c_{14} & -a_{43} & a_{41}\frac{-b_{13}}{a_{21}} & a_{41}\frac{-c_{13}}{a_{31}} & d_{13} \\ a_{34} & a_{31}\frac{b_{14}}{a_{21}} & c_{14} & a_{31}\frac{-d_{14}}{a_{41}} & -d_{11} & -d_{12} & -d_{13} & d_{14} \\ b_{31}\frac{a_{21}}{b_{11}} & b_{31} & c_{21} & b_{32}\frac{-a_{24}}{b_{12}} & b_{41}\frac{-a_{21}}{b_{11}} & -b_{41} & b_{42}\frac{-a_{23}}{b_{12}} & d_{21} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & -b_{34} & -b_{41} & -b_{42} & -b_{43} & d_{22} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & -c_{24} & b_{42}\frac{-a_{23}}{b_{12}} & -b_{43} & b_{43}\frac{-c_{23}}{b_{33}} & d_{23} \\ b_{32}\frac{d_{21}}{b_{42}} & b_{34} & c_{24} & b_{32}\frac{-d_{24}}{b_{42}} & -d_{21} & -d_{22} & -d_{23} & d_{24} \end{Vmatrix}, \quad (23)$$

$$Z_3=\begin{Vmatrix} a_{31} & a_{32} & a_{33} & -a_{34} & b_{31}\frac{a_{21}}{b_{11}} & b_{31} & c_{21} & b_{32}\frac{-a_{24}}{b_{12}} \\ a_{32} & a_{31}\frac{b_{12}}{a_{21}} & c_{12} & a_{31}\frac{-b_{14}}{a_{21}} & b_{31} & b_{32} & b_{33} & -b_{34} \\ a_{33} & c_{12} & c_{13} & -c_{14} & c_{21} & c_{22} & c_{23} & -c_{24} \\ a_{34} & a_{32}\frac{b_{14}}{a_{22}} & c_{14} & a_{32}\frac{-d_{14}}{a_{42}} & c_{22}\frac{a_{34}}{c_{12}} & b_{34} & c_{24} & c_{22}\frac{-d_{34}}{c_{42}} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & -a_{44} & b_{41}\frac{a_{21}}{b_{11}} & a_{22} & b_{41}\frac{a_{23}}{b_{11}} & -d_{21} \\ a_{42} & d_{12}\frac{b_{42}}{d_{22}} & d_{12}\frac{b_{43}}{d_{22}} & -d_{12} & b_{41} & b_{42} & b_{43} & -d_{22} \\ a_{43} & d_{13}\frac{c_{42}}{d_{33}} & d_{13}\frac{c_{43}}{d_{33}} & -d_{13} & b_{43}\frac{a_{23}}{b_{13}} & b_{43} & b_{43}\frac{c_{23}}{b_{33}} & -d_{23} \\ a_{44} & d_{12} & d_{13} & -d_{14} & d_{21} & d_{22} & d_{23} & -d_{24} \end{Vmatrix}, \quad (24)$$

$$Z_4=\begin{Vmatrix} c_{31}\frac{a_{31}}{c_{11}} & c_{31}\frac{a_{32}}{c_{11}} & c_{31} & c_{31}\frac{-a_{34}}{c_{11}} & c_{41}\frac{-a_{31}}{c_{11}} & c_{41}\frac{-a_{32}}{c_{11}} & -c_{41} & d_{31} \\ c_{32}\frac{a_{32}}{c_{12}} & c_{32}\frac{b_{32}}{c_{22}} & c_{32} & c_{32}\frac{-b_{34}}{c_{22}} & c_{42}\frac{-a_{32}}{c_{12}} & c_{42}\frac{-b_{32}}{c_{22}} & -c_{42} & d_{32} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} & -c_{34} & -c_{41} & -c_{42} & -c_{43} & d_{33} \\ c_{32}\frac{a_{34}}{c_{12}} & c_{34}\frac{b_{34}}{c_{24}} & c_{34} & c_{34}\frac{-d_{34}}{c_{44}} & -d_{31} & -d_{32} & -d_{33} & d_{34} \\ c_{41}\frac{a_{31}}{c_{11}} & c_{41}\frac{a_{32}}{c_{11}} & c_{41} & -d_{31} & d_{41}\frac{-a_{41}}{d_{11}} & d_{41}\frac{-a_{42}}{d_{11}} & d_{41}\frac{-a_{43}}{d_{11}} & d_{41} \\ c_{42}\frac{a_{32}}{c_{12}} & c_{42}\frac{b_{32}}{c_{22}} & c_{42} & -d_{32} & d_{42}\frac{-b_{41}}{d_{22}} & d_{42}\frac{-b_{42}}{d_{22}} & d_{42}\frac{-b_{43}}{d_{22}} & d_{42} \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} & -c_{44} & d_{43}\frac{-c_{41}}{d_{33}} & d_{43}\frac{-c_{42}}{d_{33}} & d_{43}\frac{-c_{43}}{d_{33}} & d_{43} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & -d_{34} & -d_{41} & -d_{42} & -d_{43} & d_{44} \end{Vmatrix}. \quad (25)$$

Из (20) следует:

$$M^c=Z^{-1}W. \quad (26)$$

Рассмотренная процедура устранения искажений, состоящая из (12)-(26), справедлива и для модели поляризационных измерений МК (9) с заменой ММ на МК, однако матрица Z в этом случае нуждается в дополнительном определении.

В качестве примера устранения искажений, вносимых приемной и передающей антеннами, рассмотрим численный расчет элементов ММ и МК без учета влияния ошибок измерения параметров Стокса:

1. двухгранного уголкового отражателя с ориентацией ребра под углом 20^0,

2. осесимметричного радиолокационного объекта, МР которого обладает отношением собственных чисел 0.5, фазовым сдвигом собственных чисел 90^0 и углом ориентации 25^0 в декартовом измерительном базисе.

Уровни боковых лепестков передающей и приемной антенн зададим со значениями -20…-10 дБ относительно главного лепестка диаграммы направленности. Матрицу перекрестных связей зададим со значениями -20…-17 дБ относительно коэффициента усиления передающей и приемной антенн.

В таблице 2 приведены исходные МР (S), ММ (M^c) и МК (K^c) выбранных радиолокационных объектов, заданные матрицы F, P, J, рассчитанные согласно (15) матрицы M^r, M^r_{TR}, M^r_{D1}, M^r_{D2}, M^r_{NR}, рассчитанная согласно (21)-(25) матрица Z, рассчитанные согласно (20) матрицы W, рассчитанные согласно (26) и (11) матрицы ММ (M) и МК (K).

Таблица 2. Результаты расчета элементов матриц Мюллера и Кено

№	Двухгранный уголковый отражатель	Осесимметричный объект
S	$\begin{vmatrix} 0.766 & -0.643 \\ -0.643 & -0.766 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 0.821+0.045i & 0.383-0.096i \\ 0.383-0.096i & 0.179+0.205i \end{vmatrix}$
M^c	$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.174 & -0.985 & 0 \\ 0 & -0.985 & -0.174 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 0.531 & 0.301 & 0.359 & 0 \\ 0.301 & 0.219 & 0.262 & -0.192 \\ 0.359 & 0.262 & 0.312 & 0.161 \\ 0 & 0.192 & -0.161 & 0 \end{vmatrix}$
K^c	$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.174 & -0.985 & 0 \\ 0 & -0.985 & -0.174 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 0.531 & 0.301 & 0.359 & 0 \\ 0.301 & 0.219 & 0.262 & -0.192 \\ 0.359 & 0.262 & 0.312 & 0.161 \\ 0 & -0.192 & 0.161 & 0 \end{vmatrix}$
F	$\begin{vmatrix} 1 & 0.02 & 0.03 & 0.01 \\ 0.02 & 1 & 0.02 & 0.02 \\ 0.03 & 0.02 & 1 & 0.1 \\ -0.01 & -0.02 & -0.1 & 1 \end{vmatrix}$	
P	$\begin{vmatrix} 1 & 0.02 & 0.05 & 0.01 \\ 0.02 & 1 & 0.1 & 0.02 \\ 0.05 & 0.1 & 1 & 0.05 \\ -0.01 & -0.02 & -0.05 & 1 \end{vmatrix}$	
J	$\begin{vmatrix} 0.02 & 0 & 0.01 & 0.02 \\ 0 & 0.01 & 0 & 0.01 \\ -0.01 & 0 & 0.01 & 0 \\ 0.02 & 0.01 & 0 & 0.02 \end{vmatrix}$	
M^r	$\begin{vmatrix} 1.018 & -8.4\cdot10^{-3} & 0.033 & 0.018 \\ -0.026 & 0.066 & -0.971 & -0.056 \\ -8.3\cdot10^{-3} & -0.998 & -0.275 & -0.129 \\ 0.024 & 0.129 & 0.096 & -0.976 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 0.593 & 0.364 & 0.441 & 0.051 \\ 0.339 & 0.282 & 0.321 & -0.157 \\ 0.391 & 0.33 & 0.362 & 0.182 \\ -0.034 & 0.147 & -0.187 & 4.123\cdot10^{-4} \end{vmatrix}$
M^r_{TR}	$\begin{vmatrix} 1.002 & 0.043 & 0.082 & 0.022 \\ 0.041 & 1.002 & 0.12 & 0.041 \\ 0.079 & 0.119 & 0.999 & 0.151 \\ -0.025 & -0.05 & -0.152 & 0.995 \end{vmatrix}$	

M_{D1}^{r}	$\begin{vmatrix} 0.999 & 0.037 & 0.023 & -1.1\cdot10^{-3} \\ 0.039 & 0.999 & 0.088 & -8\cdot10^{-4} \\ -0.019 & -0.077 & -0.991 & -0.149 \\ 4.6\cdot10^{-3} & 9.8\cdot10^{-3} & 0.148 & -0.995 \end{vmatrix}$
M_{D2}^{r}	$\begin{vmatrix} 1.001 & 3.2\cdot10^{-3} & 0.079 & 1.1\cdot10^{-3} \\ 1.2\cdot10^{-3} & -0.997 & -0.078 & -0.039 \\ 0.081 & 0.083 & 1.005 & -0.05 \\ -4.6\cdot10^{-3} & 0.03 & -0.048 & -1.005 \end{vmatrix}$
M_{NR}^{r}	$\begin{vmatrix} 0.998 & -3.2\cdot10^{-3} & 0.018 & 0.018 \\ -0.002 & -1.002 & -0.12 & -8\cdot10^{-4} \\ -0.021 & -0.121 & -1.005 & 0.05 \\ -0.015 & 9.8\cdot10^{-3} & 0.052 & 1.005 \end{vmatrix}$
Z_1	$\begin{vmatrix} 1 & 0.02 & 0.05 & -0.01 & 0.02 & 4\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & -2\cdot10^{-4} \\ 0.02 & 1 & 0.1 & -0.02 & 4\cdot10^{-4} & 0.02 & 2\cdot10^{-3} & -4\cdot10^{-4} \\ 0.05 & 0.1 & 1 & -0.05 & 1\cdot10^{-3} & 2\cdot10^{-3} & 0.02 & -1\cdot10^{-3} \\ 0.01 & 0.02 & 0.05 & 1 & 2 & 4\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & -6\cdot10^{-3} \\ 0.02 & 4\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & -2\cdot10^{-4} & 1 & 0.02 & 0.05 & -0.01 \\ 4\cdot10^{-4} & 0.02 & 2\cdot10^{-3} & -4\cdot10^{-4} & 0.02 & 1 & 0.1 & -0.02 \\ 1\cdot10^{-3} & 2\cdot10^{-3} & 0.02 & -1\cdot10^{-3} & 0.05 & 0.1 & 1 & -0.05 \\ 2\cdot10^{-4} & 4\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & 0.02 & 0.01 & 0.02 & 0.05 & 1 \end{vmatrix}$
Z_2	$\begin{vmatrix} 0.03 & 6\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & -3\cdot10^{-4} & -1\cdot10^{-2} & -2\cdot10^{-4} & -5\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-4} \\ 6\cdot10^{-4} & 0.03 & 3\cdot10^{-3} & -6\cdot10^{-4} & 2\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-2} & 1\cdot10^{-3} & -2\cdot10^{-4} \\ 1\cdot10^{-3} & 3\cdot10^{-3} & 0.03 & -1\cdot10^{-3} & 5\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & 1\cdot10^{-2} & -5\cdot10^{-4} \\ 3\cdot10^{-4} & 6\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & 0.03 & 1\cdot10^{-4} & 2\cdot10^{-4} & 5\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-2} \\ 0.024 & 10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & -2\cdot10^{-4} & -0.02 & 4\cdot10^{-4} & -1\cdot10^{-3} & -2\cdot10^{-4} \\ 4\cdot10^{-4} & 0.02 & 2\cdot10^{-3} & -4\cdot10^{-4} & 4\cdot10^{-4} & 0.02 & 2\cdot10^{-3} & -4\cdot10^{-4} \\ 1\cdot10^{-3} & 2\cdot10^{-3} & 0.02 & -1\cdot10^{-3} & 1\cdot10^{-4} & 2\cdot10^{-3} & 0.02 & -1\cdot10^{-4} \\ 2\cdot10^{-4} & 4\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & 0.02 & 2\cdot10^{-4} & 4\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-4} & 0.02 \end{vmatrix}$
Z_3	$\begin{vmatrix} 0.03 & 6\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & -3\cdot10^{-4} & 0.02 & 4\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & -2\cdot10^{-4} \\ 6\cdot10^{-4} & 0.03 & 3\cdot10^{-3} & -6\cdot10^{-4} & 4\cdot10^{-4} & 0.02 & 2\cdot10^{-3} & -4\cdot10^{-4} \\ 1\cdot10^{-3} & 3\cdot10^{-3} & 0.03 & -1\cdot10^{-3} & 1\cdot10^{-3} & 2\cdot10^{-3} & 0.02 & -1\cdot10^{-3} \\ 3\cdot10^{-4} & 6\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & 0.03 & 2\cdot10^{-4} & 4\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-3} & 0.02 \\ -1\cdot10^{-2} & -2\cdot10^{-4} & -5\cdot10^{-4} & 1\cdot10^{-4} & -0.02 & -4\cdot10^{-4} & -1\cdot10^{-3} & 2\cdot10^{-4} \\ -2\cdot10^{-4} & -1\cdot10^{-2} & -1\cdot10^{-3} & 2\cdot10^{-4} & -4\cdot10^{-4} & -0.02 & -2\cdot10^{-3} & 4\cdot10^{-4} \\ -5\cdot10^{-4} & -1\cdot10^{-3} & -0.01 & 5\cdot10^{-4} & -1\cdot10^{-3} & -2\cdot10^{-3} & -0.02 & 1\cdot10^{-3} \\ -1\cdot10^{-4} & -2\cdot10^{-4} & -5\cdot10^{-4} & -1\cdot10^{-2} & -2\cdot10^{-4} & -4\cdot10^{-4} & -1\cdot10^{-3} & -0.02 \end{vmatrix}$

Z_4	$\begin{vmatrix} 1 & 0.02 & 0.05 & -0.01 & 0.1 & 2\cdot10^{-3} & 5\cdot10^{-3} & -1\cdot10^{-3} \\ 0.02 & 1 & 0.1 & -0.02 & 2\cdot10^{-3} & 0.1 & 0.01 & -2\cdot10^{-3} \\ 0.05 & 0.1 & 1 & -0.05 & 5\cdot10^{-3} & 0.01 & 0.1 & -5\cdot10^{-3} \\ 0.01 & 0.02 & 0.05 & 1 & 1\cdot10^{-3} & 2\cdot10^{-3} & 5\cdot10^{-3} & 0.1 \\ -0.1 & -2\cdot10^{-3} & -5\cdot10^{-3} & 10^{-3} & 1 & 0.02 & 0.05 & -0.01 \\ -2\cdot10^{-3} & -0.1 & -0.01 & 2\cdot10^{-3} & 0.02 & 1 & 0.1 & -0.02 \\ -5\cdot10^{-3} & -0.01 & -0.1 & 5\cdot10^{-3} & 0.05 & 0.1 & 1 & -0.05 \\ -10^{-3} & -2\cdot10^{-3} & -5\cdot10^{-3} & -0.1 & 0.01 & 0.02 & 0.05 & 1 \end{vmatrix}$	
W	$\begin{vmatrix} 0.998 & -8.36\cdot10^{-3} & 0.023 & -1.76\cdot10^{-3} \\ -0.026 & 0.056 & -0.971 & -0.066 \\ 1.70\cdot10^{-3} & -0.998 & -0.285 & -0.129 \\ 3.75\cdot10^{-3} & 0.119 & 0.096 & -0.996 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 0.573 & 0.364 & 0.431 & 0.031 \\ 0.339 & 0.272 & 0.321 & -0.167 \\ 0.401 & 0.33 & 0.352 & 0.182 \\ -0.054 & 0.137 & -0.187 & -0.02 \end{vmatrix}$
M	$\begin{vmatrix} 1 & -3.0\cdot10^{-6} & -9.8\cdot10^{-6} & -1.45\cdot10^{-6} \\ -3.8\cdot10^{-6} & 0.174 & -0.985 & 2.80\cdot10^{-8} \\ -6.0\cdot10^{-6} & -0.985 & -0.174 & 4.40\cdot10^{-8} \\ 1.3\cdot10^{-6} & -2.0\cdot10^{-8} & -6.4\cdot10^{-8} & -1 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 0.531 & 0.301 & 0.359 & -5.9\cdot10^{-6} \\ 0.301 & 0.22 & 0.262 & -0.191 \\ 0.359 & 0.262 & 0.312 & 0.161 \\ -6\cdot10^{-6} & 0.192 & -0.161 & -3.3\cdot10^{-5} \end{vmatrix}$
K	$\begin{vmatrix} 1 & -3.0\cdot10^{-6} & -9.8\cdot10^{-6} & -1.45\cdot10^{-6} \\ -3.8\cdot10^{-6} & 0.174 & -0.985 & 2.80\cdot10^{-8} \\ -6.0\cdot10^{-6} & -0.985 & -0.174 & 4.40\cdot10^{-8} \\ -1.3\cdot10^{-6} & 2.0\cdot10^{-8} & 6.4\cdot10^{-8} & 1 \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} 0.531 & 0.301 & 0.359 & -5.9\cdot10^{-6} \\ 0.301 & 0.22 & 0.262 & -0.191 \\ 0.359 & 0.262 & 0.312 & 0.161 \\ 6\cdot10^{-6} & -0.192 & 0.161 & 3.3\cdot10^{-5} \end{vmatrix}$

Приведённый расчет свидетельствует, что относительная погрешность измерения значений элементов ММ (M^r) обоих радиолокационных объектов без компенсации искажений составляет от 2% до 25%. Погрешность измерения значений элементов ММ (M) и МК (K) после компенсации искажений, вносимых передающей и приемной антенной, составляет $10^{-6}…10^{-1}$ %.

5. Заключение

Внешняя калибровка каналов измерения параметров Стокса может выполняться методами поляризационной модуляции излученных и рассеянных сигналов. Метод поляризационной модуляции излученных сигналов реализуется с помощью неполяризованной последовательности зондирующих сигналов и трехгранного уголкового отражателя. Метод поляризационной модуляции рассеянных сигналов реализуется с помощью радиолокационного отражателя, способного в динамическом режиме изменять свои поляризационные свойства.

Устранение искажений, вносимых передающей и приёмной антеннами при измерении матрицы Кено радиолокационного объекта, достигается внешней калибровкой поляриметра с использованием неполяризованной последовательности излученных сигналов и радиолокационного отражателя с управляемыми поляризационными свойствами. Погрешность измерения значений элементов матрицы Кено двухгранного отражателя и осесимметричной радиолокационной цели после устранения искажений не превышает 10^{-1} %.

Литература

1. Yueh S.H., Kong J.A., Barnes R. M. and Shin R.T. Calibration of polarimetric radars using in-scene reflectors //Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 1990. V. 4. № 1. PP. 27-48.
2. Izumi1 Y., Demirci S., Baharuddin M.Z., Waqarl M.M., Sri Sumantyo1 J.T. The Development and Comparison of Two Polarimetric Calibration Techniques for Ground-Based Circularly Polarized Radar System //Progress In Electromagnetics Research B. 2017. Vol.73. PP.79–93.
3. Wiesbeck W., Riegger S. A complete error model for free space polarimetric measurements //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1991. Vol. 39. №8. PP. 1105-111
4. Shoshin E.L. Methods for measuring the polarization characteristics of radar targets using unpolarized radio waves // Journal of Communications Technology and Electronics. 2022. Т. 67. № 9. PP. 1096-1104. DOI: 10.31857/S0033849422090157
5. Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Т. 1. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та, 2006. 380с.
6. Van De Hulst H.C. Light scattering by small particles. Dover Publications Inc, New York. 1981. 470 p.
7. Козлов А. И., Логвин А. И., Сарычев В. А. Поляризация радиоволн. Кн. 2. Радиолокационная поляриметрия. М: Радиотехника, 2007. 640с.

References

1. Yueh S.H., Kong J.A., Barnes R. M. and Shin R.T. Calibration of polarimetric radars using in-scene reflectors //Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 1990. V. 4. № 1. PP. 27-48.
2. Izumi1 Y., Demirci S., Baharuddin M.Z., Waqarl M.M., Sri Sumantyo1 J.T. The Development and Comparison of Two Polarimetric Calibration Techniques for Ground-Based Circularly Polarized Radar System //Progress In Electromagnetics Research B. 2017. Vol.73. PP.79–93.
3. Wiesbeck W., Riegger S. A complete error model for free space polarimetric measurements //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1991. Vol. 39. №8. PP. 1105-111
4. Shoshin E.L. Methods for measuring the polarization characteristics of radar targets using unpolarized radio waves // Journal of Communications Technology and Electronics. 2022. Т. 67. № 9. PP. 1096-1104. DOI: 10.31857/S0033849422090157
5. Tatarinov V.N., Tatarinov S.V., Ligthart L.P. Introduction to the modern theory of polarization of radar signals. Vol. 1. Polarization of plane electromagnetic waves and its transformations. Tomsk: Publishing House of Tomsk State University, 2006. 380p.
6. Van De Hulst H.C. Light scattering by small particles. Dover Publications Inc, New York. 1981. 470 p.
7. Kozlov A. I., Logvin A. I., Sarychev V. A. Polarization of radio waves. Book 2. Radar polarimetry. Moscow: Radio Engineering, 2007. 640p.

МОНИТОРИНГ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ПОМОЩЬЮ СОВРЕМЕННЫХ ВЕРТОЛЕТНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ: АНАЛИЗ, КОНСТРУКЦИИ И ПЕРСПЕКТИВЫ

И. А. Макеев, Ю. В. Петров

БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются современные радиолокационные системы (РЛС) вертолетного базирования, применяемые для задач дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Отмечаются их уникальные кинематические и тактические преимущества перед спутниковыми и самолетными платформами. На примере передовых отечественных и зарубежных комплексов анализируются основные решаемые задачи, достоинства и конструктивные недостатки существующих систем. Выделена одна из нерешенных проблема современной вертолетной радиолокации — обеспечение всеракурсного (кругового) обзора с высоким пространственным разрешением на больших дальностях. На основе сравнительного анализа типов РЛС и вариантов их размещения на планере обосновывается вывод, что наилучшим решением данной задачи является применение подфюзеляжных конструкций с вращающейся антенной, реализующих метод прямого синтеза апертуры. Показано, что достижение высоких характеристик в таком режиме требует многократного увеличения времени когерентного накопления сигнала. В условиях траекторных нестабильностей и интенсивных вибраций вертолета это делает традиционные методы обработки неэффективными. Делается вывод о критической необходимости разработки принципиально новых методик и алгоритмов автофокусировки, опирающихся на исследования отечественных специалистов, что является ключом к созданию вертолетных РЛС нового поколения.

Ключевые слова: дистанционное зондирование Земли; вертолетная радиолокационная система; РСА; радиолокационный мониторинг поверхности.

MONITORING OF THE EARTH'S SURFACE USING MODERN HELICOPTER RADAR SYSTEMS: ANALYSIS, DESIGN, AND PROSPECTS

I. A. Makeev, Y. V. Petrov

Baltic State Technical University «VOENMEH» named after D. F. Ustinov, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The article discusses modern helicopter-based radar systems (RSL) used for Earth remote sensing (ESR) tasks. Its unique kinematic and tactical advantages over satellite and aircraft platforms are noted. On the example of advanced domestic and foreign complexes, the main tasks solved, advantages and design shortcomings of existing systems are analyzed. One of the unresolved problems of modern helicopter radar is highlighted — providing all-angle (circular) view with high spatial resolution at long ranges. Based on a comparative analysis of radar types and their placement options on the airframe, it is concluded that the best solution to this problem is the use of under-fuselage structures with a rotating antenna that implement the direct aperture synthesis method. It is shown that achieving high performance in this mode requires a significant increase in the time for coherent signal accumulation. In the context of helicopter trajectory instability and intense vibrations, this makes traditional processing methods ineffective. The article concludes that there is a critical need to develop

fundamentally new autofocus techniques and algorithms based on research by Russian specialists, which is the key to creating next-generation helicopter radars.

Keywords: remote sensing of the Earth; helicopter radar system; RSA; radar monitoring of the surface.

1. Введение

Мониторинг земной поверхности является одной из ключевых задач дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Радиолокационные системы обеспечивают получение информации независимо от времени суток и погодных условий, что делает их особенно эффективными при решении задач обороны, экологического контроля, картографирования, навигации и поисково-спасательных операций [1–3]. В отличие от оптических средств наблюдения, радиолокация обеспечивает устойчивость к облачности, задымлению и осадкам, а также позволяет анализировать структуру подстилающей поверхности за счёт особенностей рассеяния электромагнитных волн [4]. Традиционно радиолокационные комплексы ДЗЗ размещаются на космических и самолётных платформах. Космические системы обеспечивают глобальный охват, однако обладают значительным временем повторного наблюдения и ограниченной гибкостью изменения геометрии съёмки [1]. Самолётные комплексы более мобильны, но требуют развитой аэродромной инфраструктуры и ограничены в возможностях полёта на сверхмалых высотах. Вертолётные платформы занимают промежуточное положение и обладают уникальными преимуществами: возможностью зависания, высокой маневренностью, оперативным развёртыванием в труднодоступных районах и гибкостью геометрии наблюдения [3,5]. Современное развитие вертолётных РЛС связано с совершенствованием методов синтезирования апертуры и применением сложных алгоритмов цифровой обработки сигналов [6]. Ниже рассмотрены известные представители современных систем.

2. Современные вертолетные радиолокационные системы и их преимущества

а. Российские радиолокационные системы

1. РЛС Е-801 «Око» (Фазатрон-НИИР, устанавливается на вертолет Ка-31) [7]:

Комплекс дальнего радиолокационного обнаружения с механически вращающейся антенной (размах полотна ~5,75 м), обеспечивающий круговой обзор и обнаружение воздушных целей на дальностях порядка 100–150 км, с одновременным сопровождением десятков объектов.

Преимущества: всеракурсный обзор, высокая дальность обнаружения, развитые функции целеуказания.

Недостатки: значительные массогабаритные характеристики, ограниченная применимость для детального наземного картографирования, чувствительность к динамическим возмущениям

2. РЛС ФН-01 «Арбалет» (Фазатрон-НИИР, устанавливается на вертолет Ка-52) [8]:

Двухдиапазонный радиолокационный комплекс, интегрированный в разведывательно-ударный вертолет Ка-52. Основная антенна (Ка-диапазона) размещена в носовом радиопрозрачном обтекателе.

Достоинства: Получение радиолокационной картины реальным лучом по курсу полета. Комплекс многофункционален: обеспечивает картографирование (включая синтезирование апертуры), полет с огибанием рельефа местности, обнаружение наземных целей и опасных метеообразований.

Недостатки: Носовое размещение физически ограничивает сектор обзора передней полусферой (порядка ±60°). Система не способна обеспечить круговой обзор без разворота самого вертолета.

3. РЛС В006 «Резец» (АО «Заслон», устанавливается на вертолет Ка-52М) [9]:

Станция с АФАР, предназначенная для решения задач обнаружения наземных и воздушных целей, а также радиолокационного картографирования. По открытым данным, дальность обнаружения группы бронеобъектов достигает порядка 40–45 км, крупного надводного объекта — до ~150 км; обеспечивается работа в режимах SAR/GMTI.

Преимущества: высокая помехозащищённость, многофункциональность, сравнительно небольшая масса.

Недостатки: ограниченный сектор обзора при фиксированном размещении.

4. РЛС Н-025 (Государственный Рязанский приборный завод, устанавливается на вертолет Ми-28НМ) [10]:

Надвтулочная радиолокационная станция миллиметрового (Ka) диапазона волн. Штатно устанавливается на боевые вертолеты Ми-28Н и Ми-28НМ.

Преимущества: обеспечивает полноценный круговой обзор (360°). Уникальна тем, что позволяет реализовать тактику «радиолокационного перископа» — вертолет может скрываться за кронами деревьев или складками рельефа, выставляя наружу только антенну радара для картографирования и поиска целей.

Недостатки: миллиметровый диапазон волн подвержен сильному затуханию в гидрометеорах (дождь, туман), что ограничивает максимальную дальность действия. Кроме того, размещение над несущим винтом подвергает аппаратуру жесточайшим вибрационным нагрузкам, требуя сложнейшей безлюфтовой системы подвеса.

б. Зарубежные радиолокационные системы

1. РЛС Leonardo Osprey (Италия/Великобритания, устанавливается на вертолеты AW159) [11]:

Семейство многофункциональных РЛС на базе АФАР с конформными антенными панелями, интегрируемыми в конструкцию фюзеляжа. Электронное сканирование обеспечивает широкий сектор наблюдения без механических приводов; реализуются режимы морского/наземного наблюдения, навигации и обнаружения движущихся целей.

Преимущества: плоские панели АФАР встраиваются прямо в фюзеляж вертолета. Система не имеет вращающихся механических частей, обладает феноменальной надежностью и не создает аэродинамического сопротивления. Обеспечивает превосходное качество радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА).

Недостатки: высокая стоимость модулей АФАР. Физический размер одной конформной панели невелик, что ограничивает максимальную дальность действия по сравнению с крупными параболическими антеннами. Для обеспечения обзора в 360° требуется установка минимум 3–4 таких панелей по периметру вертолета.

2. РЛС Leonardo Seaspray 7500E (Италия/Великобритания, устанавливается на вертолеты AW101) [12]:

Многофункциональная РЛС X-диапазона с поддержкой режимов РСА и сопровождения. Предназначена для морского и прибрежного мониторинга, а также задач безопасности.

Преимущества: за счет отсутствия затенения от фюзеляжа обеспечивает честный 360-градусный обзор. Относительно крупный размер антенны гарантирует большую дальность обнаружения. Поддерживает высокодетальное картографирование (РСА) и инверсный РСА для классификации кораблей по их контуру.

Недостатки: выступающий массивный подфюзеляжный обтекатель снижает аэродинамическое качество вертолета. Наличие механического привода вращения антенны делает систему более уязвимой к поломкам по сравнению с чисто конформными решениями (как у Osprey).

В целом развитие вертолётных РЛС направлено на повышение разрешения, расширение функциональности и обеспечение всеракурсного наблюдения при приемлемых массогабаритных и энергетических параметрах.

3. Основные задачи и режимы работы вертолётных радиолокационных систем

Как видно из анализа моделей, специфика применения вертолетов требует от радиолокационного комплекса многофункциональности. Современная бортовая РЛС — это вычислительный комплекс, способный переключаться между различными режимами в зависимости от задачи:

— Режим реального луча: Быстрый обзор местности для навигации, обхода грозовых фронтов и общей оценки рельефа. Разрешение зависит от физической ширины луча антенны.

— Режим синтезирования апертуры: Режим высокодетального картографирования. За счет когерентного накопления отраженных сигналов в процессе движения вертолета формируется виртуальная (синтезированная) антенна гигантских размеров, что позволяет получать фотографическое качество изображений неподвижных объектов.

— Режим селекции движущихся целей (СДЦ): Ключевой режим для патрулирования границ и поиска. Позволяет обнаруживать автомобили, бронетехнику и надводные суда на фоне интенсивных отражений от земли или волн.

4. Всеракурсный обзор с высоким разрешением на больших дальностях

Несмотря на многообразие режимов и наличие на рынке передовых систем (АФАР, надвтулочные РЛС), при проектировании вертолетных радаров разработчики неизбежно сталкиваются с жестким компромиссом. Традиционно приходится выбирать: либо круговой обзор, но с низким разрешением (импульсные РЛС), либо высокое разрешение (в режиме РСА), но только в узком боковом секторе, либо малая дальность (надвтулочные системы мм-диапазона). Однако современная оперативная обстановка диктует новые требования. Самой важной, критически необходимой и до сих пор полностью не решенной задачей является обеспечение всеракурсного (кругового, 360°) обзора с высоким (метровым и субметровым) пространственным разрешением на больших дальностях. Экипажу вертолета, ведущему разведку или поиск потерявшихся судов в сложных метеоусловиях, жизненно важно иметь детальную радиолокационную картину не только по курсу полета, но и со всех сторон, на дистанциях в десятки километров. При этом вертолет не должен совершать специальные маневры, снижающие его безопасность. Существующие методы радиолокации с этой задачей справиться не могут.

5. Анализ типовых РЛС вертолетного базирования

Чтобы понять, как решить поставленную задачу, проанализируем базовые типы радиолокаторов.

— Классические импульсные РЛС кругового обзора. Антенна механически вращается. Главный минус: линейное разрешение по азимуту падает пропорционально дальности. На расстоянии 30 км один пиксель на экране может покрывать сотни метров.

— РСА с жестко закрепленной антенной. Обеспечивает высокую точность в переднебоковой области. Образуются огромные «слепые зоны».

— Метод прямого синтеза апертуры при вращении антенны. Это один из «молодых» подходов представленный в научных материалах (в частности, Е. В. Майстренко, Б.Г. Татарского, Д.А. Ясенцева, А.В. Пилкова) [13]. Суть метода заключается в сложной когерентной обработке сигнала в процессе непрерывного вращения фазового центра антенны. Это позволяет математически синтезировать апертуру в любом направлении (в том числе прямо по курсу вертолета), обеспечивая РСА-качество при круговом обзоре.

Таблица 1. Сравнительный анализ типов вертолетных РЛС

Тип радиолокационной системы	Сектор обзора	Качество РЛИ (разрешение на большой дальности)	Пригодность для задачи всеракусного детального ДЗЗ
Импульсная с реальным лучом	360°	Низкое (падает с дальностью)	Непригодна
РСА с жестко закрепленной антенной	Переднебоковой	Очень высокое	Непригодна (нет кругового обзора)
Прямое синтезирование апертуры при вращении	360° (непрерывно)	Высокое (независимо от ракурса)	Пригодна

Для реализации заявленной задачи единственным целесообразным типом является радиолокатор, опирающийся на метод прямого синтеза апертуры при вращении антенны.

6. Конструкции и варианты размещения: поиск подходящего решения

Выбор типа РЛС неразрывно связан с местом ее установки на вертолете. Дальность действия напрямую зависит от площади антенны, а сектор обзора — от наличия затеняющих элементов фюзеляжа.

— Носовое размещение (пример: РЛК «Арбалет», РЛС «Резец») ограничивает обзор передней полусферой.

— Надвинтовая установка (пример: Н025) дает обзор 360°, но накладывает жесткие ограничения на массу и размер антенны, что критически снижает дальность.

— Конформные антенны (пример: Osprey) размер излучающего полотна ограничен обводами корпуса, а нижняя полусфера может затеняться шасси.

— Подфюзеляжная подвеска (пример: Seaspray 7500E, РЛС «Око») с вращающейся антенной. Антенна помещается в радиопрозрачный обтекатель (Seaspray 7500E) или на кронштейн под днищем вертолета.

Таблица 2. Сравнение вариантов размещения РЛС на вертолете

Вариант размещения	Физическое затенение	Возможность установки крупногабаритной антенны	Обеспечение большой дальности
Носовое	Затенена задняя полусфера	Средняя	Средняя
Надвтулочное	Нет (чистые 360°)	Невозможно (жесткие ограничения)	Низкая
Конформное	Локальные затенения планером	Ограничена обводами корпуса	Средняя

Вариант размещения	Физическое затенение	Возможность установки крупногабаритной антенны	Обеспечение большой дальности
Подфюзеляжное	Локальные затенения шасси (360° вниз и вдаль)	Возможно (лучшие условия)	Высокая

Чтобы получить большую дальность (нужна крупная антенна) и одновременно обеспечить ей беспрепятственное вращение на 360° для реализации метода прямого синтеза, возможным вариантом конструкции является подфюзеляжное размещение радиолокационной системы

7. Заключение

Стремление создать качественную систему всеракурсного мониторинга упирается в суровые законы физики. Главную техническую проблему можно описать следующим уравнением: «Вращение антенны (для кругового обзора) + Высокое разрешение + Большая дальность = Многократное увеличение времени когерентного накопления (синтезирования)». Чем дольше РЛС накапливает сигнал, тем сильнее проявляются деструктивные факторы. Вертолет — это крайне нестабильная платформа. За время синтезирования он испытывает сложные колебания по крену, тангажу и рысканью. Кроме того, колоссальное разрушительное влияние на фазу сигнала оказывают вибрации от несущего винта. В таких условиях стандартные самолетные алгоритмы обработки сигналов бессильны — радиолокационное изображение размывается до неузнаваемости. Требуется революция в вычислительной математике на борту. Именно поэтому сегодня на передний план выходят фундаментальные исследования в области пространственно-временной обработки сигналов. Разработка принципиально новых методик, мощных алгоритмов автофокусировки и адаптивной компенсации траекторных нестабильностей вертолета (что глубоко исследуется в трудах Е. В. Майстренко, Б.Г. Татарского, Д. А. Ясенцева, А.В. Пилкова) является ключом, который позволит воплотить в «железе» вертолетные радиолокационные комплексы ДЗЗ нового поколения с недостижимыми ранее характеристиками.

8. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (НИР «Разработка и исследование методов управления группами автономных беспилотных летательных аппаратов на основе перспективных систем информационного обеспечения и взаимодействия между отдельными аппаратами в группе», FZWF-2024-0002).

Литература

1. Верба В. С., Неронский Л. Б., Осипов И. Г., Турук В. Э. Радиолокационные системы землеобзора космического и авиационного базирования. — М.: Радиотехника, 2010.
2. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. — М.: Радиотехника, 2005.
3. Волосюк В. К., Кравченко В. Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации. — М.: Физматлит, 2008. — 704 с.
4. Skolnik M. Radar Handbook. — McGraw-Hill, 2008.
5. Curlander J., McDonough R. Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing. — Wiley, 1991.
6. Moreira A. et al. A Tutorial on Synthetic Aperture Radar // IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine. — 2013.

7. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://library.voenmeh.ru/jirbis2/files/materials/ifour/book3/book_on_main_page/15.5.htm РЛС кругового обзора Э-801 «Око» (дата обращения 18.03.2025).
8. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://textarchive.ru/c-1964448-p27.html Радиолокационный мониторинг Москва - Книга – стр. 27 (дата обращения 18.03.2025).
9. Научно-технический центр «ЗАСЛОН». Бортовая радиолокационная станция с АФАР «РЕЗЕЦ» [Текст]: информ. буклет/ Научно-технический центр «ЗАСЛОН». – Санкт-Петербург: [б.и.], 2022. – 1 бр.
10. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://rostec.ru/news/4520775/ Радиолокационный «перископ» для Ми-28НМ (дата обращения 13.03.2026).
11. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://electronics.leonardo.com/en/products/osprey Osprey AESA Surveillance Radar (mm08527) HQ (дата обращения 13.03.2026).
12. Leonardo. Seaspray 7500E Radar. — URL: https://www.leonardo.us/radar-seaspray-7500e (дата обращения: 09.03.2026).
13. Майстренко Е.В. Синтезирование апертуры антенны при совместном прямолинейном и вращательном перемещении фазового центра реальной антенны : специальность 05.12.14 : автореферат диссертации … кандидата технических наук / Майстренко Евгений Владимирович. – Москва, 2013. – 23 с.

REFERENCES

1. Verba V. S., Neronskiy L. B., Osipov I. G., Turuk V. E. Spaceborne and airborne Earth observation radar systems. Moscow: Radiotekhnika, 2010.
2. Kondratenkov G. S., Frolov A. Yu. Radio vision. Radar systems for Earth remote sensing. Moscow: Radiotekhnika, 2005.
3. Volosyuk V. K., Kravchenko V. F. Statistical theory of radio engineering systems for remote sensing and radar. Moscow: Fizmatlit, 2008. 704 p.
4. Skolnik M. Radar Handbook. McGraw-Hill, 2008.
5. Curlander J., McDonough R. Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing. Wiley, 1991.
6. Moreira A. et al. A tutorial on synthetic aperture radar. IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine, 2013.
7. E-801 "Oko" all-round surveillance radar. Available at: http://library.voenmeh.ru/jirbis2/files/materials/ifour/book3/book_on_main_page/15.5.htm (accessed 18.03.2025).
8. Radar monitoring Moscow – Book – p. 27. Available at: https://textarchive.ru/c-1964448-p27.html (accessed 18.03.2025).
9. Scientific and Technical Center "ZASLON". Airborne AESA radar "REZETS": information brochure. St. Petersburg: [s. n.], 2022.
10. Radar "periscope" for the Mi-28NM. Available at: https://rostec.ru/news/4520775/ (accessed 13.03.2026).
11. Osprey AESA Surveillance Radar (mm08527) HQ. Available at: https://electronics.leonardo.com/en/products/osprey (accessed 13.03.2026).
12. Leonardo. Seaspray 7500E Radar. Available at: https://www.leonardo.us/radar-seaspray-7500e (accessed 09.03.2026).
13. Maistrenko E. V. Antenna aperture synthesis under combined linear and rotational motion of the real antenna phase center: abstract of Ph.D. thesis in Engineering (05.12.14). Moscow, 2013. 23 p.

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПОСТРОЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ РАЗРАБАТЫВАЕМЫХ (ИСПЫТУЕМЫХ) ОБРАЗЦОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ВООРУЖЕНИЯ. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ

Чугай К.Н.[1], Косачев И.М.[2]

[1]НИИ Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь
[2]Военная академия Республики Беларусь, Минск, Беларусь

Аннотация. В докладе, излагается продолжение методологии построения математических моделей, в части аналитических моделей, разрабатываемых (испытуемых) образцов радиотехнического вооружения в классе непрерывных стохастических динамических систем.

Ключевые слова: математическая модель, радиотехническое вооружение.

METHODOLOGICAL ASPECTS OF CONSTRUCTING MATHEMATICAL MODELS OF DEVELOPED (TESTED) MODELS OF RADIO ENGINEERING WEAPONS. ANALYTICAL MODELS

K.N. Chugai[1], Kosachev I.M.[2]

[1]Research Institute of the Armed Forces, Minsk, Belarus
[2]Military Academy, Minsk, Belarus

Abstract. The report presents a continuation of the methodology for constructing mathematical models, including analytical models of developing (tested) samples of radio engineering weapons in the class of continuous stochastic dynamic systems.

Keywords: mathematical model, radio engineering weapons.

1. Введение

Использование в процессе разработки (испытаний) различных образцов ВВТ их аналитических математических моделей, а также методов аналитического математического моделирования, оценивания и оптимального управления, развитых в теории динамических систем со случайно изменяющейся структурой или (и) параметрами (ДССС) позволяет:

во-первых, за один машинный прогон рассчитать на ЭВМ показатели боевой эффективности, помехозащищенности, живучести и другие с такой же точностью, что и классический метод имитационного математического моделирования за 300–1000 модельных экспериментов, благодаря чему время, затрачиваемое на аналитическое математическое моделирование, сокращается в 10–20 раз по сравнению с методом Менте-Карло [1 – 3];

во-вторых, решать задачи высокоточного оценивания случайных процессов, протекающих в разрабатываемых (испытуемых) образцах вооружения по всем существующим критериям оптимальности при гауссовой и негауссовой (в том числе и бимодальной) плотности распределения вероятностей (ПРВ) оцениваемого процесса [4 – 8];

в-третьих, решать задачи оптимального (квазиоптимального) управления, а также структурно-параметрической оптимизации в процессе разработки (испытаний) различных образцов ВВТ [4, 6, 7, 9, 10];

в-четвертых, сокращать сроки и повышать качество испытаний различных образцов ВВТ, а также их ТТХ.

2. МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ АНАЛИТИЧЕСКИХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ВООРУЖЕНИЯ В КЛАССЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ФИКСИРОВАННОЙ И СЛУЧАЙНОЙ СТРУКТУРОЙ

Методика построения аналитической математической модели радиотехнического вооружения в классе нестационарных нелинейных стохастических динамических систем со случайно изменяющейся структурой или (и) параметрами предусматривает выполнение следующих пятнадцати этапов:

1 подготовка исходных данных;

2 разработка структурной схемы исследуемой системы;

3 определение возможного числа фиксированных состояний структуры исследуемой системы и составление графа изменения состояния структуры ДССС;

4 оценка интенсивностей смены состояний структуры ДССС;

5 определение пространства состояний (фазовых координат) для каждого состояния структуры ДССС;

6 составление системы стохастических дифференциальных уравнений для введенных в рассмотрение фазовых координат ДССС для каждого фиксированного состояния структуры исследуемой системы;

7 уточнение исходных данных и математическое описание нестационарных регулярных параметров и нелинейностей входящих в составленные стохастические дифференциальные уравнения;

8. составление интегро-дифференциальных уравнений (ИДУ) для центральных вероятностных моментов фазовых координат исследуемой ДССС для каждого l-го состояния структуры.

9. переход от универсальных ИДУ к развернутой системе интегро-дифференциальных уравнений

10 определение типа и описание оператора ввода начальных значений вероятностных моментов из состава ИДУ исследуемой системы для всех состояний ее структуры;

11 сведение развернутой системы нелинейных ИДУ для вероятностных моментов к системе нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений;

12 получение уравнений связи кумулянтов и центральных вероятностных моментов для многомерных случайных процессов, а также осуществить усечение и замыкание системы нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) для вероятностных моментов;

13 расчет итоговых значений вероятностных моментов вектора фазовых координат ДССС (с учетом наличия S состояний структуры);

14 описание операторов формирования выходных процессов исследуемой ДССС для каждого фиксированного состояния структуры в виде линейной или нелинейной функциональной зависимости от фазовых координат

15 составление уравнений для расчета показателей назначения (эффективности) исследуемой ДССС.

Первый, ***второй*** и ***третий*** этапы соответствуют одноименным этапам методики построения имитационной математической модели радиотехнического вооружения [1].

На четвертом этапе, оценка интенсивностей смены состояний структуры ДССС. На основании графа состояний составляются ОДУ типа Колмогорова для вероятностей нахождения ДССС в текущий момент времени t в l-м $(l=\overline{1,S})$ фиксированном состоянии структуры $P^{(l)}(t)$, которые имеют следующий вид [2, 9, 11, 12]

$$\dot{P}^{(l)}(t) = -\sum_{\substack{r=1 \\ r\neq l}}^{S} \nu^{(l,r)}(t,A)P^{(l)}(t) + \sum_{\substack{r=1 \\ r\neq l}}^{S} \nu^{(r,l)}(t,A)P^{(r)}(t), \qquad (1)$$

где $\nu^{(r,l)}(t,A)$ – эквивалентная интенсивность (средняя частота) перехода ДССС из r-го состояния структуры в l-е $(r,l=\overline{1,S};r\neq l)$.

Учет произвольных ПРВ моментов переключения состояний структуры ДССС осуществляется с помощью математического аппарата условных марковских процессов [2]. Для применения математического аппарата условных марковских процессов при анализе рассматриваемой немарковской ДССС необходимо задать сужающее условие A, при котором этот процесс будет условно марковским. Для рассматриваемой ДССС в качестве сужающего условия A принимаются условия фиксированности времени начала функционирования ДССС $t=t_0$ и начального состояния структуры $P^{(r)}(t_0)=\begin{cases}1 & \text{при } r=l_1\\ 0 & \text{иначе}\end{cases}$. В дальнейшем будем полагать, что текущее время t отсчитывается от начального момента времени t_0, равного нулю.

Основываясь на этом, с учетом [2] обобщенное выражение для расчета эквивалентной интенсивности изменения состояния структуры марковизованной ДССС принимает вид

$$\nu^{(r,l)}(t,A)=f_T^{(r,l)}(t)\Big/P^{(r)}(t), \qquad (2)$$

где $f_T^{(r,l)}(t)$ – ПРВ времени «гибели» r-й структуры ДССС; $P^{(r)}(t)$ – текущая вероятность нахождения ДССС в r-м состоянии структуры.

В случае если в ДССС имеется только один невозвратный переход из первого состояния структуры во второе, то подставляя поочередно в формулу (4 из [1]) выражения для различных ПРВ времен «жизни» первого состояния структуры, согласно [2]. Возможные варианты функции ПРВ времени «гибели» первого состояния $f_T^{(1)}(t)$, вероятностей первого $P^{(1)}(t)$ и второго $P^{(2)}(t)$ состояний, а также эквивалентной интенсивности $\nu^{(1,2)}(t)$ для равномерного закона однократного переключения структуры ДССС, приведены на рисунке 1 [2].

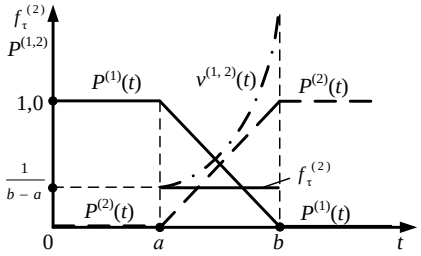


Рис. 1. Вид эквивалентной интенсивности переключения состояния структуры ДССС при равномерном распределении времени «гибели» выключаемого состояния структуры

Из рисунка 1 видно, что эквивалентная интенсивность $\nu^{(1,2)}(t)$ до начала области переключения (a,b) равна нулю. В области переключения $t\in(a,b)$ она изменяется по закону $1/(b-t)$, и при приближении к дальней границе области переключения b эквивалентная интенсивность стремится к бесконечности. Аналогичная картина имеет место и для других непуассоновских законов перехода ДССС из первого состояния структуры во второе.

Если на графе состояний ДССС имеется два и более переходов между фиксированными состояниями структуры, то эквивалентные интенсивности переходов рассчитываются по формуле [2]:

$$\nu^{(r,l)}(t)=\begin{cases} f_T^{(r)}(t)\big/P^{(r)}(t) & \text{при } r=l-1, \\ 0 & \text{иначе} \end{cases} \qquad (3)$$

где $f_T^{(r)}(t)$ – заданная ПРВ моментов времени окончания («гибели») r-х состояний структуры ДССС $T^{(l)}$, отсчитываемых от момента времени начала функционирования системы t_0.

На практике часто вместо ПРВ моментов времени «гибели» состояний структуры ДССС задаются ПРВ времен «жизни» $\tau^{(i)}$ этих состояний. В этом случае эквивалентные интенсивности также рассчитывается по формуле (3) после выражения в ней ПРВ моментов «гибели» состояний структуры ДССС по известному моменту времени t_0 и ПРВ времен «жизни» этих состояний структуры. Как результат, очевидно, что случайный момент времени $T^{(l)}$ «гибели» l-го состояния структуры ДССС является суммой времен «жизни» предыдущих состояний структуры ДССС, т. е.

$$T^{(l)}=\sum_{i=1}^{l}\tau^{(i)}. \qquad (4)$$

Известно [13, 14], что ПРВ суммы независимых случайных величин является сверткой ПРВ слагаемых, т. е.

$$f_T^{(l)}(t)=(f_\tau^{(1)}(t)*f_\tau^{(2)}(t)*\ldots*f_\tau^{(l)}(t)). \qquad (5)$$

где звездочкой «*» обозначена операция свертки ПРВ.

Вычисление свертки требует вычисления многомерных интегралов, что является весьма сложной задачей. При композиции (свертывании) более пяти произвольных ПРВ времен «жизни» i-х состояний структуры ДССС $f_\tau^{(i)}(t)$ плотность распределения свертки $f_T^{(l)}(t)$ будет близка к нормальной (согласно центральной предельной теореме теории вероятностей [13]) с математическим ожиданием и дисперсией, равными:

$$M_T^{(l)}=\sum_{i=1}^{l\geq 5}M_\tau^{(i)}. \qquad (6)$$

Пятый, ***шестой*** и ***седьмой*** этапы соответствуют одноименным этапам методики построения имитационной математической модели радиотехнического вооружения [1].

На восьмом этапе методики на основании системы СДУ составленной по известным правилам [2] для заданного пространства состояний (фазовых координат) составляется система ИДУ для центральных вероятностных моментов требуемого порядка вектора фазовых координат для каждого l-го состояния структуры исследуемой ДССС.

Универсальные ИДУ для математического ожидания p-й $Y_p^{(l)}(p=\overline{1,N_y^{(l)}})$ фазовой координаты в l-м состоянии структуры ДССС имеют следующий вид [2]:

$$\dot{M}_p^{(l)}=\left\langle A_p^{(l)}(Y)\right\rangle^{(l)}-\sum_{\substack{r=1\\ r\neq l}}^{S}\left\langle \nu^{(l,r)}(Y)\overset{\circ}{Y}_p^{(l)}\right\rangle^{(l)}+\sum_{\substack{r=1\\ r\neq l}}^{S}\frac{P^{(r)}}{P^{(l)}}\left\langle \nu^{(r,l)}(Y)\left(QM_p^{(r,l)}(Y)-M_p^{(l)}\right)\right\rangle^{(r)}, \qquad (7)$$

где $A_p^{(l)}(y,t)=\lim\limits_{\Delta t\to 0}\left\langle\left.\dfrac{\Delta Y_p^{(l)}(t)}{\Delta t}\right| y,t\right\rangle$ – p-я компонента вектора сноса $A^{(l)}(Y,t)$, характеризующая среднее значение локальной скорости изменения p-й фазовой координаты во времени в l-м состоянии структуры ДССС, рассчитываемая известным образом [2, 4 – 6, 9, ,11, 15 – 25], исходя из вида СДУ заданного для пространства состояний (фазовых координат); $\left\langle A_p^{(l)}(Y)\right\rangle^{(l)}$ – усреднение (взятие математического ожидания) p-го элемента вектора сноса по ПРВ; $\nu^{(l,r)}(Y)$ – эквивалентная интенсивность

перехода ДССС из *l*-го состояния структуры в *r*-е; $\overset{\circ}{Y}{}_p^{(l)} = Y_p^{(l)} - M_p^{(l)}$ – центрированное значение *p*-й фазовой координаты $Y_p^{(l)}$ в *l*-м состоянии структуры ДССС; $\langle\cdot\rangle^{(l)}$ – операция усреднения (взятия математического ожидания) от нелинейной функции, стоящей в треугольных скобках, по условной плотности распределения вероятностей (ПРВ) $f^{(l)}(y)$ в *l*-м состоянии структуры ДССС; $P^{(r)}$, $P^{(l)}$ – вероятности нахождения ДССС в *r*-м и *l*-м состояниях структуры ДССС в текущий момент времени *t* соответственно; $QM_p^{(r,l)}(y',t)$ – условное математическое ожидание начального значения *p*-й фазовой координаты в *l*-м состоянии структуры ДССС после перехода из *r*-го состояния.

Интегро-дифференциальные уравнения для взаимных центральных корреляционных моментов $D_{pk}^{(l)}$ $(p,k=\overline{1,N_Y})$ *p*-й и *k*-й фазовых координат (при *k* = *p* – это дисперсия *p*-й фазовой координаты) имеют вид [2]:

$$\dot{D}_{pk}^{(l)} = \left\langle A_p^{(l)}(Y)\overset{\circ}{Y}{}_k^{(l)} + A_k^{(l)}(Y)\overset{\circ}{Y}{}_p^{(l)} + B_{pk}^{(l)}(Y)\right\rangle^{(l)} - \sum_{\substack{r=1\\ r\neq l}}^{S}\left\langle \nu^{(l,r)}(Y)\left(\overset{\circ}{Y}{}_p^{(l)}\overset{\circ}{Y}{}_k^{(l)} - D_{pk}^{(l)}\right)\right\rangle^{(l)} +$$
$$+\sum_{r=1}^{S}\left\langle \nu^{(l,r)}(Y)\left[QD_{pk}^{(r,l)}(Y) - D_{pk}^{(l)} + \left(QM_p^{(r,l)}(Y) - M_p^{(l)}\right)\left(QM_k^{(r,l)}(Y) - M_k^{(l)}\right)\right]\right\rangle^{(r)}, \tag{8}$$

где $\overset{\circ}{Y}{}_k^{(l)} = Y_k^{(l)} - M_k^{(l)}$ – центрированное значение фазовой координаты Y_k в l-м состоянии структуры ДССС; $B_{pk}^{(l)}(Y,t) = \lim\limits_{\Delta t\to 0}\left\langle \dfrac{\Delta Y_p^{(l)}(t)\Delta Y_k^{(l)}(t)}{\Delta t}\middle| y,t\right\rangle$ – *pk*-я компонента диффузионной матрицы $B^{(l)}(Y,t)$, характеризующая скорость изменения условного корреляционного момента *p*-й и *k*-й фазовых координат в *l*-м состоянии структуры ДССС, рассчитываемая известным образом [2, 4 – 6, 9, 11, 14, 17 – 24], исходя из вида СДУ заданного для пространства состояний (фазовых координат); $QD_{pk}^{(r,l)}(y',t)$ – условный взаимный корреляционный момент восстановления *p*-й и *k*-й фазовых координат (при *k* = *p* – это условная дисперсия восстановления начального значения *p*-й фазовой координаты) при переходе ДССС из *r*-го состояния структуры в *l*-е.

При необходимости (в случае негауссовой ПРВ промаха ЗУР) также могут быть составлены ИДУ и для высших центральных вероятностных моментов вектора фазовых координат исследуемой ДССС произвольного *R*-го порядка, полученные в [2].

Например, универсальные ИДУ для центральных вероятностных моментов третьего порядка *p*-й, *k*-й и *i*-й фазовых координат ДССС в *l*-м состоянии структуры имеют следующий вид [2]:

$$\dot{\mu}_{pki}^{(l)} = \left\langle A_p^{(l)}(Y)\left(\overset{\circ}{Y}{}_k^{(l)}\overset{\circ}{Y}{}_i^{(l)} - D_{ki}^{(l)}\right) + A_k^{(l)}(Y)\left(\overset{\circ}{Y}{}_p^{(l)}\overset{\circ}{Y}{}_i^{(l)} - D_{pi}^{(l)}\right) +\right.$$
$$\left. + A_i^{(l)}(Y)\left(\overset{\circ}{Y}{}_p^{(l)}\overset{\circ}{Y}{}_k^{(l)} - D_{pk}^{(l)}\right)\right\rangle^{(l)} + \left\langle B_{pk}^{(l)}(Y)\overset{\circ}{Y}{}_i^{(l)} + B_{pi}^{(l)}(Y)\overset{\circ}{Y}{}_k^{(l)} + B_{ki}^{(l)}(Y)\overset{\circ}{Y}{}_p^{(l)}\right\rangle^{(l)} -$$
$$- \sum_{\substack{r=1\\ r\neq l}}^{S}\left\langle \nu^{(l,r)}(Y)[\overset{\circ}{Y}{}_p^{(l)}\overset{\circ}{Y}{}_k^{(l)}\overset{\circ}{Y}{}_i^{(l)} - \mu_{pki}^{(l)} - \overset{\circ}{Y}{}_p^{(l)}D_{ki}^{(l)} - \overset{\circ}{Y}{}_k^{(l)}D_{pi}^{(l)} - \overset{\circ}{Y}{}_i^{(l)}D_{pk}^{(l)}]\right\rangle^{(l)} + \tag{9}$$
$$+\sum_{\substack{r=1\\ r\neq l}}^{S}\frac{P^{(r)}}{P^{(l)}}\left\langle \nu^{(r,l)}(Y)[Q_{pki}^{(r,l)}(Y) - \mu_{pki}^{(l)} - Q_p^{(r,l)}(Y)D_{ki}^{(l)} - Q_k^{(r,l)}(Y)D_{pi}^{(l)}) - Q_i^{(r,l)}(Y)D_{pk}^{(l)}]\right\rangle^{(r)}.$$

где $Q\mu_{pki}^{(r,l)}(Y)$ – условный центральный взаимный вероятностный момент третьего порядка восстановления *p*-й, *k*-й и *i*-й фазовых координат (при *i* = *k* = *p* – это условный

центральный вероятностный момент третьего порядка восстановления начального значения *p*-й фазовой координаты) при переходе ДССС из *r*-го состояния структуры в *l*-е.

Универсальные уравнения для центральных вероятностных моментов четвертого порядка *p*-й, *k*-й, *i*-й и *j*-й фазовых координат выглядят так [2]:

$$\dot{\mu}^{(l)}_{pkij} = \left\langle A^{(l)}_p(Y)\left(\mathring{Y}^{(l)}_k \mathring{Y}^{(l)}_i \mathring{Y}^{(l)}_j - \mu^{(l)}_{kij}\right) + A^{(l)}_k(Y)\left(\mathring{Y}^{(l)}_p \mathring{Y}^{(l)}_i \mathring{Y}^{(l)}_j - \mu^{(l)}_{pij}\right) + \right.$$

$$+ A^{(l)}_i(Y)\left(\mathring{Y}^{(l)}_p \mathring{Y}^{(l)}_k \mathring{Y}^{(l)}_j - \mu^{(l)}_{pkj}\right) + A^{(l)}_j(Y)\left(\mathring{Y}^{(l)}_p \mathring{Y}^{(l)}_k \mathring{Y}^{(l)}_i - \mu^{(l)}_{pki}\right)\Big\rangle^{(l)} + \Big\langle B^{(l)}_{pk}(Y)\mathring{Y}^{(l)}_i \mathring{Y}^{(l)}_j +$$

$$+ B^{(l)}_{pi}(Y)\mathring{Y}^{(l)}_k \mathring{Y}^{(l)}_j + B^{(l)}_{pj}(Y)\mathring{Y}^{(l)}_k \mathring{Y}^{(l)}_i + B^{(l)}_{ki}(Y)\mathring{Y}^{(l)}_p \mathring{Y}^{(l)}_j + B^{(l)}_{kj}(Y)\mathring{Y}^{(l)}_p \mathring{Y}^{(l)}_i +$$

$$+ B^{(l)}_{ij}(Y)\mathring{Y}^{(l)}_p \mathring{Y}^{(l)}_k \Big\rangle^{(l)} - \sum_{\substack{r=1 \\ r\neq l}}^{S}\Big\langle \nu^{(l,r)}(Y)\Big(\mathring{Y}^{(l)}_p \mathring{Y}^{(l)}_k \mathring{Y}^{(l)}_i \mathring{Y}^{(l)}_j - \mu^{(l)}_{pkij} - \mathring{Y}^{(l)}_p \mu^{(l)}_{kij} - \mathring{Y}^{(l)}_k \mu^{(l)}_{pij} - \quad (10)$$

$$- \mathring{Y}^{(l)}_i \mu^{(l)}_{pkj} - \mathring{Y}^{(l)}_j \mu^{(l)}_{pki}\Big)\Big\rangle^{(l)} + \sum_{\substack{r=1 \\ r\neq l}}^{S}\frac{P^{(r)}}{P^{(l)}}\Big\langle \nu^{(l,r)}(Y)\Big[Q^{(l)}_{pkij}(Y) - \mu^{(l)}_{pkij} - Q^{(l,r)}_p(Y)\mu^{(l)}_{kij} -$$

$$- Q^{(r,l)}_k(Y)\mu^{(l)}_{pij} - Q^{(r,l)}_i(Y)\mu^{(l)}_{pkj} - Q^{(r,l)}_j(Y)\mu^{(l)}_{pki}\Big]\Big\rangle^{(r)}.$$

При построении аналитической математической модели разрабатываемого (испытываемого) образца вооружения целесообразно воспользоваться идеей модифицированного моментно-семиинвариантного метода разработанного А.Г. Кошкаровой и В.И. Шином [26]. Суть данного метода состоит в том, что на практике, как правило, высшие смешанные вероятностные моменты фазовых координат для сложных СДС являются малыми, поэтому ими можно пренебречь и учитывать при построении аналитической математической модели разрабатываемого (испытуемого) образца вооружения только ИДУ для математических ожиданий $M^{(l)}_p$ вида (7), корреляционных моментов $D^{(l)}_{pk}$ вида (8) и высших несмешанных центральных вероятностных моментов $\mu^{(l)}_{3p} = \mu^{(l)}_{ppp}$, $\mu^{(l)}_{4p} = \mu^{(l)}_{pppp}$ и т. д., которые получаются из уравнений (9) и (10), если в них положить все индексы *k, i, j* равными *p*.

На девятом этапе осуществляется переход от универсальных ИДУ для вероятностных моментов вида (7) – (10) к развернутой системе ИДУ, справедливой для конкретного вида СДУ заданного для пространства состояний (фазовых координат).

Для этого выполняются следующие действия.

Первое, определяется тип СДУ заданного для пространства состояний (фазовых координат) и для него по известным правилам [2, 4 – 6, 9, 11, 13, 16, 18 – 24] записываются выражения для всех коэффициентов вектора сноса $A^{(l)}_p(Y)$ и всех элементов матрицы диффузии $B^{(l)}_{pk}(Y)$ $(p, k = \overline{1, N^{(l)}_y})$.

Для нелинейных систем с одно- и многоаргументными нелинейностями и аддитивными шумами выражения для коэффициентов вектора сноса и элементов матрицы диффузии будут иметь следующий вид [9, 11, 27]:

$$A^{(l)}_p(Y) = c^{(l)}_p + \sum_{i=1}^{N_Y} d^{(l)}_{pi} Y_i + \sum_{j=1}^{N_\Phi} b^{(l)}_{pj} \varphi^{(l)}_j(Y) \quad (11)$$

$$B^{(l)}_{pk}(Y) = \sum_{l,q=1}^{N_V} h^{(l)}_{pl} G_{lq} h^{(l)}_{kq} \quad (12)$$

Второе, путем подстановки в системы ИДУ вида (7) – (10) выражений для коэффициентов сноса и диффузии (11) и (12), получим развернутую систему ИДУ для исследуемой системы, в соотвествии с методикой изложенной в [2].

На десятом этапе осуществляется определение и описание операторов ввода начальных значений всех вероятностных моментов $QM_p^{(r,l)}$ и $QD_{pp}^{(r,l)}$ входящих в ИДУ вида (7) – (10) при переходе ДССС из *r*-го состояния структуры в *l*-е.

В теории ДССС оператор ввода начальных условий фазовых координат при изменении состояния структуры с *r*-го на *l*-е задается с помощью условных вероятностных моментов: условного математического ожидания $QM_p^{(r,l)}$ и условной дисперсией $QD_{pp}^{(r,l)}$, для введенных в рассмотрение фазовых координат Y_p.

Входящие в ИДУ для вероятностных моментов вида (7) – (10) условные математические ожидания $QM_p^{(r,l)}(y',t)$, условные дисперсии $QD_{pk}^{(r,l)}(y',t)$, условные высшие центральные вероятностные моменты $Q\mu_{3p}^{(r,l)}(y',t)$ и $Q\mu_{4p}^{(r,l)}(y',t)$ восстановления реализаций *p*-й $(p=\overline{1,N_y^{(l)}})$ фазовой координаты при переходе ДССС из *r*-го состояния в *l*-е рассчитываются по следующим формулам [2]:

$$QM_p^{(r,l)}(y',t)\stackrel{\Delta}{=}\int_{-\infty}^{\infty} y_p\, q_p^{(r,l)}(y_p|y',t)dy_p \tag{13}$$

$$QD_{pp}^{(r,l)}(y',t)\stackrel{\Delta}{=}\int_{-\infty}^{\infty}\left(y_p-QM_p^{(r,l)}(y',t)\right)^2 q_p^{(r,l)}(y_p|y',t)dy_p \tag{14}$$

$$Q\mu_{3p}^{(r,l)}(y',t)\stackrel{\Delta}{=}\int_{-\infty}^{\infty}\left(y_p-QM_p^{(r,l)}(y',t)\right)^3 q_p^{(r,l)}(y_p|y',t)dy_p \tag{15}$$

$$Q\mu_{4p}^{(r,l)}(y',t)\stackrel{\Delta}{=}\int_{-\infty}^{\infty}\left(y_p-QM_p^{(r,l)}(y',t)\right)^4 q_p^{(r,l)}(y_p|y',t)dy_p \tag{16}$$

где $q_p^{(r,l)}(y_p|y',t)$ – условная ПРВ, начального значения р-й фазовой координаты при переходе ДССС из *r*-го состояния структуры в *l*-е, определяемая так:

$$q_p^{(r,l)}(y_p|y',t)\stackrel{\Delta}{=}P\left\{Y_p(t+0)=y_p\middle|L(t+0)=l,\ Y(t)=y',\ L(t)=r\right\} \tag{17}$$

Условная функция ПРВ начальных значений реализаций фазовых координат нормирована к единице, т.е. $\int_{R^N} q^{(r,l)}(y,t)dy=1$. Вид условной функции ПРВ начальных значений вектора состояний (фазовых координат) определяется экспериментальным путем, исходя из физических особенностей работы разрабатываемого (испытуемого) образца радиотехнического вооружения.

Проведенные исследования показали, что при построении аналитических математических моделей различных образцов ВВТ в них встречаются следующие восемь типов условий восстановления фазовых координат при смене состояний структуры ДССС [2]: 1) функционально связанные жесткие условия восстановления; 2) функционально связанные нежесткие; 3) центральные жесткие; 4) центральные нежесткие; 5) статистически связанные жесткие; 6) статистически связанные нежесткие; 7) несвязанные жесткие; 8) несвязанные нежесткие.

На практике в ДССС условия восстановления различных фазовых координат являются различными по типу. Такие ДССС будем называть системами со смешанными условиями восстановления фазовых координат.

На одиннадцатом этапе методики осуществляется сведение развернутой системы нелинейных ИДУ для вероятностных моментов к системе нелинейным обыкновенным дифференциальным уравнениям (ОДУ). Для этого необходимо раскрыть все усреднения, находящиеся в уравнениях вида (7) – (10) в треугольных скобках, в общем случае, по многомерной ПРВ $f^{(l)}(Y,t)$, которая априори является неизвестной.

Если же аппроксимировать неизвестную функцию ПРВ $f^{(l)}(Y,t)$ конечным числом центральных вероятностных моментов, то полученная система нелинейных ОДУ становится замкнутой. На таком подходе основана методология аналитического математического моделирования ДССС (ДСФС) [2, 4 – 7, 9, 11, 12, 16, 18 – 24].

В простейшем случае, когда структурная схема разрабатываемого (испытуемого) образца вооружения содержит одноаргументные нелинейности или двух- и трехаргументные нелинейности факторизуемого типа (т. е. когда $\varphi(y_1^{(l)}, y_2^{(l)}, ..., y_N^{(l)}) = \prod_{i=1}^{N} \varphi(y_i^{(l)}))$, а ПРВ всех аргументов нелинейностей является гауссовыми, то раскрыть усреднения от таких нелинейностей можно с использованием метода статистической линеаризации Казакова – Бутона [16, 28 – 30].

Наиболее эффективно раскрыть все имеющиеся в уравнениях (7) – (10) усреднения можно с использованием метода статистической аппроксимации нелинейностей произвольного вида (одно- и многоаргументных, таблично и алгоритмически заданных и т. д.) при произвольной ПРВ аргументов нелинейностей, разработанного в [2].

В основу метода статистической аппроксимации нелинейностей положена идея, суть которой состоит в расчете усреднений от произвольной нелинейной функции вида

$$\langle \varphi(Y) \rangle = \int_{\mathbf{R}^{N_Y}} \varphi(y)\omega(y)dy, \tag{18}$$

как взвешенной суммы значений самой усредняемой нелинейной функции в некоторых специальных точках (узлах аппроксимации), выбор которых определяется текущими значениями вероятностных моментов аргументов усредняемой нелинейности. Кроме того, при разработке метода статистической аппроксимации нелинейностей также комплексно использовались идеи других методов, и в частности, моментно-семиинвариантного, нормальной аппроксимации, функциональных рядов; метода эквивалентных возмущений и интерполяционных методов; методов ортогональных разложений ПРВ, разложения нелинейности в обобщенный ряд Тейлора и его экономизацию на основе квадратурных формул Гаусса – Эрмита; ортогонализации Грамма – Шмидта в соответствующем гильбертовом пространстве [2].

В простейшем случае раскрытие усреднения от одноаргументной нелинейности при гауссовой ПРВ ее аргумента осуществляется по формуле [2]

$$\langle \varphi(y) \rangle^{(l)} \cong \sum_{i=1}^{n} \lambda_i \varphi^{(l)}(y_i) = \sum_{i=1}^{n} \lambda_i \varphi^{(l)}\left(M_y^{(l)} + \sigma_y^{(l)} u_i\right) \tag{19}$$

где $u_i \triangleq \frac{y_i - M_y}{\sqrt{D_y}}$ – стандартизованное [31] значение аргумента нелинейности $\varphi(y)$; λ_i – i-й весовой коэффициент статистической аппроксимации нелинейности $\varphi^{(l)}(Y)$; $M_y^{(l)}$, $\sigma_y^{(l)}$ – математическое ожидание и среднее квадратичное отклонение (СКО) аргумента нелинейности в l-м состоянии структуры ДССС.

Оптимальные узлы u_i определим как корни полинома n-й степени, являющегося n-м базисным вектором e_n ортогонального базиса $\{e_0, e_1, e_2, ...\}$ в гильбертовом пространстве $H = L_{2,\omega}(R_1)$ [32] ($\omega(y)$ – плотность вероятности усредняемой нелинейности).

При негауссовой ПРВ аргумента одноаргументной нелинейностей $\varphi(Y_1^{(l)})$ раскрытие усреднений в уравнениях для вероятностных моментов вида (7) – (10) осуществляется по формуле [2]

$$\left\langle \varphi(Y_1^{(l)}) \right\rangle = \sum_{i=1}^{n} \lambda_i^* \varphi^{(l)}\left(M_y^{(l)} + \sigma_y^{(l)} u_i^*\right), \tag{20}$$

где λ_i^*, u_i^* – уточненные значения весов и узлов статистической аппроксимации одноаргументной нелинейности из-за негауссового характера ее аргумента $Y_1^{(l)}$.

Определяемые уточненных значений весов и узлов статистической аппроксимации осуществляется итерационным образом на начальном этапе интегрирования (5–10 шагов) уравнений для вероятностных моментов вида (7) – (10) при одновременном решении методом Ньютона – Рафсона системы нелинейных алгебраических уравнений для этих уточненных узлов и методом Гаусса – системы линейных алгебраических уравнений для уточненных весов [33]. Методика составления этих алгебраических уравнений изложена в [2].

Если в многоаргументной нелинейности $\varphi(Y_1 \dots Y_N)$ ее аргументы являются зависимыми или (и) имеют негауссовую многомерную ПРВ, то усреднение от такой нелинейности рассчитывается по формуле [2]

$$\left\langle \varphi(Y) \right\rangle = \sum_{i_1=1}^{n_1} \dots \sum_{i_N=1}^{n_N} \lambda_{i_1}^* \dots \lambda_{i_N}^* \varphi^{(l)}\left(M_1 + \sigma_1 u_{i_1}^* \dots M_N + \sigma_N u_{i_N}^*\right), \tag{21}$$

Входящие в формулу (21) уточненные значения узлов и весов статистической аппроксимации нелинейности, рассчитываются аналогично, как и для (20) изложенной в [2].

При построении аналитической математической модели разрабатываемого (испытуемого) образца вооружения в классе ДССС (ДСФС) с использованием идеи модифицированного моментно-семиинвариантного метода [26] вместо формулы (21) можно использовать более простую формулу вида:

$$\begin{aligned} \left\langle \varphi^{(l)}(y_1 \dots y_N) \right\rangle^{(l)} = \sum_{i_1=1}^{n_1} \dots \sum_{i_N=1}^{n_N} \lambda_{i_1}^* \dots \lambda_{i_N}^* \varphi^{(l)}\left(M_1 + \sigma_1 u_{i_1}^*\right) \dots \left(M_N + \sigma_N u_{i_N}^*\right) \times \\ \times \left(1 + \sum_{p=1}^{N-1} \sum_{q=p+1}^{N} \frac{D_{pq}^{(l)}}{\sigma_p^{(l)} \sigma_q^{(l)}} u_{i_p} u_{i_q}\right), \end{aligned} \tag{22}$$

где λ_{i_k} $(i_k = 1 \dots n_k)$ – весовые коэффициенты метода статистической аппроксимации нелинейности $\varphi^{(l)}(y_1,..,y_n)$; u_{i_p} – узлы n-точечной статистической аппроксимации многоаргументной нелинейности; $D_{pq}^{(l)}$ – взаимный центральный корреляционный момент p-й и q-й фазовых координат в l-м состоянии структуры ДССС; $\sigma_p^{(l)} = \sqrt{D_{pp}^{(l)}}$, $\sigma_q^{(l)} = \sqrt{D_{qq}^{(l)}}$ – СКО p-й и q-й фазовых координат соответственно.

В выражении (22) для тех аргументов нелинейности, одномерная ПРВ которых близка к нормальной, узлы u_{i_p} и веса λ_{i_p} статистической аппроксимации табулированы согласно [2], а для остальных аргументов, имеющих негауссовую ПРВ, рассчитываются по методике, изложенной в [2].

К сожалению, полученная на одиннадцатом этапе методики система нелинейным ОДУ для центральных вероятностных моментов не может быть обосновано «усечена и замкнута», т.е. ограничена каким-то порядком вероятностных моментов. Это обусловлено тем, что центральные вероятностные моменты не обладают свойством монотонности затухания с ростом их порядка. Например, для одномерного гауссового случайного процесса третий и все другие нечетные высшие моменты равны нулю, центральный вероятностный момент четвертого порядка равен $3\,D_y^2$, а шестого порядка равен $15\,D_y^3$ (где D_y – дисперсия этого случайного процесса).

Свойством монотонности затухания обладают кумулянты (семиинварианты)

случайного процесса $Y(t)$, представляющие собой члены разложения в ряд Тейлора натурального логарифма от характеристической функции этого случайного процесса [17, 34 – 36]. Формулы связи кумулянтов и центральных вероятностных моментов для одномерного случайного процесса получены М.Л. Дашевским, а для многомерного случайного процесса – А. Н. Малаховым, но только для моментов не выше шестого порядка ($R \le 6$) [34, 35].

На двенадцатом этапе требуется получить уравнения связи кумулянтов и центральных вероятностных моментов произвольного R-го порядка для многомерных случайных процессов, а также осуществить усечение и замыкание системы нелинейных ОДУ для вероятностных моментов вида (7) – (10).

Эти операции проще пояснить на примере усечения и замыкания одномерного случайного процесса $Y^{(l)}(t)$. Для этого приведем уравнения связи кумулянтов с центральными вероятностными моментами для одномерного случайного процесса, которые имеют следующий вид [15, 34, 35, 36]

$$\chi_1 = M\ ;\ \chi_2 = D\ ;\ \chi_3 = \mu_3\ ;\ \chi_4 = \mu_4 - 3D^2\ ;\ \chi_5 = \mu_5 - 10D\mu_3\ ;$$
$$\chi_6 = \mu_6 - 15D\mu_4 - 10\mu_3^2 + 30D^3\ ;\ \chi_7 = \mu_7 - 35\mu_3\mu_4 - 21D\mu_5 + 210D^2\mu_3 . \qquad (23)$$

В выражении (23) для упрощения набора формул верхний индекс (l) при кумулянтах и центральных вероятностных моментах, указывающий на номер состояния структуры ДССС, опущен. Уравнения связи кумулянтов и центральных вероятностных моментами для первых пяти порядков для многомерного случайного процесса [34, 35, 36]:

первого порядка $\chi_p = M_p$;

второго порядка $\chi_{pk} = D_{pk}$;

третьего порядка $\chi_{pki} = \mu_{pki}$;

четвертого порядка $\chi_{pkij} = \mu_{pkij} - D_{pk}D_{ij} - D_{pi}D_{kj} - D_{pj}D_{ki}$;

пятого порядка $\chi_{pkijq} = \mu_{pkijq} - D_{pk}\mu_{ijq} - D_{pi}\mu_{kjq} - D_{pj}\mu_{kiq} - D_{pq}\mu_{kij} - D_{ki}\mu_{pjq} -$

$$- D_{kj}\mu_{piq} - D_{kq}\mu_{pij} - D_{ij}\mu_{pkq} - D_{iq}\mu_{pkj} - D_{jq}\mu_{pki} . \qquad (24)$$

Формулы связи кумулянтов и центральных вероятностных моментов более высоких порядков имеют громоздкий вид. Например, для кумулянта шестого порядка в правой части содержится 56 слагаемых, а для кумулянта седьмого порядка – 162. Поэтому в [2] получена общая компактная формула, выражающая кумулянты $\chi_{\bar{r}}$ произвольного R-го порядка через центральные вероятностные моменты $\mu_{\bar{r}}$ ($k \le R$) в многомерном случае.

Как уже отмечалось, на практике высшие смешанные кумулянты фазовых координат ДССС (ДСФС) являются малыми, это позволяет при построении аналитической математической модели исследуемой системы воспользоваться идеей модифицированного моментно-семиинвариантного метода [26], т.е. положить смешанные кумулянты высших порядков, начиная с третьего, равными нулю и учитывать при построении математической модели только ИДУ для центральных вероятностных моментов по аналогии, как на восьмом этапе данной методики. В этом случае данный подход необходимо применять и к системе уравнений связи вида (24).

На тринадцатом этапе осуществляется расчет итоговых (с учетом наличия S состояний структуры ДССС) вероятностных моментов вектора фазовых координат ДССС в функции времени по следующим уравнениям связи.

Уравнения связи для расчета итогового значения математического ожидания p-й $(p = \overline{1, N_Y^{(l)}})$ фазовой координаты имеют вид:

$$M_p = \sum_{l=1}^{S} P^{(l)} M_p^{(l)} . \qquad (25)$$

Уравнения связи для расчета итогового взаимного корреляционного момента *p*-й и *k*-й фазовых координат ДССС записываются так:

$$D_{pk} = \sum_{l=1}^{S} P^{(l)} D_{pk}^{(l)} + \sum_{l=1}^{S} P^{(l)} (M_p^{(l)} - M_p)(M_k^{(l)} - M_k)\,. \qquad (26)$$

Если исследование ДССС осуществляется с точностью до учета четвертого центрального вероятностного момента, то уравнение связи для расчета центрального вероятностного момента третьего порядка *p*-й, *k*-й и *i*-й фазовых координат исследуемой ДССС имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \mu_{pki} = \sum_{l=1}^{S} P^{(l)} \Big[& \mu_{pki}^{(l)} + (M_p^{(l)} - M_p) D_{ki}^{(l)} + (M_k^{(l)} - M_k) D_{pi}^{(l)} + \\ & + (M_i^{(l)} - M_i) D_{pk}^{(l)} + (M_p^{(l)} - M_p)(M_k^{(l)} - M_k)(M_i^{(l)} - M_i) \Big]. \end{aligned} \qquad (27)$$

А уравнение связи для расчета центрального вероятностного момента четвертого порядка *p*-й, *k*-й, *i*-й и *j*-й и фазовых координат ДССС выглядит так:

$$\begin{aligned} \mu_{pkij} = \sum_{l=1}^{S} P^{(l)} \Big[& \mu_{pkij}^{(l)} + (M_p^{(l)} - M_p)\mu_{kij}^{(l)} + (M_k^{(l)} - M_k)\mu_{pij}^{(l)} + (M_i^{(l)} - M_i)\mu_{pkj}^{(l)} + \\ & + (M_j^{(l)} - M_j)\mu_{pki}^{(l)} + (M_p^{(l)} - M_p)(M_k^{(l)} - M_k) D_{ij}^{(l)} + (M_p^{(l)} - M_p)(M_i^{(l)} - M_i) D_{kj}^{(l)} + \\ & + (M_p^{(l)} - M_p)(M_j^{(l)} - M_j) D_{ki}^{(l)} + (M_k^{(l)} - M_k)(M_i^{(l)} - M_i) D_{pj}^{(l)} + \\ & + (M_k^{(l)} - M_k)(M_j^{(l)} - M_j) D_{pi}^{(l)} + (M_i^{(l)} - M_i)(M_j^{(l)} - M_j) D_{pk}^{(l)} + \\ & + (M_p^{(l)} - M_p)(M_k^{(l)} - M_k)(M_i^{(l)} - M_i)(M_j^{(l)} - M_j) \Big]. \end{aligned} \qquad (28)$$

Четырнадцатый и ***пятнадцатый*** этапы соответствуют девятому и десятому этапам методики построения имитационной математической модели радиотехнического вооружения [1].

3. Заключение

Разработана методика построения аналитических математических моделей разрабатываемых (испытуемых) образцов радиотехнического вооружения в классе нестационарных нелинейных стохастических динамических систем с фиксированной и случайно изменяющейся структурой или (и) параметрами. Данный класс математических моделей является наиболее адекватным для таких групп ВВТ как РЛС, ЗРК, комплексы ПРО, системы управления летательными аппаратами, АСУ, системы военной связи, комплексы радиоэлектронной борьбы, радиовзрыватели ракет, комплексные средства защиты ВВТ от высокоточного оружия и др.

Литература

1. Чугай К.Н., Косачев И.М. Методологические аспекты построения математических моделей разрабатываемых (испытуемых) образцов радиотехнического вооружения. имитационные модели // Радиолокация, навигация, связь: Материалы XXXII международной научно-технической конференции, Воронеж, 21-23 апреля 2026 г. / Воронежский госуниверситет. – Воронеж, 2026. Том № 3 – С. XX – XX.
2. Косачев И.М. Аналитическое моделирование стохастических систем: моногр. / И.М. Косачев, М.Г. Ерошенков. – Минск: Наука и техника, 1993. – 263 с.
3. Косачев И.М. Методология аналитического моделирования боевой работы вооружения войск ПВО / И.М. Косачев // Сб. докл. IV науч.-техн. конф., Минск 29–30 ноября. 2000 г. – Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2001. – С. 195–220.
4. Бухалев В.А. Распознавание, оценивание и управление в системах со случайной скачкообразной структурой. – М. : Наука, 1996. – 288 с.

5. Бухалев В.А. Оптимальное сглаживание в системах со случайной скачкообразной структурой / В.А. Бухалев. – М.: Физматлит, 2013. – 188 с.
6. Федосов Е.А. Системы управления конечным положением в условиях противодействия среды / Е. А. Федосов, В. В. Инсаров, О.С. Селивохин. – М.: Наука, 1989. – 286 с.
7. Жук С.Я. Методы оптимизации дискретных систем со случайной структурой: моногр. / С.Я. Жук. – Киев: КПИ, 2008. – 232 с.
8. Косачев И.М., Чугай К.Н., Рыбаков К.А. Методология высокоточной нелинейной фильтрации случайных процессов в стохастических динамических системах с фиксированной структурой. Часть 1(2). // Труды МАИ. Сетевое научное издание – 2019. – № 105(106). – 25(19) с.
9. Казаков И. Е. Оптимизация динамических систем случайной структуры / И.Е. Казаков, В.М. Артемьев. – М.: Наука, 1980. – 368 с.
10. Косачев И.М. Новые высокоэффективные методы наведения телеуправляемых ЗУР / И.М. Косачев, О.Г. Бойцов, В. В. Меликаев // Сб. докл. Междунар. воен.-науч. конф., Минск, 10–16 марта 2000 г. – Минск : ВА РБ, 2000. – С. 176–191.
11. Казаков И.Е. Анализ систем случайной структуры / И.Е. Казаков, В.М. Артемьев, В.А. Бухалев. – М.: Физматлит, 1993. – 272 с.
12. Косачев И.М., Чугай К.Н. Аналитическая математическая модель контура наведения зенитной телеуправляемой ракеты зенитного ракетного комплекса с комплексированной информационной системой // Вестник Военной академии Республики Беларусь. – 2018. – № 1(58). – С. 23 – 34.
13. Вентцель Е.С. Теория вероятностей, изд. 10 / Е.С. Вентцель. – М.: Высш. школа, 2011. – 675 с.
14. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике / М.Я. Выгодский. – М.: Астрель, 2006. – 991 с.
15. Пугачев В.С. Теория стохастических систем: учеб. пособие / В.С. Пугачев, И.Н. Синицын. – М.: Логос, 2004. – 1000 с.
16. Ганэ В.А. Системы управления при скачкообразных воздействиях: моногр. / В.А. Ганэ, Е.А. Куклев, В.Л. Степанов. – Минск: Наука и техника, 1985. – 316 с.
17. Стратонович Р.Л. Условные марковские процессы и их применение к теории оптимального управления. – М.: Книга по требованию, 2012. – 311 с.
18. Уланов Г.М., Уланов С. В. Динамические системы с нечеткой и. случайно изменяющейся структурами / Г.М. Уланов, С.В. Уланов. – М.: Депонирована в ВИНИТИ в 1982 г. – Т. 15. – С. 3–145.
19. Пакшин П.В. Дискретные системы со случайными параметрами и структурой. – М. : Физматлит, 1994. – 304 с.
20. Борисов А.В. Методы анализа и оценивания в скрытых марковских системах при обработке разнородной информации / А. В. Борисов // Диссерт. на соискание ученой степ. доктора ФМН по специальности 05.13.01. – М. : МАИ, 2008. – 315 с.
21. Пантелеев А.В., Руденко Е.А., Бортаковский А.С. Нелинейные системы управления: описание, анализ и синтез. - М.: Вузовская книга, 2008. – 312 с.
22. Рыбаков К.А. Спектральный метод моделирования линейных непрерывных стохастических систем – М.: Издательство МАИ, 2021. – 126 с.
23. Аверина Т.А. Численные методы. Алгоритмы моделирования систем со случайной структурой: учебн. пособие. – М. : Юрайт, 2018. – 186 с.
24. Артемьев В.М. Дискретные системы управления со случайным периодом квантования / В.М. Артемьев, А.В. Ивановский. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 96 с.
25. Синицын И.Н., Синицын В.И. Лекции по нормальной и эллипсоидальной аппроксимации распределений в стохастических системах. – М.: Торус Пресс, 2013. – 479 с.
26. Кошкарова А.Г. Модифицированные семиинвариантные методы анализа стохастических систем / А.Г. Конкарова, В.И. Шин // Автоматика и телемеханика. – 1986. – № 2. – С. 69–79.

27. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского. М.: Наука, 1987.
28. Казаков И.Е. Статистическая динамика нелинейных автоматических систем. - М.: Физматгиз, 1962. — 332 с. черт.; 22.
29. 29. Мельц И.О. Многомерная статистическая линеаризация функций, содержащих множители степенного, показательного и тригонометрического типов / И.О. Мельц, Т.А. Пыхова, Г.В. Усков // Автоматика и телемеханика. – 1967. – № 12. – С. 65–75.
30. Бутон Р.К. (Booton R.C.) Nonlinear control systems with random inputs. Trans. IRE, Profes. group on cirquit theory // PGIT-1. – 1954. – P. 9–18.
31. Корн Г. Справочник по математике / Г. Корн, Т. Корн. – М.: Лань, 2003. – 832 с.
32. Колмогоров А.Н., Фомин С.В. Элементы теории функций и функционального анализа. - 7-е изд. - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. - 572 с.
33. Бахвалов Н.С. Численные методы. Решение задач и упражнения: учеб. пособие / Н.С. Бахвалов, А.А. Корнеев. Е.В. Чижонков. – М.: Лаборатория знаний, 2016. – 355 с.
34. Дашевский М.Л. Семиинвариантный метод замыкания уравнений для моментов в задачах анализа нелинейных систем / М.Л. Дашевский // Проблемы управления в теории информации. – 1975. – № 4. – С. 317–326.
35. Малахов А.Н. Кумулянтный анализ негауссовских случайных процессов и их преобразования / А. Н. Малахом. – М.: Сов. Радио, 1978. – 265 с.
36. Млечин В.В. Теория радиоэлектронного преодоления. Анализ воздействия на радиотехнические системы и устройства. – М.: Радиотехника, 2009. – 976 с.

REFERENCES

1. Chugai K.N., Kosachev I.M. Methodological aspects of building mathematical models of developed (tested) models of radio engineering weapons. Simulation models // Radar, Navigation, and Communication: Proceedings of the XXXII International Scientific and Technical Conference, Voronezh, April 21-23, 2026 / Voronezh State University. – Voronezh, 2026. Volume 3 – P. XX – XX.
2. Kosachev, I.M. Analytical modeling of stochastic systems: monograph / I.M. Kosachev, M.G. Eroshenkov. – Minsk: Nauka i Tekhnika, 1993. – 263 p.
3. Kosachev I.M. Methodology of analytical modeling of the combat work of the air defense forces armament // Collection of documents. IV Scientific and technical Conference, Minsk, November 29-30. 2000 – Minsk: Military. akad. Rep. Belarus, 2001. – pp. 195-220.
4. Bukhalyov, V.A. Recognition, estimation, and control in systems with random discontinuous structure. Moscow: Nauka, 1996. 288 p.
5. Bukhalyov, V.A. Optimal smoothing in systems with random discontinuous structure / V.A. Bukhalyov. – Moscow: Fizmatlit, 2013. – 188 p.
6. Fedosov E.A. End position management systems in conditions of environmental resistance / E. A. Fedosov, V. V. Insarov, O.S. Selivokhin. – M.: Nauka, 1989. – 286 p.
7. Zhuk S.Ya. Methods of optimization of discrete systems with random structure: monograph / S.Ya. Zhuk. – Kiev: KPI, 2008. – 232 p.
8. Kosachev I.M., Chugai K.N., Rybakov K.A. Methodology of High-Precision Nonlinear Filtering of Random Processes in Stochastic Dynamic Systems with a Fixed Structure. Part 1(2). // Proceedings of the Moscow Aviation Institute. Network Scientific Publication – 2019. – No. 105(106). – 25(19) p.
9. Kazakov, I. E. Optimization of dynamic systems with random structure / I. E. Kazakov, V. M. Artemyev. – Moscow: Nauka, 1980. – 368 p.
10. Kosachev I.M. New highly effective methods of guidance of remote-controlled missiles / I.M. Kosachev, O.G. Boytsov, V. V. Melikaev // Collection of dokl. International Military Scientific Conference, Minsk, March 10-16, 2000. Minsk : VA RB, 2000. pp. 176-191.
11. Kazakov I.E. Analysis of systems of random structure / I.E. Kazakov, V.M. Artemyev, V.A. Bukhalev. - M. M.: Fizmatlit, 1993. - 272 p.

12. Kosachev I.M., Chugai K.N. Analytical mathematical model of the guidance circuit of an anti-aircraft tele-controlled missile of an anti-aircraft missile system with a comprehensive information system // Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus. – 2018. – No. 1(58). – Pp. 23 – 34.
13. Ventzel, E.S. Theory of probability, 10th edition / E.S. Ventzel. – Moscow: Vysshaya Shkola, 2011. – 675 p.
14. Vygodsky, M.Ya. Handbook on higher mathematics / M.Ya. Vygodsky. – Moscow: Astrel, 2006. – 991 p.
15. Pugachev, V.S. Theory of stochastic systems: textbook. / V.S. Pugachev, I.N. Sinitsyn. – Moscow: Logos, 2004. – 1000 p.
16. Gane V.A. Control systems for leap-frog effects: monograph / V.A. Gane, E.A. Kuklev, V.L. Stepanov. – Minsk: Nauka i Tekhnika, 1985. – 316 p.
17. Stratonovich R.L. Conditional markov processes and their application to optimal control theory. Moscow: Kniga po trebovaniyu, 2012. 312 p.
18. Ulanov G.M., Ulanov S.V. Dynamic systems with fuzzy and randomly changing structures. Moscow: Deposited in VINITI in 1982. Vol. 15, pp. 3-145.
19. Pakshin P.V. Discrete systems with random parameters and structure. Moscow: Fizmatlit, 1994. 304 p.
20. Borisov A.V. Methods of analysis and evaluation in hidden Markov systems for processing heterogeneous information // Dissert. – Moscow : MAI, 2008. – 315 p.
21. Panteleev A.V., Rudenko E.A., Bortakovsky A.S. Nonlinear control systems: description, analysis, and synthesis. Moscow: Vuzovskaya Kniga, 2008. 312 p.
22. Rybakov, K.A. Spectral Method of modeling linear continuous stochastic systems. Moscow: MAI Publishing House, 2021. 126 p.
23. Averina T.A. Numerical methods. Algorithms for modeling systems with random structure: textbook. Moscow: Yurayt, 2018. 186 p.
24. Artemyev, V.M. Discrete control systems with random quantization period / V.M. Artemyev, A.V. Ivanovsky. – Moscow: Energoatomizdat, 1986. – 96 p.
25. Sinitsyn I.N., Sinitsyn V.I. Lectures on normal and ellipsoidal approximation of distributions in stochastic systems. Moscow: Torus Press, 2013. 479 p.
26. Koshkarova A.G. Modified semi-invariant methods of stochastic systems analysis / A.G. Konkarova, V.I. Shin // Automation and Remote Control. – 1986. – No. 2. – Pp. 69–79.
27. Handbook on the theory of automatic control / Edited by A.A. Krasovsky. Moscow: Nauka, 1987.
28. Kazakov, I.E. Statistical dynamics of nonlinear automatic systems. Moscow: Fizmatgiz, 1962. 332 p.
29. Meltz I.O. multidimensional statistical linearization of functions containing multipliers of power, exponential, and trigonometric types / I.O. Meltz, T.A. Pikhova, and G.V. Uskov // Automation and Remote Control. – 1967. – No. 12. – Pp. 65–75.
30. Booton R.C. Nonlinear control systems with random inputs. Trans. IRE, Profes. group on cirquit theory // PGIT-1. – 1954. – P. 9–18.
31. Korn, G. Handbook of mathematics / G. Korn, T. Korn. – Moscow: Lan, 2003. – 832 p.
32. Kolmogorov A.N., Fomin S.V. Elements of function theory and functional analysis. - 7th ed. - Moscow: FIZMATLIT, 2004. - 572 p.
33. Bakhvalov N.S. Numerical methods. Problem solving and exercises: studies. manual / N.S. Bakhvalov, A.A. Korneev, E.V. Chizhonkov, Moscow: Laboratory of Knowledge, 2016– 355 p.
34. Dashevsky M.L. A semiinvariant method of closing equations for moments in problems of analysis of nonlinear systems / M.L. Dashevsky // Control problems in information theory. - 1975. – No. 4. – pp. 317-326.
35. Malakhov, A.N. Cumulative Analysis of Non-Gaussian Random Processes and Their Transformations / A.N. Malakhov. Moscow: Sov. Radio, 1978. 265 p.
36. Mlechin V.V. Theory of electronic overcoming. Analysis of impact on radio engineering systems and devices. – Moscow: Radiotekhnika, 2009. – 976 p.

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПОСТРОЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ РАЗРАБАТЫВАЕМЫХ (ИСПЫТУЕМЫХ) ОБРАЗЦОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ВООРУЖЕНИЯ. ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ

К.Н. Чугай[1], И.М. Косачев [2]

[1]НИИ Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь
[2]Военная академия Республики Беларусь, Минск, Беларусь

Аннотация. В докладе, излагается первая часть материала по методологии построения математических моделей, в части имитационных моделей, разрабатываемых (испытуемых) образцов радиотехнического вооружения в классе непрерывных стохастических динамических систем.

Ключевые слова: математическая модель, радиотехническое вооружение.

METHODOLOGICAL ASPECTS OF CONSTRUCTING MATHEMATICAL MODELS OF DEVELOPED (TESTED) MODELS OF RADIO ENGINEERING WEAPONS. SIMULATION MODELS

K.N. Chugai[1], Kosachev I.M.[2]

[1]Research Institute of the Armed Forces, Minsk, Belarus
[2]Military Academy, Minsk, Belarus

Abstract. The report presents the first part of the material on the methodology of constructing mathematical models, including simulation models of developing (tested) samples of radio engineering weapons in the class of continuous stochastic dynamic systems.

Keywords: mathematical model, radio engineering weapons.

1. Введение

При разработке (испытаниях) различных образцов вооружения и военной техники (ВВТ) широко используется классический метод имитационного математического моделирования, называемый также методом Монте-Карло [1–5]. Как результат в передовых в военно-техническом отношении странах мира порядка 70 % тактико-технических характеристик (ТТХ) разрабатываемых (испытуемых) образцов ВВТ оцениваются методом имитационного математического моделирования [6].

Достоинствами метода имитационного математического моделирования являются его универсальность и простота построения имитационных математических моделей в виде систем стохастических дифференциальных уравнений – для непрерывных систем.

Однако методу Монте-Карло присущ и ряд недостатков:

низкие значения показателей достоверности (характеризуется доверительной вероятностью, задаваемой не менее 0,9) и точности (характеризуется относительной погрешностью, задаваемой не более 10 %) получаемых оценок ТТХ образцов ВВТ при ограниченном (менее 500) числе модельных экспериментов, а при большом числе модельных экспериментов – большие временные, а значит, и финансовые затраты на имитационной математическое моделирование;

практическая невозможность решения данным методом задач оценивания случайных процессов, протекающих в испытуемом образце ВВТ, а также оптимального (квазиоптимального) управления и структурно-параметрической оптимизации;

невозможность моделирования немарковских стохастических динамических систем, например, квантовых, для которых не существует имитируемых на ЭВМ реализаций случайного процесса их функционирования.

Поэтому перспективным направлением является разработка и применение на практике совместно с методом Монте-Карло методологии построения аналитических математических моделей процесса боевого функционирования различных разрабатываемых (испытуемых) образцов вооружения и их аналитическое математическое моделирование с целью оценки их основных ТТХ (боевой эффективности, информационной и помеховой устойчивости, живучести и др.).

На сегодняшний день для радиотехнического вооружения (радиолокационных станций (РЛС), зенитных ракетных комплексов (ЗРК), автоматизированных систем управления (АСУ) высокоточными средствами поражения (ВТСП) и др.) наиболее универсальными являются математические модели в классе нестационарных нелинейных стохастических динамических систем со случайно изменяющейся структурой или (и) параметрами (коротко называемыми динамические системы со случайной структурой (ДССС)) [6].

Случайный характер состояния структуры разрабатываемых (испытуемых) образцов радиотехнического вооружения обусловлен следующими основными причинами:

Первая группа – самой динамикой функционирования ВВТ в процессе боевой работы. Например, в процессе полета управляемой ракеты ее летно-тактические характеристики скачкообразно изменяются при переходе с активного участка полета на пассивный (после окончания работы маршевого двигателя). Для самолетов такими участками скачкообразного изменения структуры и параметров являются: участок взлета, когда самолетом управляет пилот; участок установившегося полета самолета с помощью автопилота на заданной высоте и участок посадки самолета летчиком. Для космических летательных аппаратов и баллистических ракет дополнительно присутствуют участки выхода и входа в атмосферу Земли, отделения ускорителей и ступеней ракет и т. п. Для ЗРК скачкообразные изменения структуры и параметров происходят, например, в моменты времени захвата цели сначала на ручное, а затем на автоматическое сопровождение; смены каналов сопровождения цели (переход с радиолокационного канала на оптический и наоборот); смены методов наведения зенитной управляемой ракеты (ЗУР) и т. п.

Вторая группа – внешними случайными воздействиями со стороны окружающей среды или противника на процесс функционирования ВВТ, приводящими к изменению его структуры или (и) параметров. Например, воздействие атмосферы на летательный аппарат за счет появления резких порывов ветра, восходящих потоков воздуха, косой обдувки планера летательного аппарата, наличия ионизирующих областей и т. п. Или за счет применения воздушным противником различного рода помех, нарушающих функционирование ВВТ; совершение самолетом или ракетой противника резкого маневра; пуска противником по нашим РЛС, ЗРК или АСУ ВТСП, что вынуждает их боевые расчеты применять различные меры защиты; внезапное применение самолетом противника радиолокационных или ИК-ловушек и т. п.

Третья группа причин обусловлена преднамеренным изменением структуры или (и) параметров образцов ВВТ с целью адаптации (приспособления) процесса боевого функционирования ВВТ к негативному влиянию факторов первой и второй групп.

Большой вклад в становление и развитие теории ДССС внесли российские ученые Казаков И.Е., Бухалёв В.А., Уланов Г.М., Инсаров О.С., Пантелев А.В., Куклев Е.А., Пакшин П.В., Борисов А.В., Рыбаков К.А., Аверина Т.А. и др.; белорусские ученые

Артемьев В.М., Ганэ В.А., Ивановский А.В., Косачев И.М, Малкин В.А., Лобатый А.А., Ерошенков М.Г. и др., а также украинский ученый Жук С.Я. [7–21].

2. Методика построения имитационных математических моделей радиотехнического вооружения в классе стохастических динамических систем с фиксированной и случайной структурой

Методика построения имитационной математической модели радиотехнического вооружения в классе нестационарных нелинейных стохастических динамических систем со случайно изменяющейся структурой или (и) параметрами предусматривает выполнение следующих десяти этапов:

1. подготовка исходных данных;
2. разработка структурной схемы исследуемой системы;
3. определение возможного числа фиксированных состояний структуры исследуемой системы и составление графа изменения состояния структуры ДССС;
4. определение зависимостей характеризующих смену состояний структуры ДССС;
5. определение пространства состояний (фазовых координат) для каждого состояния структуры ДССС;
6. составление системы стохастических дифференциальных уравнений для введенных в рассмотрение фазовых координат ДССС для каждого фиксированного состояния структуры исследуемой системы;
7. уточнение исходных данных и математическое описание нестационарных регулярных параметров и нелинейностей входящих в составленные стохастические дифференциальные уравнения;
8. определение типа и описание оператора ввода начальных значений фазовых координат исследуемой системы для всех состояний ее структуры;
9. описание операторов формирования выходных процессов исследуемой ДССС для каждого фиксированного состояния структуры в виде линейной или нелинейной функциональной зависимости от фазовых координат
10. составление уравнений для расчета показателей назначения (эффективности) исследуемой ДССС.

На первом этапе методики в зависимости от назначения образца вооружения, принципов его построения, противодействия внешней среды и противника определяется полный перечень исходных данных. Например, для систем управления летательными аппаратами (роботизированными платформами) в качестве входных процессов обычно выступают параметры требуемой траектории движения управляемого объекта и помехи (шумы) на входе системы. Для РЛС входными процессами являются координаты наблюдаемого объекта и помехи различного происхождения. Для АСУ и вычислительных сетей в качестве входного воздействия выступает случайный поток заявок (целей) на обслуживание.

Обычно входной процесс в математической модели представляют в виде суммы регулярной составляющей, моделируемой детерминированной функцией времени $C^{(l)}(t)$, и случайной составляющей, моделируемой случайным процессом, например, белым или цветным (коррелированным) шумом $V(t)$. Отметим, что моделью цветного шума может служить белый шум, пропущенный через соответствующий формирующий фильтр, рассчитываемый известным образом [19, 24, 25].

Случайная составляющая входного процесса ДССС (ДСФС), моделируется либо сверхширокополосным случайным процессом типа белого некоррелированного шума, либо коррелированным случайным процессом $Y(t)$, получаемым на выходе линейного формирующего фильтра (если требуется сформировать случайный процесс $Y(t)$ с

гауссовой ПРВ) или на выходе нелинейного формирующего фильтра (если требуется сформировать случайный процесс $Y(t)$ с негауссовой ПРВ). При этом параметры линейного и нелинейного формирующих фильтров рассчитываются известным образом [19, 25, 26].

На втором этапе в соответствии с условием физической реализуемости и принципом «структурно-функционального подобия» осуществляется построение и структурной (функциональной) схемы разрабатываемого (испытуемого) образца вооружения.

В результате первоначально в рамках определения конкретной структуры разрабатываемого радиотехнического вооружения осуществляется выделение соответствующих узлов отражающих особенности функционирования образца. Этим достигается: выявление физических закономерностей и определение математических соотношений, на основе которых должна функционировать образец; определение возможных функциональных и параметрических ограничений на подсистемы и систему в целом, а также оптимального состава и параметров узлов, требований к преобразованию информации отдельными узлами [25, 26].

Как результат, рассматривая радиотехническое вооружение в виде сложной системы основываются на блочно-иерархическом подходе [27]. Данный подход заключается в разбиения (декомпозиция) сложной системы на соответствующие иерархические уровни, что позволяет максимально детализировать разрабатываемую структурную схему, за счет декомпозиции, локальной оптимизация и повторяемости [27]. В результате достигается, то что структурная схема будет представлена в виде совокупности соответствующих частей (подсистем, узлов, элементов), где типовые конструкции базовых элементов достаточно полно проработаны в [6, 19].

На третьем этапе определяется возможное число фиксированных состояний структуры исследуемой системы в классе ДССС, осуществляется их нумерация и составляется граф изменения состояний структуры системы во времени. Для рассматриваемых систем характерно, что процесс смены состояния структуры системы не является случайным и плотности распределения времени нахождения системы в каждом из состояний не являются экспоненциальными, то процесс функционирования такой ДССС будет немарковским. В этом случае граф формируется с учетом метода псевдосостояний [18, 19] приводящем к увеличению количества состояний.

Для анализа ДССС с немарковским графом состояний структуры, имеющим произвольные плотности распределения вероятностей (ПРВ) времен существования («жизни») каждой структуры, используется математический аппарат условных марковских процессов [19, 28]. Для таких ДССС переходы из r-го состояния структуры в l-е задаются не с помощью интенсивностей перехода $\nu^{(r,l)}(t)$, а с помощью условных вероятностей $P^{(r,l)}(t, A)$. В условной вероятности индекс A является сужающим условием, при котором процесс смены состояний структуры ДССС будет условно марковским. В качестве сужающего условия A обычно принимается условие фиксированности времени начала функционирования ДССС, начального состояния структуры и цепочки последовательности смены состояний структуры во времени [18, 19, 28]. В этом случае указанные вероятности $P^{(r,l)}(t, A)$ рассчитываются путем интегрирования по времени эквивалентной ПРВ перехода, представляющей собой свертку ПРВ времен «жизни» предшествующих l-му состоянию структуры ДССС.

На четвертом этапе, основываясь на разработанном графе состояний исследуемой системы, осуществляется описание ПРВ времен «жизни» ДССС в каждом из l возможных состояний структуры.

Виды этих ПРВ определяется по результатам натурных (полунатурных) испытаний подобных систем. В процессе формирования облика исследуемой системы ПРВ времен «жизни» указанных состояний структуры ДССС, в принципе, могут полагаться произвольными: нормально усеченными, равномерными, квазирегулярными и т. д. Выражения для различных видов ПРВ случайных величин приведены в справочниках по теории вероятностей, теории случайных потоков и другой научно-технической литературе [19, 29].

На пятом этапе осуществляется определение пространства состояний (фазовых координат) для каждого состояния структуры ДССС. Фазовые координаты $Y_p^{(l)}(t)$ $(p=\overline{1,S})$ вводятся для каждого l-го состояния структуры исследуемой системы. Фазовые координаты вводятся только на выходах инерционных звеньев: интеграторов, апериодических, колебательных [19].

В результате определяется оператор изменения состояния исследуемой системы, определяющий механизм формирования (связи) фазовых координат системы в данный момент времени по значениям входных процессов и фазовых координат системы в предыдущие моменты времени.

На шестом этапе по известным правилам [19] составляется система стохастических дифференциальных уравнений (СДУ) для введенных в рассмотрение фазовых координат ДССС для каждого l-го фиксированного состояния структуры.

В общем виде СДУ для любой непрерывной ДССС имеют следующий вид [19, 30]

$$\dot{Y}^{(l)}(t)=C^{(l)}(t)+D^{(l)}(t)Y^{(l)}(t)+B^{(l)}(t)\Phi^{(l)}(Y^{(l)},t)+H^{(l)}(t)V^{(l)}(t),\ Y^{(l)}(t_0)=Y_0^{(l)} \qquad (1)$$

где $\dot{Y}^{(l)}=\dfrac{dY^{(l)}}{dt}$ – производная по времени от кусочно-непрерывного случайного процесса в l-м $(l=\overline{1,S})$ состоянии структуры ДССС; $C^{(l)}(t)$ – N_Y-мерный вектор детерминированных функций (входных регулярных задающих воздействий) с компонентами $c_p^{(l)}$ $(p=\overline{1,N_Y})$ в l-м состоянии; $D^{(l)}(t)$ – матрица порядка $N_D\times N_Y$ детерминированных в общем случае нестационарных коэффициентов при фазовых координатах с компонентами $d_{pq}^{(l)}(t)$ $(p=\overline{1,N_Y};\ q=\overline{1,N_D})$ в l-м состоянии; $B^{(l)}(t)$ – матрица порядка $N_\Phi\times N_Y$ детерминированных в общем случае нестационарных коэффициентов при нелинейных функциях с компонентами $b_{pk}^{(l)}(t)$ $(p=\overline{1,N_Y};\ k=\overline{1,N_\Phi})$ в l-м состоянии; $\Phi^{(l)}(Y^{(l)},t)$ – матрица размерности $N_\Phi\times N_Y$ детерминированных нелинейных функций с компонентами $\varphi_{pk}^{(l)}(Y^{(l)},t)$ в l-м состоянии структуры; $H^{(l)}(t)$ – $N_V\times N_Y$-мерная матрица детерминированных в общем случае нестационарных коэффициентов при белых шумах с компонентами $h_{pi}^{(l)}(t)$ $(p=\overline{1,N_Y};\ i=\overline{1,N_V})$ в l-м состоянии; $V^{(l)}(t)$ – N_V-мерный вектор гауссового белого шума с компонентами $V_i^{(l)}(t)$, имеющий симметричную матрицу спектральных интенсивностей $G_V^{(l)}(t)$ с компонентами $G_{V_{ij}}^{(l)}(t)$ в l-м состоянии структуры ДССС.

Если в разрабатываемом (испытываемом) образце ВВТ присутствуют мультипликативные шумы, то в СДУ вида (1) член $H^{(l)}(t)V^{(l)}(t)$ нужно заменить на выражение $H^{(l)}(Y^{(l)},t)V^{(l)}(t)$. В частном случае при l = 1 из выражения (1) получается оператор изменения фазовых координат разрабатываемого (испытуемого) образца вооружения при рассмотрении его математической модели в классе ДСФС.

Следует отметить, что векторно-матричное СДУ вида (1) понимается в симметризованной форме Стратоновича [28], целесообразность рассмотрения которой обусловлена следующим.

Во-первых, на практике реальные случайные воздействия (помехи и шумы) в разрабатываемом (испытуемом) образце вооружения не являются чистыми белыми шумами, для которых стохастическое дифференциальное уравнение вида (1) воспринимается в форме Ито [22], а являются некоторыми достаточно широкополосными процессами, например, гауссовыми процессами Орнштейна-Уленбека [28] с автокорреляционной функцией вида $K(\tau)=\frac{\alpha}{2}e^{-\alpha|\tau|}$ при больших значениях параметра α.

Во-вторых, в приложениях рассматриваются допредельные модели винеровского процесса (броуновского движения), которые обладают гладкими траекториями. Производная от винеровского процесса, как известно [28], используется при выводе прямого уравнения Колмогорова. Тогда если решение стохастического уравнения определить при помощи симметризованных интегралов, то при предельном переходе от процесса с дифференцируемыми траекториями к процессу броуновского движения вид допредельных и предельных стохастических дифференциальных уравнений одинаков. В этом случае допредельные модели приближенно могут быть заменены широкополосными гауссовыми процессами. Стохастические интегралы в форме Ито таким свойством не обладают.

В-третьих, с симметризованным интегралом в отличие от несимметризованного интеграла Ито можно обращаться таким же образом, как и с обычным интегралом Римана-Стилтьеса, а именно:

их численное интегрирование можно осуществлять любым численным методом, применяемым при интегрировании обыкновенных дифференциальных уравнений, в то время как уравнение Ито можно интегрировать только методом Эйлера;

замена переменных в интеграле Стратоновича производится по обычным правилам, в то время как замена переменных в интеграле Ито требует каждый раз применения специфических правил.

Следует подчеркнуть, что в уравнении (1) все матрицы и вектора для различных состояний структуры ДССС (различных *l*) могут иметь не только разные коэффициенты, но также различный вид и размеренность. Поэтому рассматриваемый совокупный векторный марковский процесс случайной структуры *Y* состоит из отрезков реализаций непрерывных марковских процессов $Y^{(l)} \triangleq \{Y, L=l\}$ *l*-й структуры с различными статистическими свойствами.

В качестве примера на рисунке 1 показана реализация одномерного кусочно-непрерывного стохастического процесса случайной структуры $Y^{(l)}(t)$.

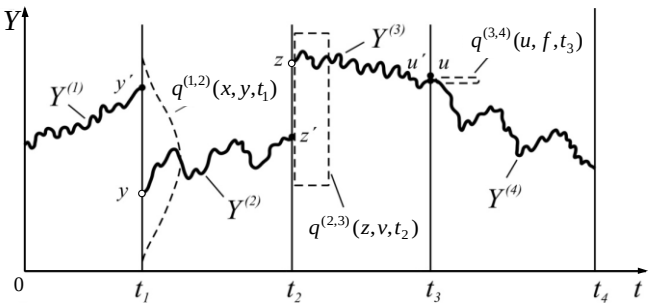


Рис. 1. Пример реализации одномерного кусочно-непрерывного случайного процесса

На рисунке 1 обозначено: $Y^{(l)}(t)$ – реализации одномерного кусочно-непрерывного случайного процесса в *l*-м $(l=\overline{1,S})$ состоянии структуры ДССС; y' – конечное значение кусочно-непрерывного случайного процесса $Y^{(1)}(t_1-0)$ слева от момента времени t_1, т. е. от момента времени перехода ДССС из первого состояния структуры $(l=1)$ во второе $(l=2)$; y – начальное значение кусочно-непрерывного случайного процесса $Y^{(2)}(t_1+0)$ справа от момента времени t_1; $q^{(1,2)}(y \mid y,\ t_1)$ – гауссовая условная плотность распределения вероятностей (УПРВ) начальных значений кусочно-непрерывного случайного процесса $Y^{(2)}(t_1)$ во втором состоянии структуры ДССС, т. е. справа от момента времени t_1. Все вышесказанное относительно момента времени смены структуры ДССС t_1 аналогичным образом распространяется и на моменты времени t_2, t_3, t_4 и т. д.

Из рисунка 1 видно, что совокупный кусочно-непрерывных случайных процессов $Y(t)$ состоит из четырех (в общем случае из *S*) реализаций $Y^{(l)}(t)$, следовательно, на основании формулы полной вероятности можно записать:

$$Y(t)=\sum_{i=1}^{S} Y^{(l)}(t). \qquad (2)$$

В теории ДССС случайный процесс $Y(t)$ также называется марковским (полумарковским) процессом с поглощением и восстановлением реализаций случайных процессов $Y^{(l)}(t)$ $\left(l=\overline{1,S}\right)$ различных состояний структур [31].

На седьмом этапе осуществляется уточнение всех постоянных параметров, с учетом разработанной структурной схемы исследуемой системы, а также математическое описание нестационарных регулярных параметров и нелинейностей, входящих в систему СДУ, согласно [19].

На восьмом этапе методики осуществляется описание оператора задания начальных значений всех фазовых координат $Y_p^{(l)}(t)$ при переходе исследуемой системы из r-го состояния в l-ое. В имитационной математической модели ДССС оператор ввода начальных условий фазовых координат при изменении состояния структуры ДССС с *r*-го на *l*-е задается при помощи условной ПРВ (УПРВ), определяемой выражением вида [19]:

$$q^{(r,l)}(x,y,t) \triangleq P\{Y(t_k+0)=y/L(t_k+0)=l;\ Y(t_k)=x,\ L(t_k)=r\}. \qquad (3)$$

На рисунке 1 для примера пунктирной линией показаны три одномерные функции УПРВ $q^{(1,2)}(x,y,t_1)$, $q^{(2,3)}(z,v,t_2)$ и $q^{(3,4)}(u,f,t_3)$ соответственно с нормальной, равномерной и δ-образной ПРВ.

Вид условной функции ПРВ начальных значений вектора состояний (фазовых координат) определяется экспериментальным путем исходя из физических особенностей работы исследуемой ДССС. Как правило большинство фазовых координат в типовых структурах радиотехнического вооружения введены на выходах инерционных звеньев, то начальные значения этих фазовых координат в новом состоянии будут совпадать с их конечными значениями в предыдущем состоянии. Такие условия восстановления фазовых координат называются «центральными жесткими» [19] или «с мгновенным и полным восстановлением» [7].

На девятом этапе осуществляется определение одного или нескольких выходных процессов исследуемой ДССС в каждом *l*-м состоянии ее структуры и их математическое описание [19, 30].

На десятом этапе методики осуществляется вывод формул для оценки эффективности исследуемой ДССС по значениям ее фазовых координат или их числовых характеристик в каждом *l*-м состоянии ее структуры и с учетом всех возможных состояний.

Показателями эффективности исследуемой системы, на примере перспективного ЗРК ближнего действия являются текущие значения ошибок измерения разности угловых и дальностных координат цели и ЗУР для каждого *l*-го состояния структуры и итоговых с учетом всех S состояний структуры [30]. А критерием эффективности данной исследуемой системы являются отношения допустимых значений этих ошибок к их текущим значениям для всех заданных условиях боевого функционирования исследуемой системы (по заданным типам сопровождаемых целей, скоростям их полета, видам применяемых целями маневров и развиваемых при этом перегрузкам, видам и параметрам применяемых целью радиолокационных или (и) оптических помех и т. д.).

3. Заключение

Разработана методика построения имитационных математических моделей разрабатываемых (испытуемых) образцов радиотехнического вооружения в классе нестационарных нелинейных стохастических динамических систем с фиксированной и случайно изменяющейся структурой или (и) параметрами. Данный класс математических моделей является наиболее адекватным для таких групп ВВТ как РЛС, ЗРК, комплексы ПРО, системы управления летательными аппаратами, АСУ, системы военной связи, комплексы радиоэлектронной борьбы, радиовзрыватели ракет, комплексные средства защиты ВВТ от высокоточного оружия и др.

Литература

1. Михайлов Г.А. Статистическое моделирование. Методы Монте-Карло: учебн. пособие для бакалавриата и магистратуры / Г.А. Михайлов, А.В. Вайтишек. – М. : Юрайт, 2018. – 371 с.
2. Созинов П.А. Актуальные задачи математического моделирования систем воздушно-космической обороны // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». – 2017. – № 3. – С.17–26.
3. Петухов О.А. Моделирование: системное, имитационное, аналитическое: учеб. пособие / О. А. Петухов, А. В. Морозов, Е. О. Петухова. – СПб. : СЗТУ, 2008. – 288 с.
4. Ивановский Р.И. Статистическое моделирование: учеб. пособие / Р.И. Ивановский. – СПб. : СПбГПУ, 2012. – 357 с.
5. Оркин Б.Д. Имитационное моделирование боевого функционирования палубных истребителей, зенитных ракетных и артиллерийских комплексов корабельных групп при решении задач ПВО: учеб. пособие / Б. Д. Оркин, С. Д. Оркин. – М. : МАИ-ПРИНТ, 2009. – 700 с.
6. Отчет о НИР «Модель-ОТТ» (заключ.) / Науч.-исслед. ин-т Вооруженных Сил Респ. Беларусь; рук. К. Н. Чугай. – Минск, 2025. – 401 с.
7. Казаков И.Е. Оптимизация динамических систем случайной структуры / И. Е. Казаков, В. М. Артемьев. – М.: Наука, 1980. – 368 с.
8. Казаков И.Е. Анализ систем случайной структуры / И. Е. Казаков, В. М. Артемьев, В. А. Бухалев. – М.: Физматлит, 1993. – 272 с.
9. Бухалев В.А. Распознавание, оценивание и управление в системах со случайной скачкообразной структурой. – М. : Наука, 1996. – 288 с.
10. Бухалев В.А. Оптимальное сглаживание в системах со случайной скачкообразной структурой / В.А. Бухалев. – М.: Физматлит, 2013. – 188 с.

11. Уланов, Г.М., Уланов С. В. Динамические системы с нечеткой и. случайно изменяющейся структурами / Г.М. Уланов, С.В. Уланов. – М.: Депонирована в ВИНИТИ в 1982 г. – Т. 15. – С. 3–145.
12. Федосов Е.А. Системы управления конечным положением в условиях противодействия среды / Е. А. Федосов, В. В. Инсаров, О.С. Селивохин. – М.: Наука, 1989. – 286 с.
13. Пакшин П.В. Дискретные системы со случайными параметрами и структурой. – М. : Физматлит, 1994. – 304 с.
14 13. Борисов А.В. Методы анализа и оценивания в скрытых марковских системах при обработке разнородной информации / А.В. Борисов // Диссерт. – М. : МАИ, 2008. – 315 с.
15. Пантелеев А.В., Руденко Е.А., Бортаковский А.С. Нелинейные системы управления: описание, анализ и синтез. - М.: Вузовская книга, 2008. – 312 с.
16. Аверина Т.А. Численные методы. Алгоритмы моделирования систем со случайной структурой: учебн. пособие. – М. : Юрайт, 2018. – 186 с.
17. Артемьев В.М. Дискретные системы управления со случайным периодом квантования / В.М. Артемьев, А.В. Ивановский. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 96 с.
18. Ганэ В.А. Системы управления при скачкообразных воздействиях: моногр. / В.А. Ганэ, Е.А. Куклев, В.Л. Степанов. – Минск : Наука и техника, 1985. – 316 с.
19. Косачев, И. М. Аналитическое моделирование стохастических систем: моногр. / И. М. Косачев, М. Г. Ерошенков. – Минск: Наука и техника, 1993. – 263 с.
20. Косачев И.М. Методология аналитического моделирования боевой работы вооружения войск ПВО // Сб. докл. IV науч.-техн. конф., Минск 29–30 ноября. 2000 г. – Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2001. – С. 195–220.
21. Жук С.Я. Методы оптимизации дискретных систем со случайной структурой: моногр. / С.Я. Жук. – Киев: КПИ, 2008. – 232 с.
22. Пугачев В.С. Стохастические дифференциальные системы / В.С. Пугачев, И.Н. Синицин. – М.: Наука, 1990. – 632 с.
23. Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 5-и тт./ под ред. К. А. Пупкова, Н. Д. Егупова. – М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 784 с.
24. Харченко М.А. Корреляционный анализ: учеб. пособие / М.А. Харченко. – Воронеж: Воронежский ун-т, 2008. – 31 с.
25. Белова Д.А., Кузин Р.Е. Применение ЭВМ для анализа и синтеза автоматических систем управления. - М.: Энергия, 1979. - 264 с.
26. Демин А.В., Копорский Н.С. Имитационное моделирование информационно-измерительных и управляющих систем. – СПб.: СП6ГУ ИТМО, 2007. - 139 с.
27. Бусленко Н.П. Автоматизация имитационного моделирования сложных систем. – М.: Наука, 1977. - 239 с.
28. Стратонович Р.Л. Условные марковские процессы и их применение к теории оптимального управления / Р.Л. Стратонович. – М. : МГУ, 1966. – 319 с.
29. Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям / Р. Н. Вадзинский. – СПб. : Наука, 2001. – 295 с.
30. Косачев И.М., Чугай К.Н. Имитационная математическая модель контура наведения зенитной телеуправляемой ракеты зенитного ракетного комплекса с комплексированной информационной системой // Вестник Военной академии Республики Беларусь. – 2017. – № 4(57). – С. 25 – 37.
31. Артемьев В.М. Теория систем со случайными изменениями структуры / В.М. Артемьев. – Минск: Вышэйш. шк., 1979. – 256 с.

REFERENCES

1. Mikhailov, G.A. Statistical modeling. Monte Carlo methods: textbook. handbook for undergraduate and graduate studies / G.A. Mikhailov, A.V. Vaishek. Moscow : Yurait, 2018. 371 p.
2. Sozinov, P.A. Actual problems of mathematical modeling of aerospace defense systems // Bulletin of the Almaz-Antey Aerospace Defense Concern. – 2017. – No. 3. – Pp. 17–26.
3. Petukhov, O.A. Modeling: systemic, simulation, and analytical: textbook. / O.A. Petukhov, A.V. Morozov, and E.O. Petukhova. – St. Petersburg: North-West State University, 2008. – 288 p.
4. Ivanovsky, R.I. Statistical modeling: textbook. / R.I. Ivanovsky. – St. Petersburg: SPbGPU, 2012. – 357 p.
5. Orkin, B.D. Simulation modeling of combat functioning of deck-based fighters, anti-aircraft missile and artillery systems of ship groups in solving air defense tasks: textbook / B. D. Orkin, S. D. Orkin. Moscow: MAI-PRINT, 2009. 700 p.
6. Research report "Model-OTT" (conclusion) / Scientific research Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus; director K. N. Chugai. – Minsk, 2025. – 401 p.
7. Kazakov, I.E. Optimization of dynamic systems with random structure / I.E. Kazakov, V. M. Artemyev. – Moscow: Nauka, 1980. – 368 p.
8. Kazakov, I.E. Analysis of systems of random structure / I. N. E. Kazakov, V. N. M. N. Artemyev, V. N. A. N. Bukhalev. - M. M.: Fizmatlit, 1993. - 272 p.
9. Bukhalyov, V.A. Recognition, estimation, and control in systems with random discontinuous structure. Moscow: Nauka, 1996. 288 p.
10. Bukhalyov, V.A. Optimal smoothing in systems with random discontinuous structure / V.A. Bukhalyov. – Moscow: Fizmatlit, 2013. – 188 p.
11. Ulanov, G.M., Ulanov, S.V. Dynamic systems with fuzzy and randomly changing structures. Moscow: Deposited in VINITI in 1982. Vol. 15, pp. 3-145.
12. Fedosov, E.A. End position management systems in conditions of environmental resistance / E.A. Fedosov, V.V. Insarov, O.S. Selivokhin. – M.: Nauka, 1989. – 286 p.
13. Pakshin, P.V. Discrete systems with random parameters and structure. Moscow: Fizmatlit, 1994. 304 p.
14. Borisov, A.V. Methods of analysis and evaluation in hidden Markov systems for processing heterogeneous information / A.V. Borisov // Dissert. – Moscow : MAI, 2008. – 315 p.
15. Panteleev, A.V., Rudenko, E.A., Bortakovsky A.S. Nonlinear control systems: description, analysis, and synthesis. Moscow: Vuzovskaya Kniga, 2008. 312 p.
16. Averina, T.A. Numerical Methods. Algorithms for modeling systems with random structure: Textbook. Moscow: Yurayt, 2018. 186 p.
17. Artemyev, V.M. Discrete control systems with random quantization period / V.M. Artemyev, A.V. Ivanovsky. – Moscow: Energoatomizdat, 1986. – 96 p.
18. Gane, V.A. Control Systems under Leap-Frog Effects: Monograph / V.A. Gane, E.A. Kuklev, V.L. Stepanov. – Minsk: Nauka i Tekhnika, 1985. – 316 p.
19. Kosachev, I.M. Analytical modeling of stochastic systems: Monograph / I.M. Kosachev, M.G. Eroshenkov. – Minsk: Nauka i Tekhnika, 1993. – 263 p.
20. Kosachev, I.M. Methodology of analytical modeling of the combat work of the air defense forces armament // Collection of documents. IV Scientific and technical Conference, Minsk, November 29-30. 2000 – Minsk: Military. akad. Rep. Belarus, 2001. – pp. 195-220.
21. Zhuk, S.Ya. Methods of optimization of discrete systems with random structure: monograph / S.Ya. Zhuk. – Kiev: KPI, 2008. – 232 p.
22. Pugachev, V.S. Stochastic differential systems / V.S. Pugachev, I.N. Sinitsyn. – Moscow: Nauka, 1990. – 632 p.

23. Methods of classical and modern automatic control theory: textbook in 5 volumes / edited by K. A. Pupkov and N. D. Yegupov. – Moscow: Bauman Moscow State Technical University, 2004. – 784 p.
24. Kharchenko, M.A. Correlation analysis: textbook. / M.A. Kharchenko. – Voronezh: Voronezh University, 2008. – 31 p.
25. Belova, D.A., Kuzin, R.E. Application of computers for the analysis and synthesis of automatic control systems. Moscow: Energiya, 1979. 264 p.
26. Demin, A.V., Koporsky, N.S. Simulation modeling of information, measurement, and control systems. – St. Petersburg: SP6SU ITMO, 2007. – 139 p.
27. Buslenko, N.P. Automation of simulation modeling of complex systems. Moscow: Nauka, 1977. 239 p.
28. Stratonovich, R.L. Conditional markov processes and their application to the theory of optimal control / R.L. Stratonovich. – Moscow: Moscow State University, 1966. – 319 p.
29. Vadzinsky, R.N. Handbook of probability distributions / R.N. Vadzinsky. – St. Petersburg: Nauka, 2001. – 295 p.
30. Kosachev, I.M., Chugai, K.N. Simulation mathematical model of the guidance loop of an anti-aircraft tele-controlled missile of an anti-aircraft missile system with a comprehensive information system // Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus. – 2017. – No. 4(57). – Pp. 25 – 37.
31. Artemyev, V.M. Theory of systems with random changes in structure / V.M. Artemyev. – Minsk: Vysheysh. shk., 1979. – 256 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ МУЛЬТИРОТОРНОГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С УЧЕТОМ МИКРОДОПЛЕРОВСКОЙ СТРУКТУРЫ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА

К. С. Костромицкий[1], Д. С. Нефёдов[2], В. О. Ильин[1]

[1]Республиканское НПУП «Центр радиотехники НАН Беларуси», Минск, Беларусь
[2]Военная академия Республики Беларусь, Минск, Беларусь

Аннотация. В докладе рассматривается математическая модель сигнала, отраженного от мультироторного беспилотного летательного аппарата (БПЛА). Модель учитывает конструктивные особенности БПЛА: количество роторов и лопастей; параметры лопасти; расположение роторов относительно корпуса; направления вращения роторов; пространственную ориентацию аппарата. Для описания отражений от лопасти применяется пластинчатая модель с двумерной дискретизацией рассеивателей. Адекватность математической модели сигнала проверена на примере моделирования отражений от одиночного вращающегося рассеивателя, а также реальной записи отраженного сигнала БПЛА, полученной экспериментальным образцом РЛС. Рассматривается перспектива применения разработанной модели для исследования алгоритмов радиолокационного распознавания БПЛА по спектральному портрету и получения синтетических данных для алгоритмов машинного обучения.

Ключевые слова: радиолокационная станция, беспилотный летательный аппарат, БПЛА, микродоплеровский эффект, моделирование отраженного сигнала, пластинчатая модель лопасти, спектральный портрет, энергетический спектр.

MODELING OF SIGNALS REFLECTED FROM A MULTIROTOR UNMANNED AERIAL VEHICLE ACCOUNTING FOR THE MICRO-DOPPLER STRUCTURE OF THE POWER SPECTRUM

K. S. Kostromitsky[1], D. S. Nefedov[2], V. O. Ilyin[1]

[1]Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus
[2]Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Belarus

Abstract. This paper presents a mathematical model of a signal reflected from a multi-rotor unmanned aerial vehicle (UAV). The model accounts for the UAV's design features: the number of rotors and blades; blade parameters; the arrangement of the rotors relative to the body; the directions of rotor rotation; and the spatial orientation of the UAV. A plate model with two-dimensional discretization of scatterers is used to describe the reflections from blade. The adequacy of the mathematical model of a signal was verified both by simulating a signal reflected from a single rotating scatterer and by comparison with a real record of the UAV reflected signal obtained by an experimental radar prototype. The application of the developed model for studying radar recognition algorithms for UAVs based on spectral portraits, as well as for generating synthetic data for machine learning algorithms, is considered.

Keywords: radar, unmanned aerial vehicle, micro-Doppler effect, reflected signal simulation, blade plate model, spectral portrait, energy spectrum.

1. Введение

Широкое распространение малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) определило необходимость создания специализированных радиолокационных

станций (РЛС) для их обнаружения и распознавания. Особенности таких РЛС обусловлены необходимостью работы по целям с малыми значениями эффективной поверхности рассеяния (ЭПР), как правило, не превышающими 0,1 м², на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности. Одной из наиболее сложных задач радиолокационного наблюдения БПЛА, является их распознавание на фоне многочисленных отражений от птиц, радиолокационные характеристики которых схожи с характеристиками малоразмерных БПЛА (диапазоны значений ЭПР, скоростей и высот полета) [1, 2].

Решение задачи распознавания БПЛА и птиц традиционно рассматривается в двух направлениях: по траекторным и по сигнальным признакам [1, 3]. Распознавание по траекторным признакам основано на анализе параметров траектории цели (скорости, ускорения, угловой скорости, характеристик маневра), обладает относительной простотой реализации, однако, ограничено низкой различимостью БПЛА и птиц в пространстве признаков. Распознавание по сигнальным признакам, в частности, по спектральному (микродоплеровскому) портрету отраженного сигнала, представляется весьма перспективным. Вращающиеся лопасти винтов мультироторных БПЛА формируют характерные модуляционные компоненты в спектре отраженного сигнала (ОС), симметрично расположенные относительно корпусной составляющей [4, 5]. Данная структура принципиально отличает спектральный портрет БПЛА от портрета птицы, у которой модуляционные компоненты, обусловленные взмахами крыльев, существенно слабее и не обладают симметрией. Прогнозируемые высокие показатели качества распознавания по спектральному портрету делают данный подход привлекательным для практической реализации.

Целью доклада является рассмотрение разработанной математической модели и структурной схемы имитатора сигнала, отраженного от мультироторного БПЛА. В отличие от известных подходов, лопасть представляется двумерной пластинчатой моделью с конечной хордой и сужением к кончику, а модель учитывает полную пространственную геометрию аппарата: количество роторов и лопастей, их расположение относительно корпуса, направления вращения и произвольную ориентацию БПЛА в пространстве. Представленная модель может являться основой для разработки и исследования эффективности алгоритмов распознавания БПЛА.

2. Математическая модель сигнала, отраженного от БПЛА, и структурная схема имитатора

а. Математическая модель сигнала, отраженного от БПЛА

Отраженный сигнал (ОС) БПЛА рассматривается как суперпозиция вкладов от двух типов рассеивателей: корпуса аппарата и вращающихся лопастей роторов. Сигнал, отраженный от корпуса, моделируется в виде отражения от точечного рассеивателя, находящегося в центре БПЛА. Для *i*-го импульса, отраженного в момент времени $t=(i-1)T_p$, комплексная огибающая ОС от корпуса БПЛА записывается в виде [6]:

$$m_{body}(t)=A_{body}(t)e^{j(\varphi_s(t)+\varphi_r(t)+2\pi f_D t)}, \qquad (1)$$

где A_{body},φ_s – случайная амплитуда и фаза сигнала, отраженного от корпуса БПЛА; $f_D=2\nu/\lambda$ – доплеровская частота, соответствующая радиальной скорости БПЛА ν; φ_r – фазовый набег ОС, обусловленный положением точечного отражателя корпуса БПЛА относительно РЛС.

Вклад лопасти в ОС моделируется как сумма отражений от $N_{scat}=N_{radial}N_{chord}$ точечных рассеивателей, образующих двумерную сетку в плоскости лопасти

(пластинчатая модель разбиения лопасти БПЛА), где N_{radial}, N_{chord} – число рассеивателей по радиусу и хорде лопасти соответственно. Позиции рассеивателей в локальной системе координат ротора задаются с учетом переменной ширины хорды вдоль лопасти. Хорда $c(r)$, равная ширине лопасти на расстоянии r от центра ротора, убывает линейно по закону:

$$c(r) = c_0\left(1-(1-\eta)\frac{r}{R}\right), \qquad (2)$$

где c_0 – хорда лопасти в точке крепления к ротору; η – коэффициент сужения лопасти; R – длина лопасти.

Разбиение поверхности лопасти на N_{scat} рассеивателей осуществляется на основании условия, что разность фаз сигналов, отраженных двумя соседними рассеивателями, не превышает π при любых углах наблюдения. Несоблюдение этого условия приводит к искажению результата когерентного суммирования сигналов от отдельных рассеивателей и результирующего энергетического спектра (ЭС) ОС БПЛА. Поскольку наибольшее расстояние между соседними рассеивателями для пластинчатой модели – это диагональ ячейки, то максимальный размер элементарного отражателя выбирается равным:

$$\Delta \le \frac{\lambda}{4\sqrt{2}} \approx 0{,}177\lambda, \qquad (3)$$

где λ – длина волны зондирующего сигнала.

Для описания пространственной ориентации БПЛА и вращения его лопастей относительно РЛС в модели используются четыре матрицы поворота: R_{blade} (описывает поворот лопасти вокруг оси Z ротора на угол θ); R_{yaw} и R_{pitch} (описывают поворот на углы рыскания и тангажа БПЛА соответственно); R_x задает угол наклона лопасти (наклон вокруг радиальной оси). Результирующая матрица ориентации БПЛА $R_{drone}(\psi, \vartheta)$ вычисляется как произведение:

$$R_{drone}(\psi, \vartheta) = R_{yaw}(\psi) R_{pitch}(\vartheta), \qquad (4)$$

где $R_{yaw}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 0 \\ \sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$; $R_{pitch}(\vartheta) = \begin{bmatrix} \cos\vartheta & 0 & \sin\vartheta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\vartheta & 0 & \cos\vartheta \end{bmatrix}$.

Геометрия пространственных преобразований поясняется рисунком 1, на котором изображено взаимное расположение РЛС и БПЛА в земной системе координат (СК).

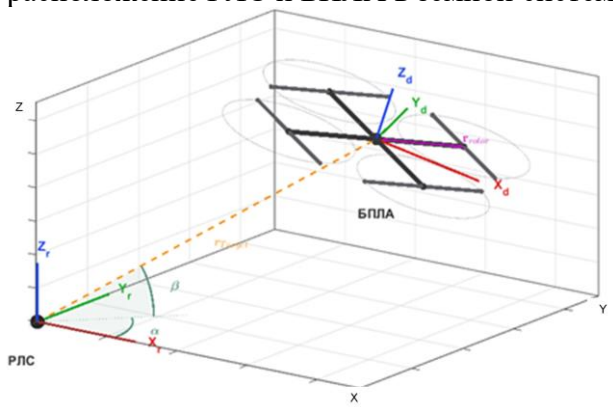


Рис. 1. Взаимное расположение РЛС и БПЛА в земной системе координат

На рисунке 1 обозначены оси земной СК (X_r, Y_r, Z_r), связанной СК БПЛА (X_d, Y_d, Z_d), вектор положения одного ротора r_{rotor}, отсчитываемый от центра корпуса БПЛА, наклонная дальность r_{target}, азимут α и угол места β БПЛА.

Для каждого импульса ОС и каждой лопасти выполняется последовательность пространственных преобразований. Координаты элементарного рассеивателя лопасти в СК РЛС определяются выражением:

$$p_{radar} = R_{drone}(\psi, \vartheta)\left(R_{blade}(\theta)R_x(\delta)p_0 + r_{rotor}\right), \quad (5)$$

где $R_{blade}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$; $R_x(\delta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\delta & -\sin\delta \\ 0 & \sin\delta & \cos\delta \end{bmatrix}$.

Текущий угол поворота *k*-й лопасти *j*-го ротора в момент времени *t* определяется как:

$$\theta_{jk}(t) = \omega_j d_j t + \theta_{jk}^{(0)}, \quad (6)$$

где ω_i – угловая скорость *j*-го ротора; $d_i \in \{-1, +1\}$ – направление вращения; $\theta_{jk}^{(0)}$ – начальное угловое положение *k*-й лопасти.

Радиальная скорость каждого рассеивателя вычисляется через проекцию его линейной скорости на линию визирования, положение которой определяется азимутом и углом места БПЛА:

$$v_{rad,n} = u_{radar}^T R_{drone} R_{blade} v_{0,n}, \quad (7)$$

где $u_{radar}(\alpha, \beta) = \begin{bmatrix} \cos\beta \cdot \cos\alpha \\ \cos\beta \cdot \sin\alpha \\ \sin\beta \end{bmatrix}$; $v_{0,n} = \left[-\omega d_j y_n, \omega d_j x_n, 0\right]^T$ – скорость *n*-го рассеивателя в локальной системе координат ротора.

Результирующая комплексная амплитуда сигнала, отраженного от лопасти БПЛА, определяется как когерентная сумма вкладов всех N_{scat} рассеивателей:

$$m_{blade}(t) = A_s \sum_{n=1}^{N_{scat}} e^{j\left(\varphi_r(t) - \frac{4\pi}{\lambda} r_{rad,n}(t) + 2\pi f_{D,n}(t)t\right)}, \quad (8)$$

где $r_{rad,n} = u^T{}_{radar}\, p_{radar,n}$ – радиальное смещение *n*-го рассеивателя; $f_{D,n} = f_D - 2v_{rad,n}/\lambda$ – доплеровская частота *n*-го рассеивателя; $A_s = A_{blade} / N_{scat}$ – амплитуда сигнала рассеивателя; A_{blade} – амплитуда сигнала, отраженного от лопасти БПЛА.

Результирующая комплексная амплитуда сигнала, отраженного от БПЛА, формируется суперпозицией комплексных амплитуд сигналов, отраженных от корпуса и лопастей роторов:

$$m_c(t) = m_{body}(t) + \sum_{j=1}^{N_R} \sum_{k=1}^{N_B} m_{blade,jk}(t), \quad (9)$$

где N_R – число роторов; N_B – число лопастей ротора.

б. Структурная схема имитатора отраженного сигнала

На рисунке 2 представлена структурная схема имитатора радиолокационного сигнала, отраженного от БПЛА, разработанного на основе описанной математической модели.



Рис. 2. Структурная схема имитатора радиолокационного сигнала, отраженного от БПЛА

Модель формирует ОС в виде последовательности когерентных импульсов и состоит из пяти блоков:

– блок ввода параметров РЛС, в котором задается длина волны λ, частота дискретизации f_s, период повторения импульсов T_n, длительность импульса $t_{имп}$ и время наблюдения $T_н$;

– блок ввода параметров и положения БПЛА, в котором задается число роторов N_R и лопастей N_B, длина плеча l_{arm} и длина лопасти r_{rotor}, хорда c_0, коэффициент сужения η и угол наклона лопасти δ, скорость ω и направления вращения роторов, наклонная дальность R, радиальная скорость v, угол азимута α и угол места β БПЛА относительно РЛС, углы ориентации ψ и ϑ БПЛА в связанной СК;

– блок инициализации параметров модели, осуществляющий разбиение лопасти на двумерную сетку элементарных рассеивателей N_{scat}, расчет матрицы поворота БПЛА R_{drone}, начальных угловых положений лопастей каждого ротора θ_0, а также теоретических значений максимальной доплеровской частоты и расстояния между спектральными пиками ΔF для последующего сопоставления с результатами моделирования;

– блок генерирования ОС, реализующий формирование аддитивной смеси сигналов $m(t) = m_c(t) + m_ш(t)$, отраженных рассеивателями корпуса и лопастей БПЛА, а также комплексного гауссовского шума $m_{noise}(t)$ для заданного значения отношения сигнал / шум (ОСШ);

– блок спектрального анализа и отображения результатов моделирования, в котором вычисляются и отображаются ЭС и временная структура ОС, а также пространственное положение БПЛА относительно РЛС.

Первоначально адекватность разработанной модели проверена для случая генерирования сигнала, отраженного от одиночного рассеивателя, осуществляющего движение по окружности на заданном расстоянии от РЛС. Параметры моделирования: λ = 0,03 м; частота вращения n = 100 об/с; R = 0,12 м; $T_п$ = 40 мкс; $T_н$ = 0,1 с.

В рассматриваемом случае ЭС ОС аналитически может быть представлен в виде ряда Бесселя [5]:

$$|S(f)|^2 = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m^2(\Gamma)\delta\left(f - m\frac{\omega}{2\pi}\right), \qquad (10)$$

где $\Gamma = \frac{4\pi R}{\lambda} \approx 50,3$ – индекс фазовой модуляции; $f(t) = -\left(\frac{2}{\lambda}\right)\omega R\sin(\omega t) = -f_{\max}\sin(\omega t)$ – мгновенная доплеровская частота рассеивателя; $f_{max} = 2\omega R/\lambda$ – максимальная доплеровская частота.

Результаты моделирования в виде временной структуры и ЭС ОС представлены на рисунках 3 и 4.

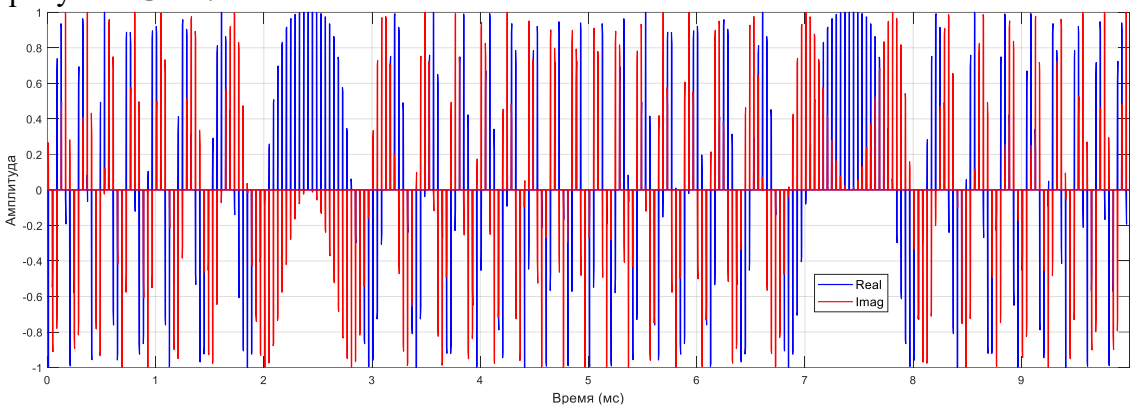


Рис. 3. Временная структура реальной (Real) и мнимой (Imag) квадратурных составляющих ОС

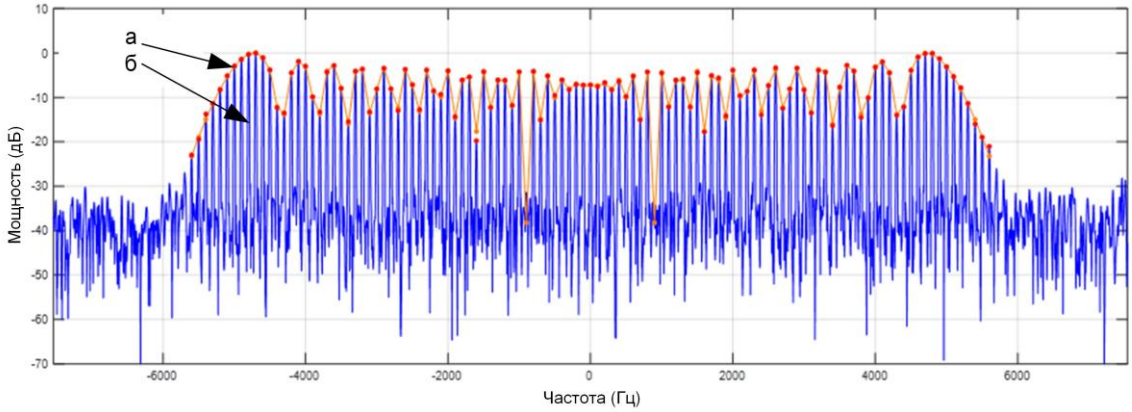


Рис. 4. Энергетический спектр ОС: а – теоретическая огибающая, полученная по выражению (10); б – результат моделирования

Как видно из рисунка 3, действительная и мнимая части комплексной огибающей ОС демонстрируют периодическую амплитудно-фазовую модуляцию с периодом $T_c =$ 10 мс, что соответствует периоду вращения рассеивателя. Это наглядно подтверждает, что сгенерированный сигнал несет полную информацию о динамике лопасти на уровне отдельных импульсов. Энергетический спектр ОС (рисунок 4) содержит гармоники, разнесенные на $\Delta F = N_B\omega = 100$ Гц. Теоретическая огибающая ЭС совпадает с измеренными пиками гармоник ЭС во всем диапазоне частот f_{max}. Теоретическое значение $f_{max} = 5024$ Гц соответствует измеренному значению частоты последнего значимого пика ЭС. Полученные результаты позволяют говорить о корректности разработанной модели в случае рассмотрения отражений от единичных вращающихся рассеивателей.

3. Результаты моделирования сигнала, отраженного от БПЛА

а. Объект моделирования и параметры модели

В качестве объекта моделирования выбран БПЛА «Autel EVO Max 4T» (рисунок 5). Конструктивные параметры БПЛА: $N_R = 4$; $N_B = 2$; $l_{arm} = 0{,}234$ м; $R = 0{,}14$ м; $c_0 = 0{,}032$ м; $\eta = 0{,}55$; масса = 1,635 кг [7]. Модель лопасти – пластинчатая с учетом угла наклона $\delta = 15°$.

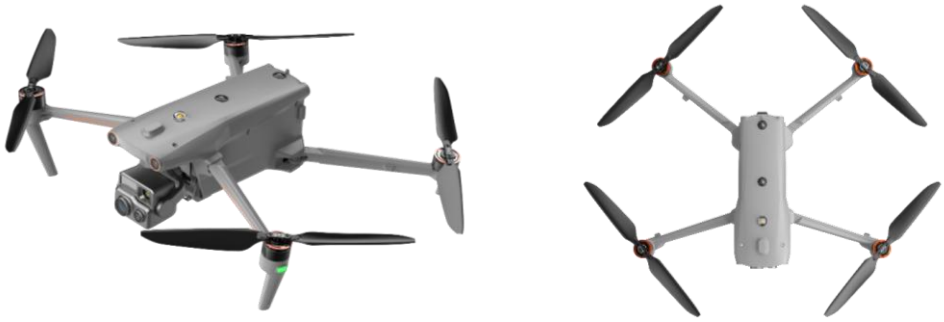


Рис. 5. Внешний вид БПЛА «Autel EVO Max 4T»

Параметры РЛС: $\lambda = 0{,}0316$ м; $f_s = 10$ МГц; $T_n = 47$ мкс; $t_{imp} = 4$ мкс; количество импульсов $N_{pulses} = 16384$; $T_н = 0{,}77$ с; ОСШ = 30 дБ (для корпусной составляющей спектра ОС). Параметры положения БПЛА относительно РЛС: $r_{target} = 1140$ м, высота полета $h = 120$ м, угол азимута $\alpha = 0°$, угол места $\beta = 6°$.

б. Результаты моделирования отраженного сигнала в режиме горизонтального полета

Для проверки адекватности разработанной модели использовалась запись ОС, зарегистрированная экспериментальным образцом малогабаритной РЛС обнаружения БПЛА X-диапазона. Параметры РЛС и полета БПЛА соответствуют параметрам моделирования, представленным выше. Запись горизонтального полета получена в момент, когда БПЛА находился на наклонной дальности 1140 м и приближался с радиальной скоростью 15 м/с относительно РЛС. Пример ЭС сигнала, зарегистрированного экспериментальным образцом РЛС, изображен на рисунке 6.

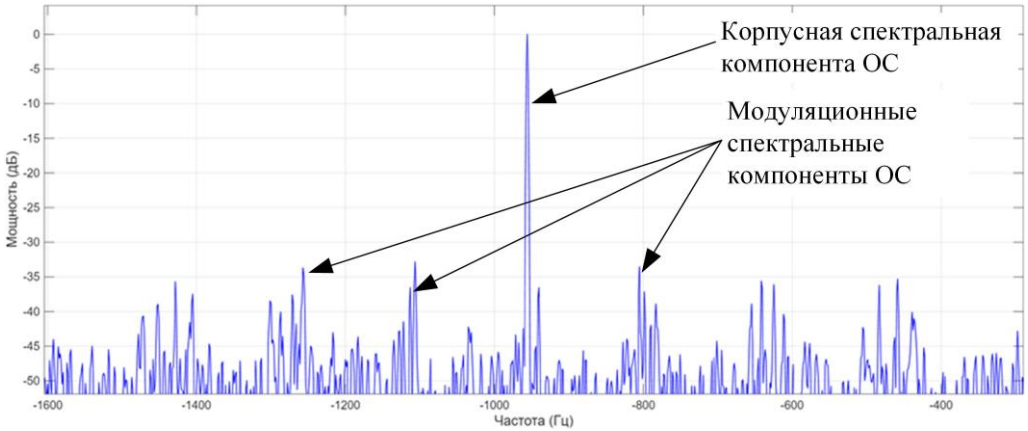


Рис. 6. Энергетический спектр сигнала, отраженного от БПЛА «Autel EVO Max 4T», зарегистрированного экспериментальным образцом РЛС

Центральная гармоника ЭС, обусловленная отражением от корпуса БПЛА, наблюдается на частоте –949 Гц, что для длины волны 0,0316 соответствует радиальной скорости 15 м/с. По обе стороны от центральной гармоники (корпусной спектральной

компоненты ОС) наблюдаются группы модуляционных составляющих, обусловленных вращением лопастей роторов. Отношение мощности гармоник ЭС, обусловленных отражениями от лопастей БПЛА, к центральной гармонике составляет порядка −32 дБ. На уровне наблюдаемых шумов выявлены по три группы гармоник справа и слева от центральной гармоники. Расстояния от групп гармоник до центра ЭС составляют приблизительно 161, 322 и 484 Гц, что соответствует кратности гармонических составляющих частоте ΔF = 161 Гц (4830 оборотам вращения роторов БПЛА в минуту). Левая и правая части спектра симметричны относительно центральной гармоники с точностью до 2 Гц.

Каждая группа гармоник содержит четыре отдельных всплеска, соответствующих вкладам четырех роторов (таблица 1). Из положений пиков первой группы восстанавливаются скорости вращения роторов БПЛА: $n_1 \approx 75{,}0$ об/с; $n_2 \approx 78{,}5$ об/с; $n_3 \approx 83{,}0$ об/с; $n_4 \approx 86{,}0$ об/с. Роторы разделяются на две пары: с относительно медленным (75…78,5 об/с) и быстрым (83…86 об/с) вращением, что характерно для режима горизонтального полета, при котором пары передних и задних роторов вращаются с различными скоростями. Наблюдаемый разброс скоростей вращения роторов в пределах каждой пары, вероятно, обусловлен работой системы автоматической стабилизации БПЛА, непрерывно корректирующей угловые скорости роторов для поддержания заданного режима полета при воздействии внешних условий (ветер и др.).

Таблица 1. Частотное смещение модуляционных составляющих ЭС

№ гармоники	Частоты гармоник, Гц			Соотношения частот гармоник
	Группа 1	Группа 2	Группа 3	
1	150	301	450	1 : 2,01 : 3,00
2	157	314	472	1 : 2,00 : 3,01
3	166	331	497	1 : 1,99 : 2,99
4	172	344	517	1 : 2,00 : 3,01

Расстояние между гармониками внутри группы нарастает пропорционально номеру группы: 22 Гц в первой группе, 43 Гц во второй и 67 Гц в третьей, что точно соответствует теоретическому прогнозу – отклонение m-й гармоники i-го ротора от среднего масштабируется как $m\Delta F_i$, где m – номер гармоники; ΔF_i – частота гармоники ЭС.

Скорости вращения роторов БПЛА для математического моделирования были взяты из анализа реальной записи. Угол тангажа БПЛА принят равным ϑ = 17°, начальные угловые положения лопастей заданы случайно. Результаты моделирования в виде временной структуры и ЭС ОС представлены на рисунках 7 и 8.

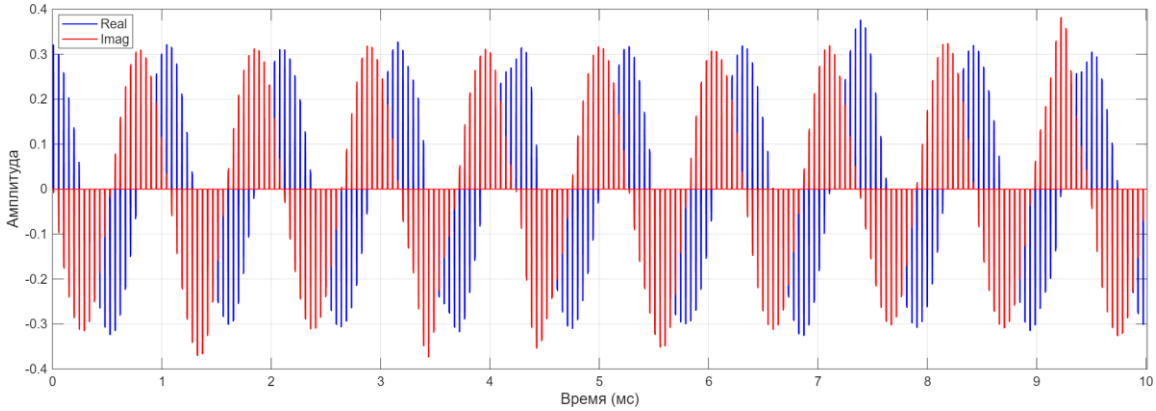


Рис. 7. Временная структура реальной (Real) и мнимой (Imag) квадратурных составляющих сигнала, отраженного от БПЛА «Autel EVO Max 4T», полученного с использованием разработанной модели

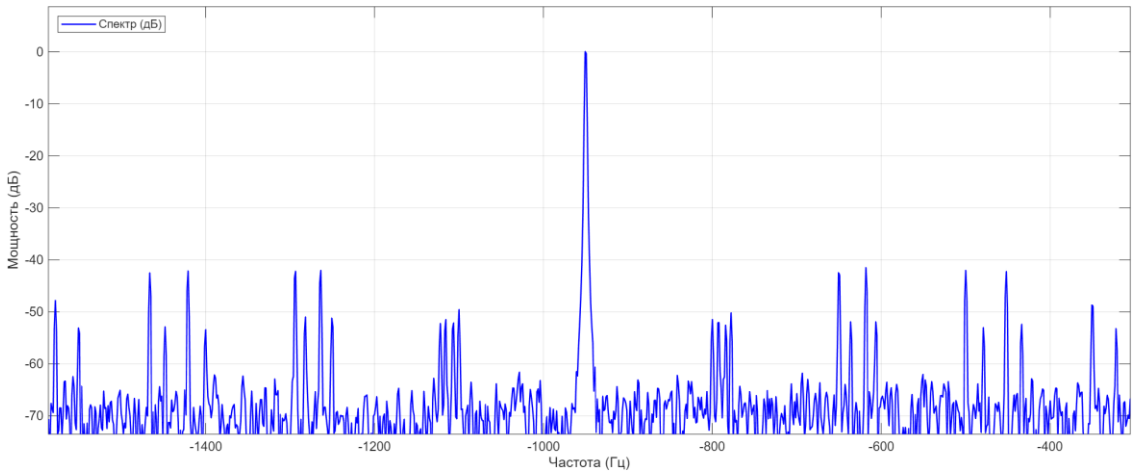


Рис. 8. Энергетический спектр сигнала, отраженного от БПЛА «Autel EVO Max 4T», полученного с использованием разработанной модели

Анализ временной структуры отраженного сигнала (рисунок 7) показывает, что наблюдаемая периодическая модуляция огибающей обусловлена преимущественно отражением от корпуса БПЛА, тогда как вращающиеся лопасти вносят малый дополнительный вклад в моменты времени, соответствующие прохождению лопастями ракурсов с максимальной радиальной скоростью рассеивателей.

Положение центральной гармоники ЭС (рисунок 8) воспроизводится на частоте –949 Гц, что совпадает с реальной записью. Структура боковых составляющих сохраняется: три группы пиков по четыре с каждой стороны; шаг между группами гармоник ΔF = 161 Гц. Расхождение положений отдельных гармоник между моделью ОС и реальной записью не превышает 3 Гц (погрешность в 1–2 элемента разрешения по доплеровской частоте).

4. Заключение

В докладе представлена математическая модель сигнала, отраженного от мультироторного БПЛА. Разработанная модель описывает лопасть двумерной пластинчатой сеткой рассеивателей с конечной хордой и сужением к кончику и учитывает полную пространственную геометрию аппарата: количество роторов и лопастей, их расположение относительно корпуса и направления вращения, ориентацию БПЛА в пространстве и положение относительно РЛС. Отражения от корпуса БПЛА моделируются в виде отражений от точечного рассеивателя со случайной амплитудой и фазой.

Для проверки адекватности разработанной модели использовались реальные записи сигналов, отраженных от БПЛА «Autel EVO Max 4T» в режиме горизонтального полета. Сопоставление смоделированного и реального ОС показало высокую степень соответствия: положения гармонических составляющих ЭС воспроизводятся с точностью 1…3 Гц (погрешность в 1–2 элемента разрешения по доплеровской частоте); временная структура комплексной огибающей ОС и периодичность вращения лопастей согласуются с экспериментальными данными. Проверка адекватности модели по теоретическим значениям максимальной доплеровской частоты, расстояния между гармониками в ЭС и периода вращения лопастей показала расхождение не более 1 %.

Направлением развития модели является внедрение моделей флуктуаций, соответствующих сигналам, отраженным от реальных БПЛА, уточнение модели отражений от лопасти, реализация возможности учета траектории и условий полета БПЛА при воздействии внешних факторов.

Разработанная модель может использоваться для разработки и оценки эффективности алгоритмов обнаружения и распознавания БПЛА, синтеза обучающих выборок для систем распознавания, реализующих алгоритмы машинного обучения.

Литература

1. Костромицкий С. М., Нефедов Д. С., Сарнацкий Д. Д. Подходы к радиолокационному распознаванию беспилотных летательных аппаратов и птиц // Фактор безопаснотис. – 2026. – № 1. С. 15–26.
2. Мацюра А.В. Радиолокационные орнитологические наблюдения: краткий обзор стационарных и мобильных комплексов // Acta Biologica Sibirica. – 2015. – Т. 1. – №. 3–4. – С. 118–147.
3. Ширман Я.Д., Горшков С.А., Лещенко С. П. и др. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование // Радиолокация и радиометрия. – 2000. – С. 5–64.
4. Чен В.К., Ли Ф., Хо С.С., Вехслер Х. Микродоплеровский эффект в радиолокации: явление, модель и имитационное исследование // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2006. – Т. 42. – С. 2–21.
5. Канг К. Б. и др. Анализ микродоплеровских сигнатур малоразмерных БПЛА на основе доплеровского спектра // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2021. – Т. 57. – № 5. – С. 3252–3267.
6. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и РЭБ. М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
7. Autel Robotics. EVO Max 4T – технические характеристики [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://shop.autelrobotics.com/pages/evo-max-4t-aircraft (дата обращения: 12.03.2026).

References

1. Kostromitsky S. M., Nefedov D.S., Sarnatski D.D. Approaches to radar recognition of unmanned aerial vehicles and birds // Factor bezopasnosti. – 2026. № – 1. Pp. 12–26.
2. Maciura A.V. Radar ornithological observations // Acta Biologica Sibirica. – 2015. – Vol. 1. – №. 3–4. – Pp. 118–147.
3. Shirman Ya. D., Gorshkov S.A., Leshchenko S.P. et al. Methods of radar recognition and their modeling // Radiolocation and Radiometry. – 2000. – Pp. 5–64.
4. Chen V.C., Li F., Ho S.S., Wechsler H. Micro-Doppler effect in radar: phenomenon, model, and simulation study // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2006. – Vol. 42. – Pp. 2–21.
5. Kang K.B. et al. Analysis of micro-Doppler signatures of small UAVs based on Doppler spectrum // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2021. – Vol. 57. – No. 5. – Pp. 3252–3267.
6. Okhrimenko A.E. Fundamentals of radar and electronic warfare. M.: Voenizdat, 1983. – 456 p.
7. Autel Robotics. EVO Max 4T – Aircraft Specifications [Electronic resource]. – Available at: https://shop.autelrobotics.com/pages/evo-max-4t-aircraft (accessed: 12.03.2026).

КОГЕРЕНТНОЕ КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ КРОССКОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗА В ЗАДАЧАХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

С. А. Захаров[1], И. А. Макеев[1], Ю. В. Петров[1]

[1] Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье описан подход к комплексированию (объединению) данных на низком уровне — уровне сигналов, с применением кросскорреляционного анализа в частотной области, а именно в области пересечения двух спектров. В основе подхода лежит определение оператора выравнивания, позволяющего устранить различия в фазах и задержках двух сигналов, несущие частоты которых могут отличаться. Определение оператора выравнивания обеспечивает когерентность сигналов для их последующего объединения. Объединение сигналов осуществляется с использованием весовых коэффициентов на основе косинусной функции, что позволяет учитывать вклад каждого сигнала в результирующий.

Ключевые слова: комплексирование; кросскорреляционный анализ; спектр; весовые коэффициенты.

COHERENT SIGNAL FUSION BASED ON CROSS-CORRELATION ANALYSIS IN EARTH REMOTE SENSING APPLICATIONS

S. A. Zakharov[1], I. A. Makeev[1], Yu. V. Petrov[1]

[1] Baltic State Technical University “VOENMEKH” named after D. F. Ustinov (BSTU “VOENMEKH”), Saint Petersburg, Russia

Abstract. The article presents an approach to data fusion (integration) at a low level — the signal level — using cross-correlation analysis in the frequency domain, specifically within the overlapping region of two spectra. The approach is based on the definition of an alignment operator that eliminates differences in phase and time delays between two signals whose carrier frequencies may differ. The determination of the alignment operator ensures signal coherence for their subsequent combination. The signal combination is performed using weighting coefficients based on a cosine function, which allows taking into account the contribution of each signal to the resulting one.

Keywords: data fusion; cross-correlation analysis; spectrum; weighting coefficients.

1. Введение

Анализ существующих и перспективных разработок показывает, что одним из главных направлений развития и совершенствования радиолокационных станций, в частности радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА), является исследование методов комплексирования данных, которые позволят, во-первых, обеспечить более высокую разрешающую способность, а во-вторых, повысить информативность получаемых данных при комбинации нескольких несущих частот. При этом под термином «комплексирование данных» подразумевается слияние, объединение информации из нескольких источников для повышения точности, помехоустойчивости, информативности [1].

2. Анализ способов комплексирования

На сегодняшний день можно выделить несколько уровней комплексирования данных (рисунок 1): уровень изображений, уровень признаков и уровень решений [2].

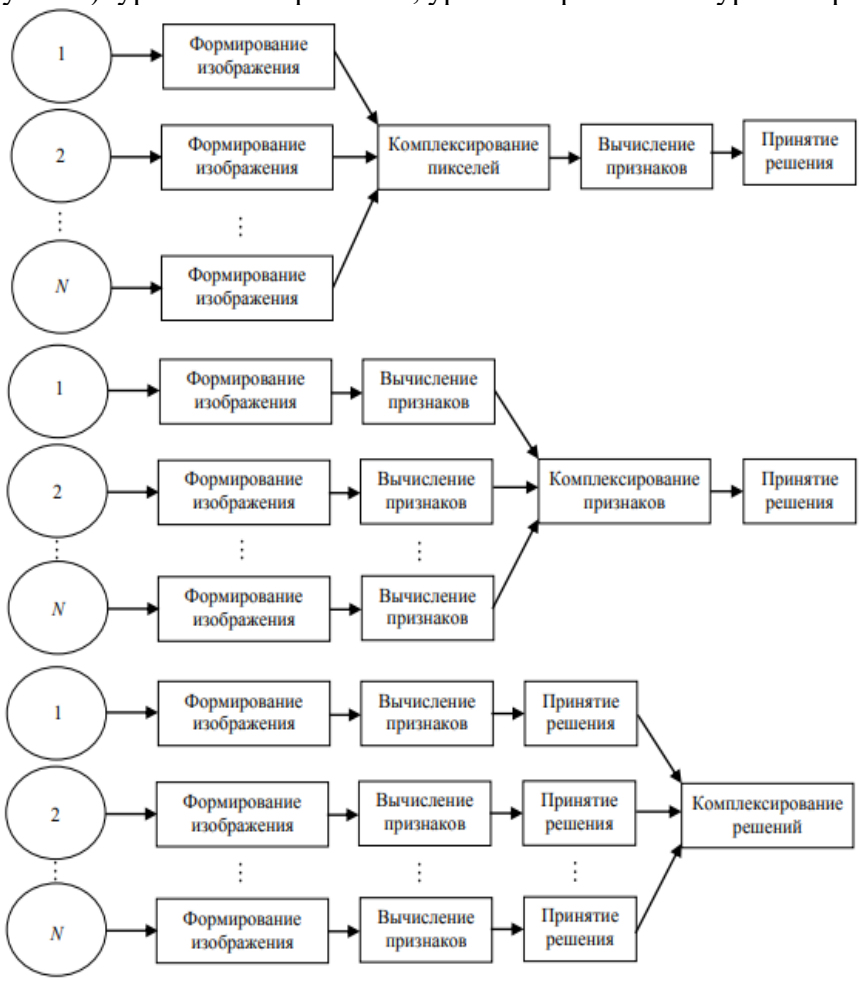


Рис. 1. Уровни комплексирования данных

При этом самым популярным методом является комплексирование на уровне изображений, где от каждого радиолокационного канала получают отдельные изображения Земной поверхности, которые в процессе объединяют. Стоит отметить, что такой подход имеет ряд недостатков. Во-первых, при слиянии происходит потеря информации, поскольку большинство алгоритмов рассчитаны на работу с двумя изображениями земной поверхности, при этом информация одного изображения частично замещает информацию другого. Яркими примерами таких алгоритмов являются метод медианных значений, метод весового суммирования, метод пирамид Лапласа и метод дискретного вейвлет-преобразования. Во-вторых, требуется жёсткая геопривязка, то есть корегистрация изображений, чтобы их координаты совпадали. Это особенно важно, так как данные могут быть представлены в разных системах координат. В-третьих, требуется нормализация разрешений. В-четвёртых, отсутствует возможность увеличения разрешающей способности [3].

3. Предлагаемый подход

Исходя из вышесказанного предлагается разработать новый подход комплексирования на более низком уровне – уровне сигналов, от распределенных многодиапазонных радиосистем, для повышения информативности получаемых данных,

за счет нахождения корреляционных зависимостей сигналов разных частотных диапазонов (рисунок 2).

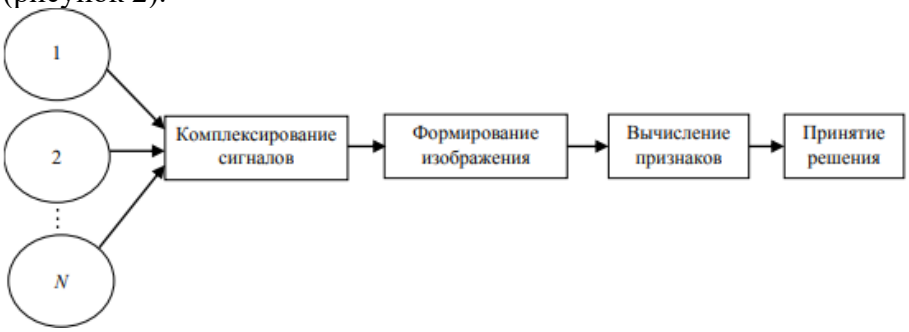


Рис. 2. Предлагаемых подход комплексирования данных на уровне сигналов

Подход основывается на объединении низкоуровневых данных до получения конечных радиолокационных изображений. Объединение сигналов на разных частотных каналах, в идеале имеющих разные частотные диапазоны, позволит повысить информативность данных, а также разрешающую способность и отношение сигнал/шум.

Важнейшей частью формирования синтезированной апертуры является когерентное суммирование сигналов, отражённых от земной поверхности. Под термином «когерентное» в данном случае понимается точное знание амплитуды и фазы сигнала в любой момент времени. В свою очередь, фаза отражённого сигнала несёт информацию о расстоянии до объекта облучения. Учитывая, что рабочие частоты могут различаться, не говоря уже о пространственном положении самих облучателей, фаза и амплитуда каждого сигнала также будут отличаться, что делает невозможным какое-либо прямое комплексирование на низком уровне. Таким образом, первоначальной и одной из важнейших задач является устранение фазовых и амплитудных различий между сигналами для их дальнейшего когерентного объединения [4].

Для устранения фазовых и амплитудных различий предлагается использовать подход на основе кросскорреляционного анализа, позволяющий выявлять взаимосвязи между двумя сигналами в частотной области [5].

На рисунке 3 представлена структура описываемого подхода.

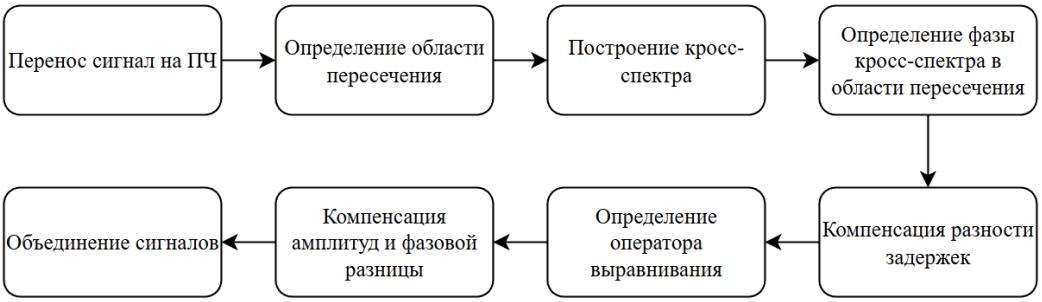


Рис. 3. Структура описываемого подхода

4. Кросскорреляционный анализ

Первоначально спектр каждого из сигналов переносится на свою промежуточную частоту (ПЧ), выполняется это не только для того, чтобы в дальнейшем проще обрабатывать сигнал, но и создать область пересечения спектров. Именно в этой области и будет выполнять кросскорреляционный анализ сигналов (рисунок 4).

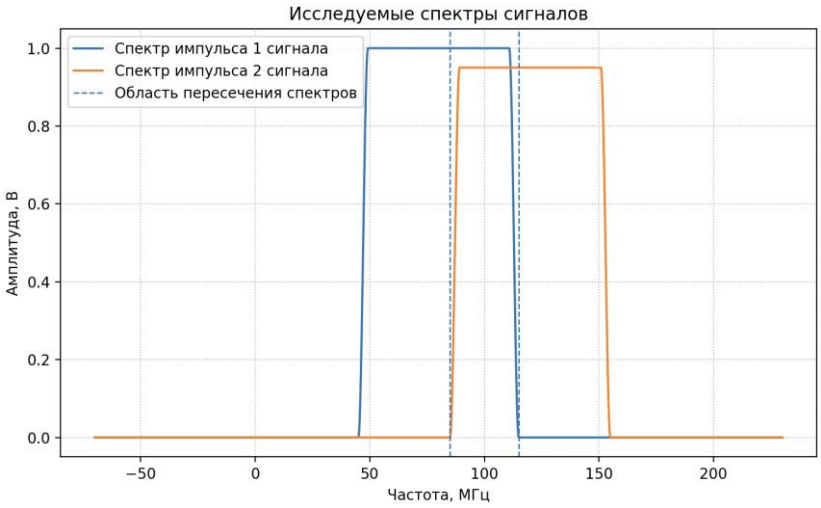


Рис. 4. Исследуемые спектры сигналов

Для пары двух сигналов кросс-спектр будет описываться следующим выражением:

$$C_{ij}(f_\Omega) = Y_i(f_\Omega) * Y_j^*(f_\Omega). \quad (1)$$

Фаза кросс-спектра будет равна аргументу от C_{ij}:

$$\varphi^*(f_\Omega) = \arg(C_{ij}) = (\varphi_{o,i} - \varphi_{o,j}) - 2\pi(f_{\text{пч},i}\tau_i - f_{\text{пч},j}\tau_j) - 2\pi f_\Omega(\tau_i - \tau_j). \quad (2)$$

Первый аргумент получившегося выражения можно представить как $\beta = \Delta\varphi_0 \; -- \; 2\pi(f_{\text{пч},i}\tau_i - f_{\text{пч},j}\tau_j)$, а второй $\gamma = -2\pi\Delta\tau$. Тогда итоговое выражение для фазы кросс-спектра будет описываться следующим выражением:

$$\varphi^*(f_\Omega) = \beta + \gamma f_\Omega. \quad (3)$$

Из выражения видно, что фаза кросс-спектра описывается линейной зависимостью. Причем знак «плюс» тут объясняется тем, что угол произведения $Y_i(f_\Omega) * Y_j^*(f_\Omega)$, это сумма углов [6].

Для определения искомых $\Delta\varphi_0$ и $\Delta\tau$ необходимо определить коэффициенты β и γ. Другими словами, надо подобрать такие коэффициенты, чтобы прямая из формулы (3) наиболее точно описывала бы фазу кросс-спектра [7]. Для этого можно использовать метод наименьших квадратов (МНК):

$$\min_{\beta,\gamma} \sum_{f\in\Omega} \left(\varphi^*(f_\Omega) - (\beta - \gamma f_\Omega)\right)^2. \quad (4)$$

Аппроксимирующая прямая и фаза кросс-спектра представлены на рисунке 5.

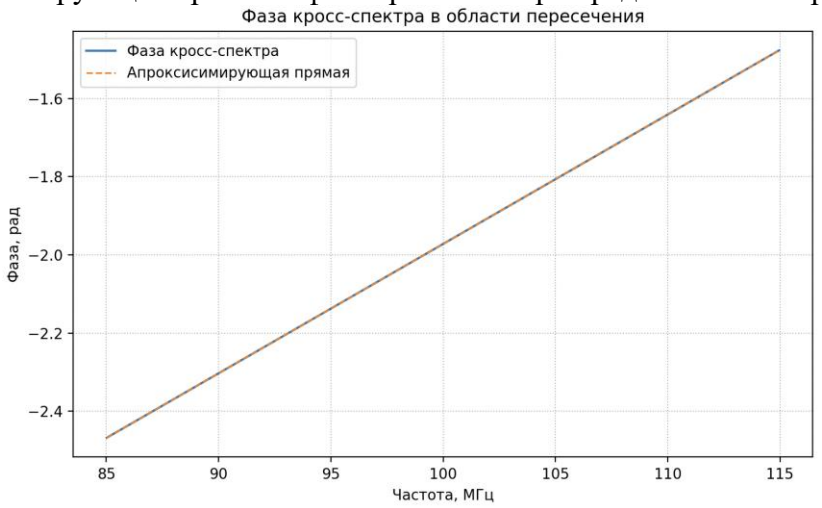


Рис. 5. Фаза кросс-спектра и аппроксимирующая прямая

Тогда у сигнала $Y_j(f)$ можно устранить задержку $\Delta\tau$:

$$\widehat{Y_j}(f) = Y_j(f)\exp\left(-2\pi\Delta\widehat{\tau}\right). \quad (5)$$

После устранения задержки между сигналами всё ещё сохраняются различия в амплитудах и начальных фазах. Для их компенсации вводится комплексный множитель a, позволяющий устранить амплитудные и фазовые различия и тем самым сделать оба спектра максимально близкими друг к другу:

$$a = arg\min_{a}\sum_{f\in\Omega}\left|Y_i(f_\Omega) - a\widehat{Y_j}(f_\Omega)\right|^2. \quad (6)$$

$$a \approx \frac{A_1}{A_2} * \exp(j\Delta\widehat{\varphi_0}). \quad (7)$$

Таким образом итоговый оператор выравнивания спектров будет описываться следующим выражением:

$$G_j(f) = a * \exp\left(-2\pi\Delta\widehat{\tau}\right). \quad (8)$$

Тогда итоговый ведомый сигнал будет описываться следующим выражением:

$$\widetilde{Y_j(f)} = G_j(f)\widehat{Y_j}(f). \quad (9)$$

Результат применения оператора выравнивания ко второму спектру представлен на рисунке 6:

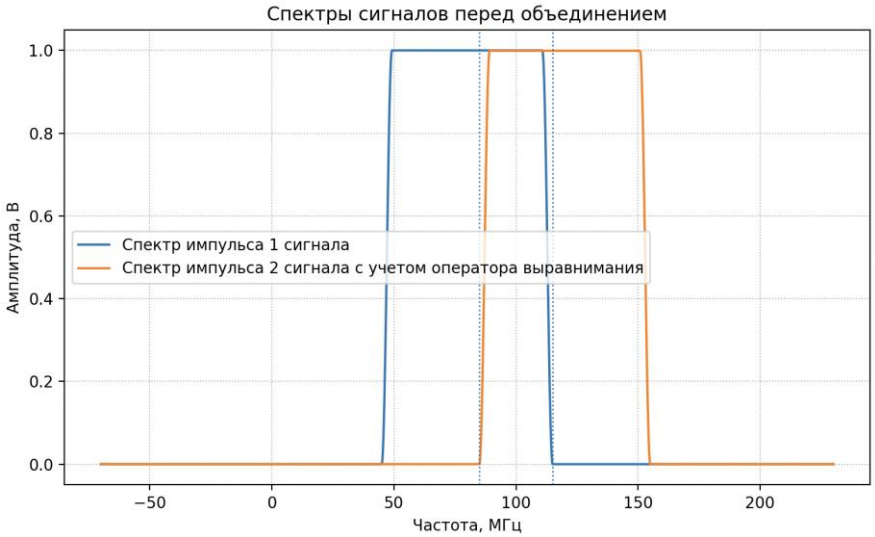


Рис.6. Спектры перед слиянием

5. Весовое объединение сигналов

Заключительным этапом является когерентное объединение двух сигналов с использованием весовых коэффициентов на основе косинусной функции [5]. Косинусная функция удобна для задания весовых коэффициентов так как обеспечивает гладкое и непрерывное перераспределение вкладов объединяемых сигналов в области их пересечения. Это позволяет снизить уровень искажений, возникающих при резком переключении между сигналами, и повысить качество результирующего сигнала.

Весовые коэффициенты будут описываться следующими выражениями:

$$w_1(f) = \begin{cases} 1, f \le f_{\Omega1} \\ \frac{1}{2}\left(1 + \cos\left(\frac{\pi(f - f_{\Omega1})}{f_{\Omega1} - f_{\Omega2}}\right)\right), f_{\Omega1} \le f \le f_{\Omega2} \\ 0, f \ge f_{\Omega2} \end{cases}. \quad (10)$$

$$w_2(f) = 1 - w_1(f). \quad (11)$$

График распределения весовых коэффициентов в области пересечения представлен на рисунке 7.

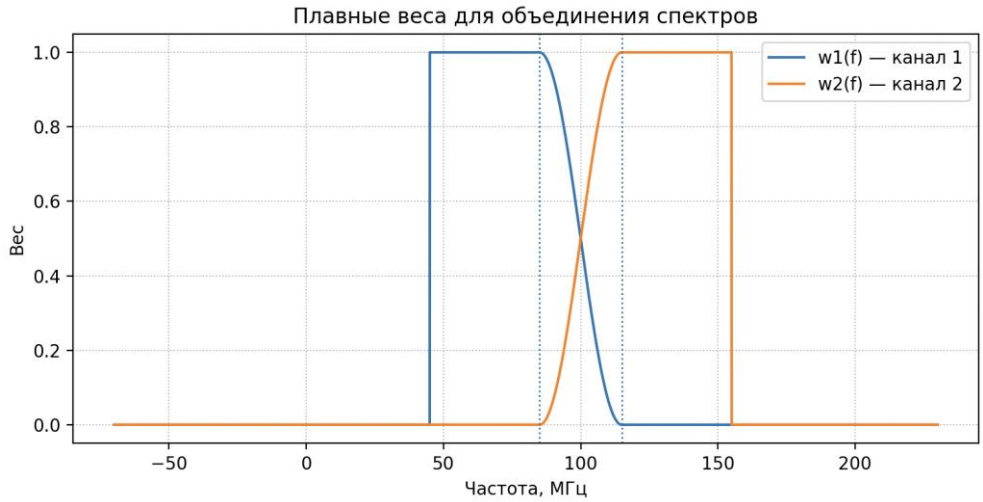


Рис. 7. График распределения весовых коэффициентов

Таким образом с учетом формулы (10), формулы (11) и формулы (9), итоговое выражение для объединенного сигнала будет иметь следующий вид:

$$S(f) = w_1(f) * Y_j(f) + w_2(f) * \widetilde{Y_j(f)}. \quad (12)$$

График итогового спектра представлен на рисунке 8.

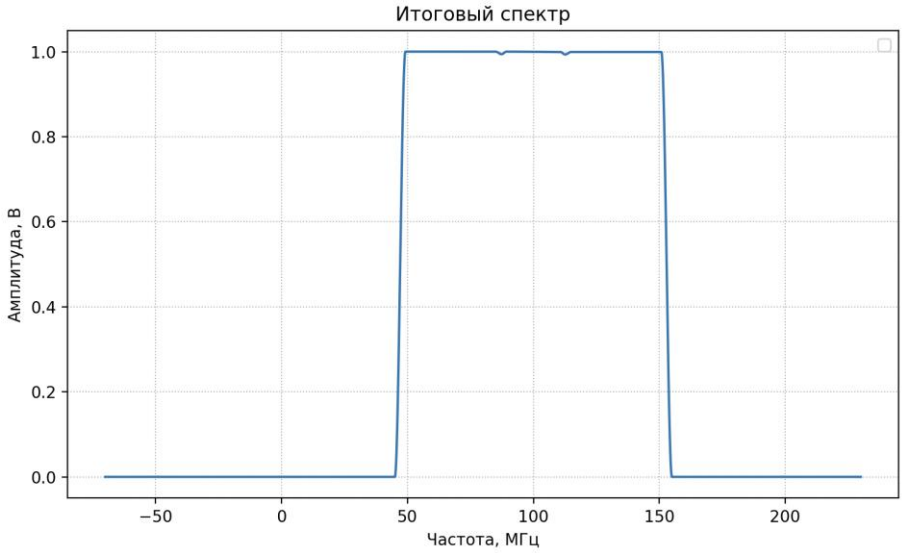


Рис. 8. Итоговый объединённый спектр

6. Заключение

В статье рассмотрен метод когерентного комплексирования двух сигналов в частотной области. В результате применения данного метода формируется объединённый спектр, ширина которого превышает ширину каждого из исходных спектров. Увеличение ширины и энергетического уровня итогового спектра приводит к улучшению разрешающей способности и повышению отношения сигнал/шум. Основу рассматриваемого метода составляет кросскорреляционный анализ двух сигналов с различными несущими частотами, что обуславливает различия в их фазах и временных задержках. Важно отметить, что итоговая когерентность двух сигналов является критически важным условием. Объединение некогерентных сигналов приводит к случайному интерференционному эффекту, при котором сигналы могут как усиливать,

так и ослаблять друг друга, что искажает результирующий спектр и делает итог некорректным. При этом эффективная область пересечения спектров, используемая для комплексирования, составляет порядка 10–15 % от ширины спектра (или диапазона частот), что обеспечивает баланс между устойчивостью оценки параметров выравнивания и вкладом каждого сигнала в результирующий спектр.

Литература

1. Inggs M.R. Синтезированная апертурная радиолокация за 50 лет существования // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2022.
2. Потапов А. А., Кузнецов В. А., Аликулов Е. А. Анализ способов комплексирования изображений, формируемых многодиапазонными радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т.24, №3, с. 6-21
3. Mahyoub, S., Fadil, A., Mansour, E. M., Rhinane, H., and Al-Nahmi, F.: FUSING OF OPTICAL AND SYNTHETIC APERTURE RADAR (SAR) REMOTE SENSING DATA: A SYSTEMATIC LITERATURE REVIEW (SLR), Int. Arch. Photogramm. Remote Sens. Spatial Inf. Sci., XLII-4/W12, 127–138
4. Теоретические и физические основы радиолокации и специального мониторинга: учебник / А. Н. Фомин, В. Н. Тяпкин, Д. Д. Дмитриев [и др.] ; под общ. ред. И. Н. Ищука. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2016. – 292 с.
5. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов : учеб. пособие. — 3-е изд. — СПб. : БХВ-Петербург, 2011. — 768 с.
6. Berry, P.; Nguyen, N.H.; Tran, H.-T. Compressive Sensing-Based Bandwidth Stitching for Multichannel Microwave Radars. Sensors 2020, 20, 665
7. Dimce S., Dressler F. Survey on coherent multiband splicing techniques for wideband channel characterization // IET Communications. 2024. Т. 18, № 19. С. 1319–1334.

References

1. Inggs, M. R. Synthetic Aperture Radar: 50 Years of Development // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2022.
2. Potapov, A. A., Kuznetsov, V. A., Alikulov, E. A. Analysis of Image Fusion Methods for Multiband Synthetic Aperture Radar Systems // Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021. Vol. 24, No. 3, pp. 6–21.
3. Mahyoub, S., Fadil, A., Mansour, E. M., Rhinane, H., Al-Nahmi, F. Fusing of Optical and Synthetic Aperture Radar (SAR) Remote Sensing Data: A Systematic Literature Review (SLR) // The International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences. Vol. XLII-4/W12, pp. 127–138.
4. Fomin, A. N., Tyapkin, V. N., Dmitriev, D. D., et al. Theoretical and Physical Foundations of Radar and Specialized Monitoring / ed. by I. N. Ishchuk. Krasnoyarsk: Siberian Federal University, 2016. 292 p.
5. Sergienko, A. B. Digital Signal Processing: Textbook. 3rd ed. Saint Petersburg: BHV-Petersburg, 2011. 768 p.
6. Berry, P., Nguyen, N. H., Tran, H.-T. Compressive Sensing-Based Bandwidth Stitching for Multichannel Microwave Radars // Sensors. 2020. Vol. 20, 665.
7. Dimce, S., Dressler, F. Survey on Coherent Multiband Splicing Techniques for Wideband Channel Characterization // IET Communications. 2024. Vol. 18, No. 19, pp. 1319–1334.

СОВМЕСТНЫЙ ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ПЕРВИЧНОЙ И ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ИНФОРМАЦИИ В ИНТЕРЕСАХ ПОВЫШЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫМИ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СТАНЦИЯМИ

С. М. Костромицкий[1], Д. С. Нефёдов[2]

[1]Республиканское НПУП «Центр радиотехники НАН Беларуси», Минск, Беларусь
[2]Военная академия Республики Беларусь, Минск, Беларусь

Аннотация. Рассмотрен подход к увеличению дальности обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) специализированными радиолокационными станциями (РЛС), реализующий концепцию «сопровождение-до-обнаружения». Подход подразумевает увеличение дальности обнаружения за счет управляемого снижения порога первичного обнаружения с учетом параметров и показателей эффективности алгоритма обнаружения траекторий целей, реализующего метод серийных испытаний. Рассмотрены особенности специализированных РЛС обнаружения БПЛА, существенно влияющие на алгоритм обнаружения траекторий целей. Исследована взаимосвязь параметров первичной обработки радиолокационных сигналов и вторичной обработки радиолокационной информации с точки зрения влияния на показатели эффективности РЛС.

Ключевые слова: радиолокационная станция, беспилотный летательный аппарат, «сопровождение-до-обнаружения», порог обнаружения, вторичная обработка радиолокационной информации, обнаружение траекторий.

JOINT SELECTION OF PRIMARY AND SECONDARY PROCESSING PARAMETRES FOR INCREASING THE DETECTION RANGE OF SMALL UNMANNED AERIAL VEHICLES BY SPECIALIZED RADAR

S. M. Kostromitsky[1], D. S. Nefedov[2]

[1]Rapublican SPUE «Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus
[2]Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Belarus

Abstract. An approach to increasing the detection range of small-sized unmanned aerial vehicles (UAVs) by specialized radars, implementing the concept «Track-before-Detect», is considered. The approach involves increasing the target detection range by reducing the threshold of primary detection in a controlled manner, taking into account the parameters and performance indicators of track detection algorithm based on the cascaded logic. The features of specialized UAV detection radars, which significantly affect the track detection algorithm, are considered. The relationship between the parameters of primary signal processing and secondary information processing in terms of the impact on radar performance indicators is investigated.

Keywords: radar, unmanned aerial vehicle, track-before-detect, detection threshold, secondary radar information processing, track detection.

1. Характеристика подхода к увеличению дальности обнаружения малоразмерных БПЛА

Радиолокационное обнаружение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) характеризуется рядом особенностей, которые требуют корректировки подходов к построению специализированных радиолокационных станций (РЛС) для их обнаружения. К наиболее существенным особенностям относятся малые значения эффективной поверхности рассеяния и высокая маневренность БПЛА, что требует применения специальных мер повышения дальности обнаружения.

Снижение порогового отношения сигнал / шум (порога первичного обнаружения) является наиболее реальным вариантом увеличения дальности обнаружения БПЛА РЛС. Основной недостаток данного варианта – значительное возрастание количества ложных превышений порога, борьба с которыми может осуществляться применением различных методов «сопровождения-до-обнаружения» (Track-before-Detect). Смысл предлагаемого подхода заключается в том, что обнаружение траектории отождествляется с обнаружением цели, а возросшая первичная вероятность ложной тревоги возвращается к приемлемому значению за счет «фильтрующей способности» более «жестких» алгоритмов обнаружения траекторий.

Необходимо учитывать, что снижение порога первичного обнаружения при одновременном увеличении количества циклов обзора, требуемого для обнаружения траектории, приводит к возрастанию количества траекторий, находящихся в обработке РЛС. Это определяет необходимость совместного выбора параметров первичной и вторичной обработки сигналов и информации в РЛС. Смысл сказанного поясняет рисунок 1, на котором представлены изображения индикатора «азимут-дальность» 2D РЛС секторного обзора при отображении обнаруженных первичных отметок и траекторий.

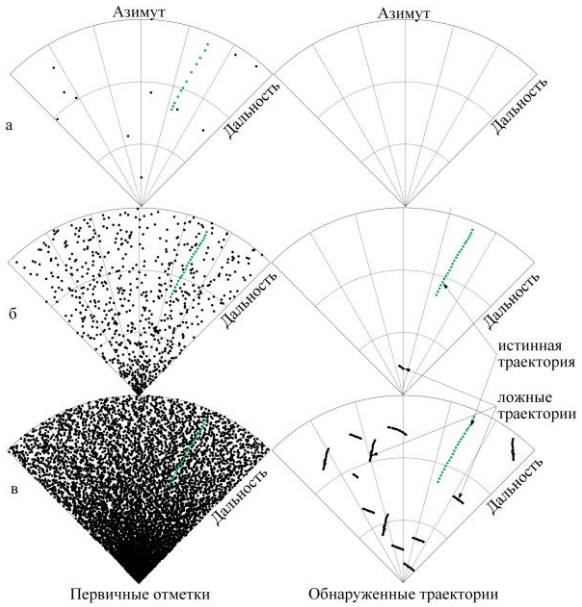


Рис. 1. Изображения индикатора «азимут-дальность» 2D РЛС секторного обзора: а – завышенное значение порога обнаружения; б – оптимальное значение порога обнаружения; в – заниженное значение порога обнаружения

Рисунок 1, а демонстрирует ситуацию завышенного порога обнаружения, для которой характерно низкое значение условной вероятности ложной тревоги и условной вероятности правильного обнаружения малоразмерных целей, а также невозможность обнаружения и сопровождения их траекторий. При заниженном пороге первичного обнаружения (рисунок 1, в) существенно возросшая условная вероятность ложной

тревоги приводит к «самовозбуждению» алгоритмов вторичной обработки и информационной перегрузке вычислительных средств РЛС. Условная вероятность ложного обнаружения траектории выше допустимого уровня, что определяется большим количеством ложных обнаруженных траекторий. Ситуация, изображенная на рисунке 1, б, представляет собой условный оптимум между выбором порога первичного обнаружения и параметрами вторичной обработки радиолокационной информации. Снижение порога первичного обнаружения обеспечивает приемлемую условную вероятность правильного обнаружения цели. Критерий обнаружения траектории выполняется за счет высокой корреляции событий обнаружения цели в смежных циклах обзора. Существенно возросшая условная вероятность ложной тревоги снижается за счет применения алгоритма обнаружения траекторий.

Основной целью исследований является совместное рассмотрение параметров алгоритмов первичной обработки радиолокационных сигналов и вторичной обработки радиолокационной информации для установления закономерности их выбора в зависимости от вычислительных возможностей и требуемых показателей эффективности РЛС.

2. Описание алгоритма обнаружения и сопровождения траекторий

Для обнаружения и сопровождения траекторий рассматривается наиболее распространенный в практике построения РЛС алгоритм, основанный на методе серийных испытаний (cascaded logic algorithm) [1, 2]. В основе алгоритма лежит многоэтапная последовательная процедура обнаружения и сопровождения траекторий по критерию вида «$2/M + n/N - L_{сбр}$». В соответствии с алгоритмом можно условно выделить три этапа «жизненного цикла» траектории:

Этап 1. Завязка траектории по критерию «$2/M$» – наличие не менее двух обнаруженных отметок, отождествленных с траекторией, в M последовательных циклах обзора.

Этап 2. Подтверждение траектории по критерию «n/N» – наличие не менее n обнаруженных отметок, отождествленных с траекторией, в N последовательных циклах обзора.

Этап 3. Сопровождение траектории с возможностью сброса в случае отсутствия обнаруженных отметок, отождествленных с ней, в $L_{сбр}$ последовательных циклах обзора.

Схематически процесс обнаружения и сопровождения траектории цели на примере 2D РЛС поясняется рисунком 2.

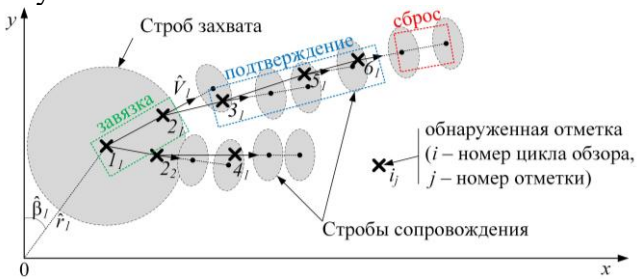


Рис. 2. Пояснение процесса обнаружения и сопровождения траекторий целей на примере критерия «2/2 + 3/5 – 2»

Обнаруженная отметка служит началом траектории. На этапе завязки траектории, когда информация о скорости цели отсутствует, вокруг первой обнаруженной отметки в наиболее общем случае формируется кольцевой строб захвата. Размеры строба захвата определяются циклом обзора РЛС, максимальной скоростью, ошибками первичного измерения дальности и азимута цели. При подтверждении траектории, когда она

содержит не менее двух отметок, что позволяет сформировать оценку скорости движения цели, формируются стробы сопровождения. Центры стробов сопровождения соответствуют экстраполированным координатам цели на следующий цикл обзора, а размеры определяются ошибками измерения дальности, азимута и скорости цели (по двум координатам).

Рассматриваемые специализированные РЛС предназначены для эффективного обнаружения БПЛА, преимущественно малоразмерных и высокоманевренных целей. Эффективное обнаружение БПЛА достигается:

– реализацией максимально возможного времени когерентного накопления, выбранного на основании времени корреляции флуктуаций сигналов, отраженных от БПЛА, и обуславливающего высокую разрешающую способность по скорости;

– снижением порога первичного обнаружения, с целью обеспечения приемлемой условной вероятности правильного обнаружения;

– высоким темпом обзора, достигающим значений вплоть до 0,25…1 с и реализацией сложных процедур междуобзорной обработки.

Перечисленные меры определяют принципиальные особенности алгоритма обнаружения траекторий БПЛА, к которым относятся:

– функционирование в условиях большого количества обнаруженных отметок, вызванного снижением порога первичного обнаружения;

– целесообразность использования оценки радиальной скорости цели при формировании корреляционных стробов, позволяющая ограничить их размеры на этапах завязки и подтверждения;

– необходимость отождествления обнаруженных отметок, попавших в пересекающиеся стробы захвата (сопровождения) нескольких траекторий, со всеми из них (рисунок 3, а). Данная особенность приводит к существенному увеличению обнаруживаемых траекторий, но снижает условную вероятность пропуска истинной траектории;

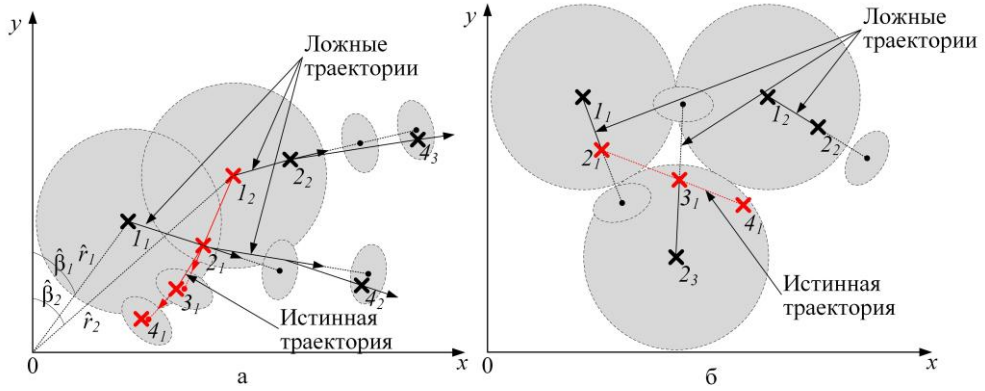


Рис. 3. Пояснение особенностей обнаружения траекторий целей при сниженном пороге первичного обнаружения: а – ситуация множественного отождествления отметки в пересекающихся стробах; б – ситуация отсутствия обнаружения истинной траектории

– формирование новых траекторий по всем новым обнаруженным отметкам (в том числе при условии их попадания в стробы захвата и сопровождения каких-либо траекторий). Недостатком такой реализации является возрастание количества траекторий, находящихся в процессе обнаружения, возможность их дублирования. Вместе с тем указанная особенность позволяет избежать существенного затягивания или отсутствия захвата траектории истинной цели (рисунок 3, б).

3. Показатели эффективности алгоритма обнаружения траекторий

В качестве показателей эффективности в задаче определения зависимостей порога первичного обнаружения и параметров алгоритма обнаружения и сопровождения траекторий (вид критерия, размеры стробов захвата и сопровождения и др.) рассмотрим условную вероятность обнаружения ложной траектории, характеризующую устойчивость РЛС к ложным срабатываниям, и максимальное количество траекторий, находящихся в обработке, характеризующее нагрузку на вычислительные средства РЛС.

Основная цель установления этих зависимостей – определение «правил обмена» дальности обнаружения цели на время принятия решения о ее обнаружении и производительность вычислительных средств РЛС. Наличие этих правил позволит определить рациональные значения параметров первичной и вторичной обработки исходя из располагаемых вычислительных возможностей РЛС и требуемых (допустимых) значений показателей эффективности.

Для определения максимального количества ложных траекторий, находящихся в обработке РЛС, рассмотрим таблицу 1, в которой представлена матрица развития траекторий на примере критерия «2/2 + 2/3 – 2» при условии отсутствия цели в зоне обзора РЛС.

Таблица 1. Матрица развития траекторий

Цикл начала траекторий	Текущий цикл обзора								
	1	2	3	4	5	6	7	…	$L_{\max}$
1	$\overline{N}_{ЛОтм}$	$\overline{N}_{ЛТр1}$	$\overline{N}_{ЛТр1}$	$\overline{N}_{ЛТр1} - \overline{N}_{сбр1,2}$	$\overline{N}_{ЛТр2}$	$\overline{N}_{ЛТр2}$	$\overline{N}_{ЛТр2} - \overline{N}_{сбр2,2}$	…	0
2	0	$\overline{N}_{ЛОтм}$	$\overline{N}_{ЛТр1}$	$\overline{N}_{ЛТр1}$	$\overline{N}_{ЛТр1} - \overline{N}_{сбр1,2}$	$\overline{N}_{ЛТр2}$	$\overline{N}_{ЛТр2}$	…	$\overline{N}_{ЛТр2} - \overline{N}_{сбр2,L_{\max}-1}$
…	…	…	…	…	…	…	…	…	…
$L_{\max}-3$	0	0	0	0	0	0	0	…	$\overline{N}_{ЛТр1} - \overline{N}_{сбр1,2}$
$L_{\max}-2$	0	0	0	0	0	0	0	…	$\overline{N}_{ЛТр1}$
$L_{\max}-1$	0	0	0	0	0	0	0	…	$\overline{N}_{ЛТр1}$
$L_{\max}$	0	0	0	0	0	0	0	…	$\overline{N}_{ЛОтм}$
Суммарное количество траекторий	$\overline{N}_{ЛОтм}$	$\overline{N}_{ЛОтм} + \overline{N}_{ЛТр1}$	$\overline{N}_{ЛОтм} + 2\overline{N}_{ЛТр1}$	$\overline{N}_{ЛОтм} + 3\overline{N}_{ЛТр1} - \overline{N}_{сбр1,2}$	$\overline{N}_{ЛОтм} + 3\overline{N}_{ЛТр1} - \overline{N}_{сбр1,2} + \overline{N}_{ЛТр2}$	$\overline{N}_{ЛОтм} + 3\overline{N}_{ЛТр1} - \overline{N}_{сбр1,2} + 2\overline{N}_{ЛТр2}$	$\overline{N}_{ЛОтм} + 3\overline{N}_{ЛТр1} - \overline{N}_{сбр1,2} + 2\overline{N}_{ЛТр2} - \overline{N}_{сбр2,2}$	…	$N_{Tp\max}$

В таблице 1 обозначено: $\overline{N}_{ЛОтм}$ – среднее количество обнаруженных ложных отметок за один цикл обзора; $\overline{N}_{ЛТр1}$, $\overline{N}_{ЛТр2}$ – среднее количество ложных траекторий, прошедших этап завязки и подтверждения соответственно; $\overline{N}_{сбр1,i}$, $i = \overline{N-n+1, N-1}$ – среднее количество ложных траекторий, сбрасываемых на

i-м цикле этапа подтверждения; $\overline{N}_{сбр2,i}$, $i = \overline{L_{сбр}, L_{\max} - 1}$ – среднее количество ложных траекторий, сбрасываемых на i-м цикле этапа сопровождения; $L_{\max}$ – максимальное количество циклов обзора, требуемого для сброса сопровождаемых ложных траекторий, порожденных ложными отметками, обнаруженными на $(i - L_{\max} - N - M)$-м цикле обзора; $N_{Tp\max}$ – максимальное количество ложных траекторий, находящихся в обработке РЛС. Матрица развития траекторий, отражает процесс появления и развития ложных траекторий во времени, от момента их «зарождения» в виде ложных отметок, появившихся на i-м цикле обзора, до полного сброса по истечении $i + 2 + 3 + L_{\max}$ циклов обзора. Матрица составлена с учетом особенностей алгоритма обнаружения траекторий, рассмотренных выше. Столбцы матрицы соответствуют текущему циклу обзора, строки – номеру цикла обзора, на котором появились траектории, порожденные ложными отметками. Элемент матрицы $M_{i,j}$ равен количеству траекторий, созданных на i-м цикле обзора и существующих на j-м цикле обзора. Матрица является верхней треугольной, т.к. траектории не могут существовать до момента обнаружения породивших их ложных отметок. В нижней строке таблицы 1 указано суммарное количество траекторий.

Составив обобщенную матрицу развития траекторий для произвольного критерия «$2/M + n/N - L_{сбр}$», запишем выражение для определения максимального количества траекторий, находящихся в обработке РЛС:

$$N_{Tp\max} = (M-1)\overline{N}_{ЛОтм} + N\overline{N}_{ЛТр1} - \sum_{i=N-n+1}^{N-1}(N-i)\overline{N}_{сбр1,i} + \\ + L_{\max}\overline{N}_{ЛТр2} - \sum_{i=L_{сбр}}^{L_{\max}-1}(N-i)\overline{N}_{сбр1,i}\ . \qquad (1)$$

Конкретизируем составляющие выражения (1), а также вероятностные характеристики рассмотренного алгоритма обнаружения траекторий.

а. Среднее количество ложных отметок в зоне обзора РЛС

При условии гауссовского шума и равенства условных вероятностей ложной тревоги во всех элементах разрешения РЛС выражение для среднего количества обнаруженных ложных отметок в зоне обзора РЛС за один цикл обзора имеет вид [3, с. 233, 4, 5]:

$$\overline{N}_{ЛОтм} = N_{\Sigma}F = N_{\Sigma}\exp\left(-\frac{z_*}{k_{сн}\overline{Z_0}}\right), \qquad (2)$$

где N_{Σ} – число элементов разрешения в зоне обзора РЛС; F – условная вероятность ложной тревоги в элементе разрешения РЛС; z_* – порог первичного обнаружения, выставленный из условия наличия одной ложной отметки в зоне обзора РЛС за цикл обзора; $k_{сн}$ – коэффициент снижения порога первичного обнаружения; $\overline{Z_0}$ – среднее значение квадрата модуля реализации входного воздействия РЛС на выходе квадратичного детектора при отсутствии полезного сигнала.

б. Среднее количество ложных завязываемых траекторий

Вероятность завязки ложной траектории $F_{ЛТр1}$ для критерия «$2/M$» определяется по формуле:

$$F_{ЛТр1} = 1 - \prod_{i=1}^{\overline{N}_{ЛОтм}}\left(1 - F_{завi}\right), \qquad (3)$$

где $F_{зав\,i} = 1 - \prod_{j=2}^{M} \prod_{k=N_{j1,i}}^{N_{j1,i}+N_{стр.захв\,j,i}} \left(1 - F_{k,j}\right)$ – вероятность события, что по i-й ложной отметке, обнаруженной в произвольном цикле обзора, завяжется траектория; $F_{k,j}$ – условная вероятность ложной тревоги в k-м элементе разрешения РЛС на j-м цикле обзора; $N_{j1,i}$ – номер первого элемента разрешения РЛС в стробе захвата для i-й отметки на j-м цикле обзора; $N_{стр.захв\,j,i}$ – количество элементов разрешения РЛС в стробе захвата для i-й отметки на j-м цикле обзора.

Вероятность $F_{ЛТр1}$ зависит от множества факторов, таких как условные вероятности ложной тревоги в элементах разрешения РЛС, размеры и положения стробов захвата в зоне обзора РЛС, которые для произвольно распределенных по пространству ложных отметок могут существенно отличаться. В случае равенства условных вероятностей $F_{k,j}$ во всех элементах разрешения РЛС на различных циклах обзора ($F_{k,j} = F$) и идентичных размерах стробов захвата выражение для $F_{зав}$ можно упростить [1, с. 253]:

$$F_{зав} = 1 - \prod_{j=2}^{M} \left(1 - F\right)^{N_{стр.захв_j}} = 1 - \exp\left(-\lambda_1 T_{обз} \sum_{j=2}^{M} N_{стр.захв_j} \right), \qquad (4)$$

где λ_1 – плотность потока обнаруженных ложных отметок в элементе разрешения РЛС; $T_{обз}$ – цикл обзора РЛС.

При этом выражение (3) примет вид:

$$F_{ЛТр1} = 1 - \left(1 - F_{зав}\right)^{\overline{N}_{ЛОтм}}. \qquad (5)$$

Расчет среднего количества ложных завязываемых траекторий за один цикл обзора можно осуществить путем умножения среднего количества обнаруженных ложных отметок на вероятность завязки ложной траектории по каждой из них. С учетом рассмотренных особенностей обнаружения траекторий при сниженном пороге обнаружения, среднее количество ложных траекторий, формируемых на каждом цикле обзора (кроме первого), определяется произведением количества ложных отметок и среднего количества стробов захвата, приходящихся на единицу объема зоны обзора РЛС (при условии, что среднее количество больше 1), что позволяет учесть ложные отметки, попавшие сразу в несколько стробов захвата:

$$\overline{N}_{ЛТр1} = \overline{N}_{ЛОтм} F_{зав} \prod_{j=2}^{M} \frac{\overline{N}_{ЛОтм} N_{стр.захв_j}}{N_{\Sigma}}, \forall\, j \in \{2,...,M\} : \frac{\overline{N}_{ЛОтм} N_{стр.захв_j}}{N_{\Sigma}} > 1. \qquad (6)$$

в. Среднее количество ложных сопровождаемых траекторий

После завязки траектории, предполагающей наличие не менее двух отметок от цели, формируются оценки скорости по дальности и азимуту, что существенно ограничивает размеры стробов сопровождения. Расчеты показывают, что размеры стробов сопровождения при коэффициентах уширения стробов равных 2 и типовых значениях СКО ошибок оценок координат и параметров движения цели для невысокого отношения сигнал / шум 10 дБ составляют примерно один–два элемента разрешения РЛС по дальности и азимуту. В первом приближении предлагается считать, что размеры стробов сопровождения за несколько смежных циклов обзора РЛС не будут превышать этих фиксированных значений, что позволяет получить аналитическое выражение для условной вероятности ложного обнаружения траектории для произвольного критерия

подтверждения «n/N». С учетом принятого допущения о фиксированных размерах строба сопровождения выражение для вероятности подтверждения ложной траектории имеет вид:

$$F_{ЛТр2} = 1-\left(1-F_{подтв}\right)^{\overline{N}_{ЛТр1}}, \tag{7}$$

где $F_{подтв} = \sum_{j=n}^{N} C_N^j F_{\text{стр.сопр}}^j \left(1-F_{\text{стр.сопр}}\right)^{N-j}$ – вероятность того, что ложная траектория после этапа завязки пройдет этап подтверждения; $F_{\text{стр.сопр}} = 1-\left(1-F\right)^{N_{стр.сопр}}$ – вероятность обнаружения не менее одной ложной отметки в стробе сопровождения, содержащем $N_{стр.сопр}$ элементов разрешения РЛС.

С учетом малых размеров стробов сопровождения допустимо полагать, что они не пересекаются. В этом случае выражение для среднего количества ложных траекторий, передаваемых на сопровождение РЛС, имеет вид [1]:

$$\overline{N}_{ЛТр2} = F_{подтв}\overline{N}_{ЛТр1}. \tag{8}$$

Как видно из выражений (7) и (8), фильтрующая способность алгоритма обнаружения траекторий на этапе подтверждения достигается за счет выбора рациональных значений параметров n, N и $N_{стр.сопр}$, обеспечивающих заданное значение вероятности обнаружения ложной траектории за один цикл обзора РЛС $F_{ЛТр}$ равной произведению вероятностей $FF_{зав}F_{подтв}$.

г. Среднее количество ложных траекторий, сбрасываемых на этапе подтверждения

При использовании критерия подтверждения траектории «n/N» очевидной является возможность сброса траекторий, для которых на текущем цикле обзора, отсчитанном от момента завязки траектории, выполнение критерия подтверждения невозможно. На основании представления гипотез о последовательности решений об обнаружении в отдельных циклах обзора в виде бинарных чисел, аналогично [6], и применения комбинаторного подхода запишем выражение для расчета среднего количества траекторий, сбрасываемых на этапе подтверждения:

$$\overline{N}_{сбр1,i} = \overline{N}_{ЛТр1}P_{сбр1,i},\ i = \overline{N-n+1, N-1}, \tag{9}$$

где $P_{сбр1,i} = \sum_{k}^{2^i} P_{гип\,k}, \forall k = \overline{1,2^i} : \sum_{j=1}^{i} A_{k,j} + N - i < n \cup \sum_{j=1}^{i-1} A_{k,j} + N - \left(i-1\right) \geq n$ – вероятность сброса траектории на i-м цикле обзора; $P_{гип\,k} = \prod_{j=1}^{i}\left[\left(1-A_{k,j}\right)\left(1-F_{\text{стр.сопр}}\right) + A_{k,j}F_{\text{стр.сопр}}\right]$ – вероятность k-й гипотезы о значениях последовательности решений об обнаружении за $j = \overline{1,i}$ последних циклов обзора на i-м цикле обзора; $A_{k,j} = \overline{0,1};\ j = \overline{1,i}$ – решение об обнаружении на j-м цикле обзора.

Для более наглядного пояснения выражения (9) рассмотрен пример сброса траекторий для критерия подтверждения «2/3». В этом случае гипотезы о значениях последовательности решений об обнаружении на 2-м цикле обзора имеют вид:

$k=1: A_{1,1}=0, A_{1,2}=0; k=2: A_{2,1}=0, A_{2,2}=1; k=3: A_{3,1}=1, A_{3,2}=0; k=4: A_{4,1}=1, A_{4,2}=1.$

Условиям выражения (9) удовлетворяет только первая гипотеза, следовательно, $P_{сбр1,2}=P_{гип1}=\left(1-F_{\text{стр.сопр}}\right)^2$, что является вполне логичным, т.к. завязанная траектория, имеющая за два цикла обзора этапа подтверждения два пропуска отметки, должна быть сброшена ввиду невозможности выполнения критерия «2/3».

д. Среднее количество ложных траекторий, сбрасываемых на этапе сопровождения

Среднее количество ложных траекторий, сбрасываемых на этапе сопровождения, определяется рекуррентным соотношением:

$$\overline{N}_{сбр2,i}=\left(\overline{N}_{ЛТр2}-\sum_{j=1}^{i-1}\overline{N}_{сбр2,j}\right)\left(1-P_{сопр2,i}\right);\ i=\overline{L_{сбр},L_{\max}}\,, \qquad (10)$$

где $P_{сопр2,i}$ – вероятность события, что одна траектория к началу i-го цикла обзора не сброшена; $L_{\max}$ – среднее число циклов обзора, необходимых для сброса $\overline{N}_{ЛТр2}$ траекторий.

Первый сомножитель выражения (10) определяет среднее количество траекторий, оставшихся на сопровождении к i-му циклу обзора, второй сомножитель – вероятность сброса траектории на i-м цикле обзора.

Полагая, что сопровождаемые ложные траектории являются независимыми, значение $L_{\max}$ можно определить как математическое ожидание максимума случайных величин $\left\{L_1, L_2, ..., L_{\overline{N}_{ЛТр2}}\right\}$, где L_i – среднее количество циклов обзора, необходимых для сброса i-й траектории:

$$L_{\max}=\sum_{j=1}^{\infty}\left[1-\left(1-P_{сопр2,j-1}\right)^{\overline{N}_{ЛТр2}}\right]. \qquad (11)$$

4. Пример расчетов и выводы

В заключении рассмотрения целесообразно привести пример практического использования полученных выражений. Для расчетов рассмотрим типовую РЛС обнаружения малоразмерных БПЛА с параметрами: цикл обзора – 1,4 с; ширина луча ДНА – 10 град; сектор работы – 90 град; инструментальная дальность – 6000 км; разрешающая способность по дальности – 15 м; общее количество элементов разрешения по азимуту и дальности – 7200. Значение порога первичного обнаружения, выставленного исходя из общепринятого требования обеспечения одной ложной тревоги в зоне действия РЛС за один цикл обзора, соответствует условной вероятности ложной тревоги в элементе разрешения РЛС $1{,}4\cdot10^{-4}$.

В таблице 2 представлены результаты определения вероятности обнаружения ложной траектории и максимального количества ложных траекторий, находящихся в обработке РЛС, для различных сочетаний порога первичного обнаружения (условной вероятности ложной тревоги в элементе разрешения РЛС), критерия обнаружения и сопровождения траекторий. Общим требованием является обнаружение в среднем одной ложной траектории в зоне обзора РЛС за один цикл обзора.

Таблица 2. Результаты расчетов

F	$\overline{N}_{ЛОтм}$	Критерий обнаружения и сопровождения траекторий	$F_{ЛТр}$	$N_{Тр\max}$	Прирост в дальности обнаружения, %
$7\cdot10^{-2}$	522	«2/2+4/5–3»	$1{,}1\cdot10^{-5}$	1927	36
$1{,}5\cdot10^{-1}$	1170	«2/2+8/10–3»	$3{,}1\cdot10^{-6}$	18 420	48
$2\cdot10^{-1}$	1607	«2/2+12/15–3»	$6{,}3\cdot10^{-7}$	50 000	55
$3\cdot10^{-1}$	2568	«2/2+18/20–3»	$6{,}5\cdot10^{-8}$	111 860	68

Как видно из таблицы 2, даже для критерия «2/2+4/5–3» условная вероятность ложной тревоги в элементе разрешения может быть повышена до значения $7\cdot10^{-2}$. За счет алгоритма обнаружения траекторий обеспечивается «фильтрация» ложных отметок и обнаружение порядка одной ложной траектории за один цикл обзора. Снижение порога первичного обнаружения увеличивает дальность обнаружения цели до 36 % (при условной вероятности правильного обнаружения 0,9). Максимальное количество траекторий, находящихся в обработке РЛС составляет 1927. Используя более «жесткий» критерий ««2/2+18/20–3» порог обнаружения может быть снижен эквивалентно увеличению условной вероятности ложной тревоги в элементе разрешения РЛС с $1{,}4\cdot10^{-4}$ до $3\cdot10^{-1}$. Такое снижение порога обнаружения позволяет добиться увеличения дальности первичного обнаружения цели РЛС до 68 % что эквивалентно выигрышу в отношении сигнал / шум порядка 8 дБ. При этом большое количество ложных отметок и анализируемых циклов обзора требует от вычислительных средств РЛС возможности одновременно обрабатывать 111860 траекторий.

Представленные выражения являются предельными и получены при ряде допущений, которые при всей своей простоте являются довольно практичными. Естественно полагать, что получение более точных оценок в аналитическом виде является затруднительным. При необходимости учета более сложных алгоритмов и изменений параметров корреляционных стробов в различных циклах обзора можно использовать имитационные модели функционирования РЛС. Полученные результаты целесообразно применить для проверки адекватности разрабатываемых имитационных моделей на примере случаев, имеющих аналитическое описание.

Стоит отметить, что в исследовании не рассматривались показатели эффективности, связанные с обнаружением траектории истинной цели, например, условная вероятность обнаружения истинной траектории, коэффициент проводки и др. При их рассмотрении может потребоваться корректировка значений параметров обработки с учетом допустимых значений и этих показателей.

Направлением дальнейших исследований является практическая апробация предложенного подхода к выбору параметров первичной и вторичной обработки в реальном образце РЛС в различных условиях наблюдения.

Литература

1. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Советское радио, 1974. – 432 с.
2. Bar-Shalom Y., Chang K.C., Shertukde H.M. Performance Evaluation of a Cascaded Logic for Track Formation in Clutter // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1989. – Vol. 25, №. 6. – Pp. 873–878.
3. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и РЭБ. М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
4. Вентцель Е. С. Теория вероятностей: Учеб. для вызов. М.: Высш. шк., 1999. – 576 с.

5. Костромицкий С.М., Артемьев В.М., Нефёдов Д.С. Повышение эквивалентного энергопотенциала обзорных радиолокационных станций методом «обнаружения в результате сопровождения» // Докл. Нац. акад. Наук Беларуси. – 2021. – Т. 65, № 4. – С. 404–411.
6. Солонар А.С., Михалковский А.А., Храменков А.С. Последовательный обнаружитель траекторий с фиксированной условной вероятностью ложного обнаружения // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2024. – № 1 (82). – С. 48–57.

REFERENCES

1. Kuzmin S. Z. Fundamentals of the theory of digital processing of radar information. M.: Sovetskoe radio, 1974. – 432 p.
2. Bar-Shalom Y., Chang K.C., Shertukde H.M. Performance Evaluation of a Cascaded Logic for Track Formation in Clutter // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1989. – Vol. 25, №. 6. – Pp. 873–878.
3. Okhrimenko A. E. Fundamentals of radar and electronic warfare. M.: Voenizdat, 1983. – 456 p.
4. Ventzel E. S. Probability theory. M.: Higher School, 1999. – 576 p.
5. Kostromitsky S.M., Artemiev V.M., Nefedov D.S. Increasing the radar equivalent energy potential by «track before detect» method // Doklady Nacional′noj akademii nauk Belarusi. – 2021. – Vol. 65, № 4. – Pp. 404–411.
6. Solonar A.S., Mikhalkovsky A.A., Khramenkov A.S. Sequential trajectory detector with a fixed conditional probability of false detection // Vestn. Military. akad. Rep. Belarus. – 2024. – № 1 (82). – Pp. 48-57.

ТРАЕКТОРНОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ НАЗЕМНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПО НАБЛЮДЕНИЯМ АВИАЦИОННОГО РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ДОПЛЕРОВСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ

Ю.О. Пшеничный[1] С.Л. Иванов[1], В.В. Мухин[2]

[1]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия
[2]Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь», г. Каменск-Уральский, Россия

Аннотация: Рассмотрена задача совершенствования способов функционирования радиотехнического доплеровского измерителя в направлении уменьшения чувствительности к погрешностям навигационных измерений. Цель исследования состоит в повышении точности траекторного сопровождения наземных источников радиоизлучения однопозиционным доплеровским методом в условиях автономной работы инерциально-измерительного модуля БпЛА. Предложен способ функционирования радиотехнического доплеровского измерителя, основанный на оценке относительных сферических координат наблюдаемого источника радиоизлучения в связанной с БпЛА системе координат. Выполнено математическое моделирование процесса самонаведения БпЛА на наземный источник радиоизлучения по криволинейной траектории в условиях автономной работы инерциально-измерительного модуля без коррекции. Показано, что использование предложенного способа позволяет повысить точность определения дальности до источника на 80%, его горизонтального и вертикального пеленгов на 90%, а литерной частоты сигналов на 70% по сравнению с известным. Предлагаемый способ позволяет уменьшить ошибки определения относительных координат источника радиоизлучения и литерной частоты его сигналов.

Ключевые слова: доплеровский метод местоопределения источников радиоизлучений, нелинейная фильтрация, ошибки навигационных измерений

TRAJECTORY TRACKING OF GROUND RADIO-EMISSION SOURCES BASED ON OBSERVATIONS FROM AN AIRBORNE RADIO DOPPLER METER

Yu.O. Pshenichny[1], S.L. Ivanov[1], V.V. Mukhin[2]

[1]Military Educational and Scientific Center of the Air Force “Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy”, Voronezh, Russia
[2]Ural Design Bureau “Detal”, Kamensk-Uralsky, Russia

Abstract: The paper addresses the problem of improving the operation of a radio Doppler meter so as to reduce its sensitivity to navigation measurement errors. The aim of the study is to increase the accuracy of trajectory tracking of ground radio-emission sources by a single-position Doppler method under autonomous operation of the unmanned aerial vehicle (UAV) inertial measurement module. A method of operating the radio Doppler meter is proposed that is based on estimating the relative spherical coordinates of the observed radio-emission source in the UAV body-fixed coordinate system, which makes it less sensitive to navigation measurement errors. Mathematical simulation of the UAV homing process toward a ground radio-emission source along a curvilinear trajectory was carried out under autonomous operation of the inertial measurement module without correction. It is shown that, compared with the known method, the proposed approach improves the accuracy of estimating the range to the source by 80%, its horizontal and vertical bearings by 90%, and the assigned carrier

frequency of its signals by 70%. The proposed method makes it possible to reduce the errors in determining the relative coordinates of the radio-emission source and the assigned carrier frequency of its signals.

Keywords: Doppler method for locating radio-emission sources, nonlinear filtering, navigation measurement errors

1. Введение

В настоящее время стремительно развиваются технологии создания беспилотных систем различного назначения. Перспективным направлением совершенствования систем управления беспилотными летательными аппаратами (БпЛА) является их оснащение радиотехническим доплеровским измерителем, обеспечивающим определение координат наземных источников когерентного радиоизлучения (ИРИ) путем совместной обработки измерений несущей частоты принимаемых сигналов и параметров собственного движения в разных точках траектории полета [1]. По сравнению с бортовыми радиотехническими угломерными устройствами доплеровский измеритель имеет более простую конструкцию, меньшие габариты, массу и стоимость изготовления.

В [2] приведено описание способа функционирования радиотехнического доплеровского измерителя. Согласно способу, оценивание декартовых координат наблюдаемого ИРИ в нормальной земной системе координат (НЗСК) осуществляется в дискретном нелинейном калмановском фильтре, на вход которого передаются измерения несущей частоты обнаруженных сигналов, а также оценки собственных координат и проекций вектора скорости БпЛА. Недостатком способа является потребность в высокоточных измерениях навигационных параметров, что не достижимо при длительной автономной работе бортового инерциально-измерительного модуля (ИИМ) без коррекции.

Возможным направлением преодоления указанного недостатка является совершенствование способа функционирования радиотехнического доплеровского измерителя в направлении уменьшения чувствительности к погрешностям навигационных измерений. Для этого целесообразна оценка относительных координат ИРИ в связанной с БпЛА системе координат (ССК).

Цель работы: повышение точности траекторного сопровождения наземных ИРИ однопозиционным доплеровским методом в условиях автономной работы ИИМ БпЛА.

2. Постановка задачи

Разработка нового способа сопровождение наземных ИРИ по наблюдениям авиационного радиотехнического доплеровского измерителя выполняется при следующих ограничениях. Предполагается, что наземный неподвижный ИРИ регулярно излучает когерентные радиосигналы на несущей частоте f_0. Его относительное положение в пространстве соответствует рисунку 1, где приняты обозначения: $O_g x_g y_g z_g$, $Ox_g y_g z_g$, $Oxyz$ –НЗСК, переносная и связанная с БпЛА системы координат; $\mathbf{R}_{\text{ла}} = \left[x_{\text{ла}}\ y_{\text{ла}}\ z_{\text{ла}}\right]^{\text{T}}$, $\mathbf{R}_{\text{и}} = \left[x_{\text{и}}\ y_{\text{и}}\ z_{\text{и}}\right]^{\text{T}}$ – радиус-векторы БпЛА и ИРИ в НЗСК; $\mathbf{V} = \left[V_{\text{xg}}\ V_{\text{yg}}\ V_{\text{zg}}\right]^{\text{T}}$, $\boldsymbol{\omega} = \left[\omega_{\text{x}}\ \omega_{\text{y}}\ \omega_{\text{z}}\right]^{\text{T}}$ – векторы земной скорости в НЗСК и угловой скорости вращения БпЛА в ССК; $\mathbf{Д}$, $\mathbf{Д}_{\text{г}}$ – векторы наклонной и горизонтальной дальностей до ИРИ; $\varphi_{\text{г}}$, $\varphi_{\text{в}}$ – бортовые пеленги ИРИ, характеризующие положение линии его визирования в ССК.

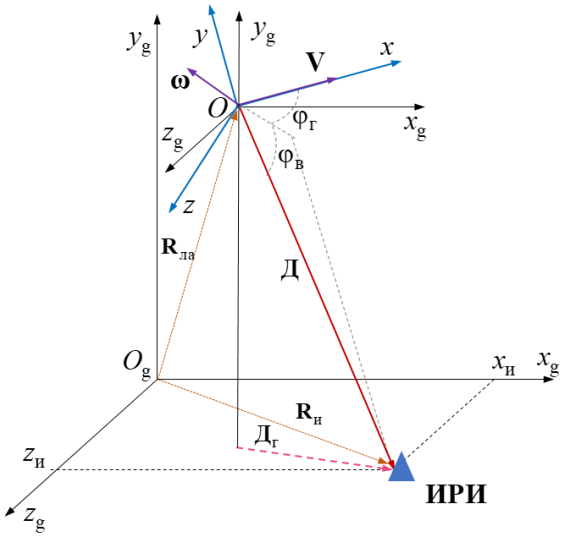


Рис. 1. Взаимное положение БпЛА и ИРИ

Мгновенное состояние ИРИ характеризуется наклонной дальностью Д, горизонтальным $\varphi_г$ и вертикальным $\varphi_в$ бортовыми пеленгами (сферическими координатами источника в ССК БпЛА), а также несущей частотой f_0 излучаемых сигналов. Уравнение изменения указанных параметров в дискретном времени имеет вид

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}\left(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k\right) + \boldsymbol{\Gamma}\left(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k\right)\mathbf{n}_k, \qquad (1)$$

где $\mathbf{x} = \left[Д\ \varphi_г\ \varphi_в\ f_0\right]^т$ – вектор параметров состояния; $\mathbf{u} = \left[V_{xgи}\ V_{ygи}\ V_{zgи}\ \omega_{xи}\ \omega_{yи}\ \omega_{zи}\right]^т$ – вектор навигационных измерений (выходных сигналов ИММ); $\mathbf{n} = \left[\Delta V_x\ \Delta V_y\ \Delta V_z\ \Delta\omega_x\ \Delta\omega_y\ \Delta\omega_z\ \Delta f_0\right]^т$ – вектор случайных возмущений (погрешностей навигационных измерений и флуктуации несущей частоты ИРИ), аппроксимируемый многомерным дискретным гауссовским процессом с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией $\left\langle \mathbf{n}_k \mathbf{n}_\nu^т \right\rangle = \boldsymbol{\Omega}_k \delta\left(k-\nu\right)$; $\langle ... \rangle$ – операция статистического усреднения; $\delta\left(k-\nu\right)$ – оператор Кронекера; $T = t_{k+1} - t_k$ – шаг дискретизации по времени.

В выражении (1) матрица усиления $\boldsymbol{\Gamma}\left(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k\right)$ и корреляционная матрица $\boldsymbol{\Omega}_k$ случайных возмущений определяются выражениями

$$\boldsymbol{\Gamma}\left(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k\right) = \begin{bmatrix} \Gamma_{11k} & \Gamma_{12k} & \Gamma_{12k} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \Gamma_{21k} & \Gamma_{22k} & \Gamma_{23k} & \cos\varphi_{гk}\operatorname{tg}\varphi_{вk} & -1 & -\sin\varphi_{гk}\operatorname{tg}\varphi_{вk} & 0 \\ \Gamma_{31k} & \Gamma_{32k} & \Gamma_{33k} & -\sin\varphi_{гk} & 0 & -\cos\varphi_{гk} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} T, \qquad (2)$$

$$\boldsymbol{\Omega}_k = \operatorname{diag}\left\{\sigma_{vk}^2, \sigma_{vk}^2, \sigma_{vk}^2, \sigma_{\omega k}^2, \sigma_{\omega k}^2, \sigma_{\omega k}^2, \sigma_f^2\right\}, \qquad (3)$$

где $\mathrm{diag}\{...\}$ – символ диагональной матрицы; σ^2_{vk}, $\sigma^2_{\omega k}$ – дисперсии погрешностей измерения проекций земной скорости и угловой скорости БпЛА; σ^2_{f} – дисперсия случайных флуктуаций несущей частоты сигналов ИРИ; использованы следующие обозначения

$$\Gamma_{11k} = -\frac{V_{xgиk}\cos\varphi_{гk}\cos\varphi_{вk}}{V_{иk}},\ \Gamma_{12k} = -\frac{V_{ygиk}\cos\varphi_{гk}\cos\varphi_{вk}}{V_{иk}},$$

$$\Gamma_{13k} = -\frac{V_{zgиk}\cos\varphi_{гk}\cos\varphi_{вk}}{V_{иk}},\ \Gamma_{21k} = \frac{V_{xgиk}\sin\varphi_{гk}}{V_{иk}Д_k\cos\varphi_{вk}},\ \Gamma_{22k} = \frac{V_{ygиk}\sin\varphi_{гk}}{V_{иk}Д_k\cos\varphi_{вk}},$$

$$\Gamma_{23k} = \frac{V_{zgиk}\sin\varphi_{гk}}{V_{иk}Д_k\cos\varphi_{вk}},\ \Gamma_{31k} = \frac{V_{zgиk}\cos\varphi_{гk}\sin\varphi_{вk}}{V_{иk}Д_k},\ \Gamma_{32k} = \frac{V_{ygиk}\cos\varphi_{гk}\sin\varphi_{вk}}{V_{иk}Д_k},$$

$$\Gamma_{33k} = \frac{V_{zgиk}\cos\varphi_{гk}\sin\varphi_{вk}}{V_{иk}Д_k},\ V_{иk} = \sqrt{V^2_{xgиk} + V^2_{ygиk} + V^2_{zgиk}}.$$

Дисперсии погрешностей измерения навигационных параметров микро электромеханическим ИИМ могут быть приближенно представлены в виде [3]

$$\sigma^2_{vk} = \left\langle \Delta V^2_{*k} \right\rangle \approx VRW^2\left(kT\right) + \frac{2\sigma^2_{abi}}{3T_{ac}}\left(kT\right)^3 + \sigma^2_{v0}, \quad (4)$$

$$\sigma^2_{\omega k} = \left\langle \Delta\omega^2_{*k} \right\rangle \approx \sigma^2_{gwn}, \quad (5)$$

где kT – время автономной работы ИММ; VRW, σ^2_{abi}, T_{ac} – случайное блуждание скорости, дисперсия нестабильности нулей и интервал корреляции измерений акселерометров; σ^2_{v0} – дисперсия начальных измерений проекций земной скорости БпЛА; σ^2_{gwn} – дисперсия белого гауссовского шума гироскопов.

Уравнения измерения несущей частоты сигналов ИРИ представляется в виде

$$z_{k+1} = f_0 + f_{дk+1} + \Delta f_{k+1} = h\left(\mathbf{x}_{k+1}, \mathbf{u}_{k+1}\right) + \Delta f_{k+1}, \quad (6)$$

где $z_{k+1} = f_{и}\left(t_{k+1}\right)$ – измерение несущей частоты сигнала ИРИ; $f_{дk+1}$ – доплеровское смещение частоты сигнала, возникающее из-за изменения дальности до ИРИ при движении БпЛА; Δf_{k+1} – погрешность измерений частоты сигнала, аппроксимируемая дискретным гауссовским процессом с нулевым математическим ожиданием и автокорреляционной функцией $\left\langle \Delta f_k \Delta f_v \right\rangle = \sigma^2_{\Delta f}\delta\left(k - v\right)$; $h\left(\mathbf{x}_{k+1}, \mathbf{u}_{k+1}\right)$ – нелинейная скалярная функция вида

$$h\left(\mathbf{x}_{k+1}, \mathbf{u}_{k+1}\right) = f_{0k+1}\left(1 + \sqrt{V^2_{xgиk+1} + V^2_{ygиk+1} + V^2_{zgиk+1}}\cos\varphi_{гk+1}\cos\varphi_{вk+1}/c\right). \quad (7)$$

Применение метода нелинейной многомерной дискретной фильтрации [4] позволяет записать следующие решающие правила расчета вектора оценок параметров состояния ИРИ и корреляционной матрицы их ошибок

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}_{k+1} + \tilde{\mathbf{R}}_{k+1}\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}, \mathbf{u}_{k+1}\right)\left[z_{k+1} - \tilde{z}_{k+1}\right]/\tilde{\sigma}^2_{zk+1}, \text{ если } z_{k+1} \neq \varnothing, \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k+1}, \text{ иначе,} \end{cases} \quad (8)$$

$$\mathbf{R}_{k+1}=\begin{cases}\tilde{\mathbf{R}}_{k+1}-\tilde{\mathbf{R}}_{k+1}\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1},\mathbf{u}_{k+1}\right)\mathbf{H}\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1},\mathbf{u}_{k+1}\right)\tilde{\mathbf{R}}_{k+1}/\tilde{\sigma}^2_{zk+1}, \text{ если } z_{k+1}\neq\varnothing,\\ \tilde{\mathbf{R}}_{k+1}, \text{ иначе,}\end{cases} \quad (9)$$

где $z_{k+1}\neq\varnothing$ в случае наличия измерений несущей частоты сигналов ИРИ в момент времени t_{k+1}; соответствующие величины рассчитываются по формулам

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k+1}=\mathbf{f}\left(\hat{\mathbf{x}}_k,\mathbf{u}_k\right),\ \tilde{\mathbf{R}}_{k+1}=\mathbf{\Phi}\left(\hat{\mathbf{x}}_k,\mathbf{u}_k\right)\mathbf{R}_k\mathbf{\Phi}^{\mathrm{T}}\left(\hat{\mathbf{x}}_k,\mathbf{u}_k\right)+\mathbf{\Gamma}\left(\hat{\mathbf{x}}_k,\mathbf{u}_k\right)\mathbf{\Omega}_k\mathbf{\Gamma}^{\mathrm{T}}\left(\hat{\mathbf{x}}_k,\mathbf{u}_k\right),$$

$$\mathbf{\Phi}\left(\hat{\mathbf{x}}_k,\mathbf{u}_k\right)=\partial\mathbf{f}\left(\mathbf{x},\mathbf{u}_k\right)/\partial\mathbf{x}\Big|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_k},\ \tilde{z}_{k+1}=h\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1},\mathbf{u}_{k+1}\right),$$

$$\tilde{\sigma}^2_{zk+1}=\mathbf{H}\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1},\mathbf{u}_{k+1}\right)\tilde{\mathbf{R}}_{k+1}\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1},\mathbf{u}_{k+1}\right)+\mathbf{\Lambda}\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1},\mathbf{u}_{k+1}\right)\mathbf{\Omega}_{k+1}\mathbf{\Lambda}^{\mathrm{T}}\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1},\mathbf{u}_{k+1}\right)+\sigma^2_{\Delta\mathrm{f}},$$

$$\mathbf{H}\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1},\mathbf{u}_{k+1}\right)=\partial h\left(\mathbf{x},\mathbf{u}_{k+1}\right)/\partial\mathbf{x}\Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_{k+1}},\ \mathbf{\Lambda}\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1},\mathbf{u}_{k+1}\right)=\partial h\left(\tilde{\mathbf{x}}_{k+1},\boldsymbol{\theta}\right)/\partial\boldsymbol{\theta}\Big|_{\boldsymbol{\theta}=\mathbf{u}_{k+1}}.$$

Начальные значения вектора оценок параметров состояния ИРИ и корреляционной матрицы ошибок этих оценок определяются по априорно задаваемым прямоугольным координатам ИРИ в НЗСК $\left(x_{\text{цу}};0;z_{\text{цу}}\right)$ со среднеквадратическими ошибками $\sigma_{\text{хцу}}$ и $\sigma_{\text{zцу}}$.

3. Численный эксперимент

В интересах сравнительного анализа точности определения координат ИРИ при использовании предлагаемого и известного способов проведено математическое моделирование процесса самонаведения БпЛА на наземный источник радиоизлучения по криволинейной траектории, изображенной на рисунке 2. Исходные данные моделирования представлены в таблице 1.

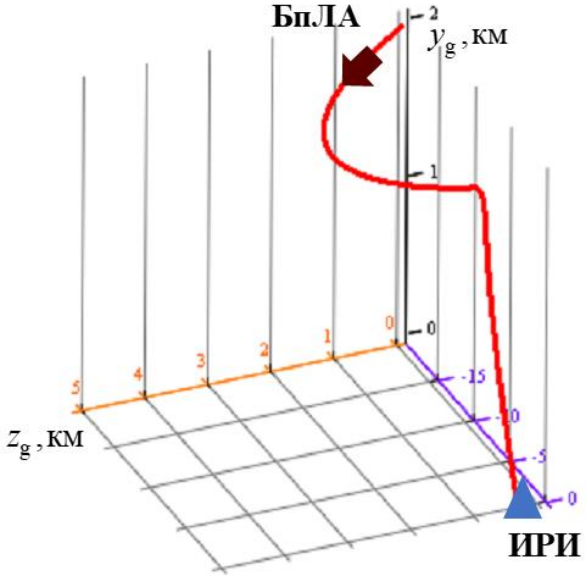


Рис. 2. Траектория самонаведения БпЛА

Результаты моделирования в виде единичных временных реализаций показателя прироста точности определения относительных координат ИРИ и литерной частоты его сигналов представлены на рисунках 3 и 4.

Анализ представленных зависимостей позволяет сделать вывод о том, что реализация предлагаемого способа позволит уменьшить ошибки определения относительных координат ИРИ и литерной частоты его сигналов. В рассматриваемых типовых условиях повышение точности определения дальности до источника достигает 80%, его горизонтального и вертикального пеленгов – 90%, а литерной частоты сигналов – 70%.

Таблица 1. Исходные данные моделирования

Наименование величины	Значение величины	Наименование величины	Значение величины
Шаг дискретизации по времени	$T = 10$ мс	СКО нестабильностей нулей акселерометров	$\sigma_{abi} = 10g$ мкм/с^2
Координаты ИРИ	$\mathbf{R}_{и} = (0;0;0)$ км	СКО масштабных коэффициентов акселерометров	$\sigma_{a} = 5 \cdot 10^{-5}$
Начальные координаты БпЛА	$\mathbf{R}_{ла} = (-20;2;0)$ км	СКО перекосов осей акселерометров	$\sigma_{am} = 10^{-5}$
Скорость БпЛА	$V_0 = 50$ м/с	Случайные блуждания угла гироскопов	$ARW = 0{,}13$ гр$\sqrt{\text{ч}}$
Литерная частота ИРИ	8,13 ГГц	СКО нестабильности нулей гироскопов	$\sigma_{gbi} = 1{,}5$ мкрад/с
СКО погрешности измерения несущей частоты принимаемых сигналов	50 Гц	СКО масштабных коэффициентов гироскопов	$\sigma_{g} = 1{,}5 \cdot 10^{-5}$
Период измерения несущей частоты принимаемых сигналов	10 мс	СКО перекосов осей гироскопов	$\sigma_{gm} = 10^{-5}$
Случайные блуждания скорости акселерометров	$VRW = 6{,}3 \cdot 10^{-4}$ м/с$^2/\sqrt{\text{Гц}}$	Интервал корреляции нестабильностей нулей гироскопов и акселерометров	$T_{gc} = T_{ac} = 150$ с

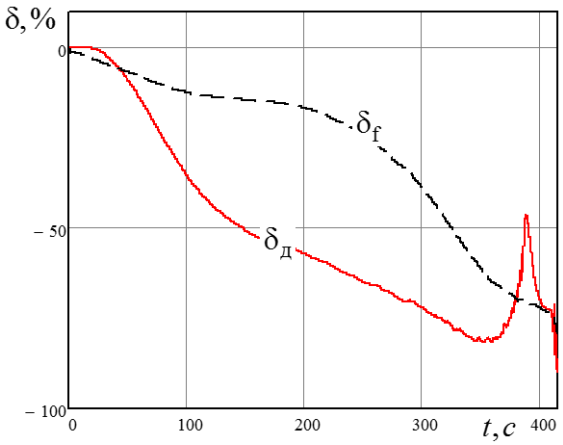


Рис. 3. Ошибки оценок дальности до ИРИ

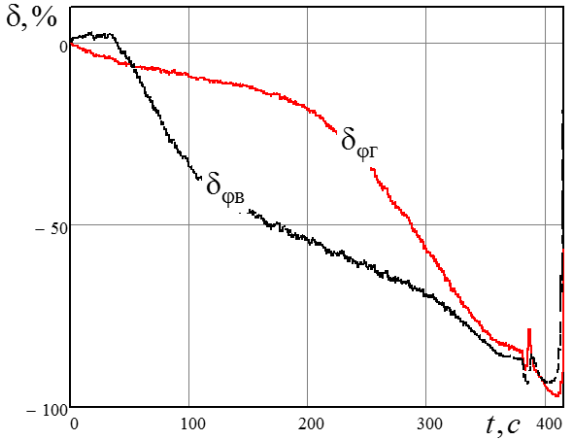


Рис. 4. Ошибки оценок горизонтального пеленга ИРИ

4. Заключение

В интересах обеспечения траекторного сопровождения ИРИ в составе бортового оборудования БпЛА может применяться радиотехнический доплеровский измеритель, состоящий из ИИМ, ненаправленной широкодиапазонной антенны, одноканального

аналого-цифрового приемника и микропроцессора. Недостатком известного способа его функционирования является потребность в высокоточных измерениях параметров собственного положения и движения БпЛА. Предлагаемый способ функционирования радиотехнического доплеровского измерителя обеспечивает оценку относительных сферических координат наблюдаемого ИРИ в связанной с БпЛА системе координат, что обусловливает его меньшую чувствительность к погрешностям навигационных измерений. В типовых условиях реализация предлагаемого способа обеспечит существенное повышение точности определения наклонной дальности до ИРИ, бортовых пеленгов, а также литерной частоты его сигналов.

Литература

1. Передвижной радиопеленгатор: изобретение Российской Федерации № 2815379 / В.Н. Надточий, Д.Н. Гофман, В.А. Буланов, М. Мохаммад. // Заявка № 2023105219; опубликовано 13.03.2023 Бюл. № 8. Патентообладатель: ФГКВОУ ВО «ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) Министерства обороны Российской Федерации.
2. Способ определения координат и параметров движения источников радиоизлучений по измерениям их несущей частоты: изобретение Российской Федерации № 2776078 / В.Н. Антипов и др. // Заявка № 2021119410; опубликовано 13.07.2022 Бюл. № 20. Патентообладатель: Российская Федерация, от имени которой выступает Министерство промышленности и торговли Российской Федерации.
3. Матвеев В.В. Инженерный анализ погрешностей бесплатформенной инерциальной навигационной системы // Известия ТулГУ. Технические науки, 2014. Вып. 9. Ч. 2. С. 251–267.
4. Траекторная обработка: принципы, способы и алгоритмы. Ч.2. / Я. Бар-Шалом, Х.-Р. Ли; пер. с англ. Д.Д. Дмитриева. // М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. 239 с.

References

1. Mobile radio direction finder: Patent of the Russian Federation No. 2815379 / V.N. Nadtochiy, D.N. Gofman, V.A. Bulanov, M. Mohammad. // Application No. 2023105219; published 13.03.2023, Bull. No. 8. Patent holder: Military Educational and Scientific Center of the Air Force “Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy” (Voronezh), Ministry of Defense of the Russian Federation.
2. Method for determining the coordinates and motion parameters of radio-emission sources from measurements of their carrier frequency: Patent of the Russian Federation No. 2776078 / V.N. Antipov et al. // Application No. 2021119410; published 13.07.2022, Bull. No. 20. Patent holder: the Russian Federation, represented by the Ministry of Industry and Trade of the Russian Federation.
3. Matveev V.V. Engineering analysis of errors in a strapdown inertial navigation system // Proceedings of Tula State University. Technical Sciences, 2014, Issue 9, Part 2, pp. 251–267.
4. Y. Bar-Shalom, X.-R. Li. Trajectory processing: principles, methods, and algorithms. Part 2 / translated from English by D.D. Dmitriev. Moscow: Bauman Moscow State Technical University, 2011. 239 p.

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ ГЛОНАСС/ГНСС

А.А. Фролов, С.Ю Бурцев, А.С. Мальцев

ФГУП «Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений» (ФГУП «ВНИИФТРИ»), пгт. Менделеево, Солнечногорский район, Московская область, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрены методы испытаний аппаратуры спутниковой навигации ГЛОНАСС/ГНСС (АСН), в том числе комплексированной с нерадиотехническими измерителями и угломерной, применяемые ФГУП «ВНИИФТРИ» для оценки соответствия АСН установленным требованиям, испытаний типов АСН в целях применения в сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений.

Ключевые слова: испытания, аппаратура спутниковой навигации, имитатор сигналов ГНСС, формирование эталонного навигационного поля, опорная траектория движения

TEST METHODS FOR GLONASS/GNSS RECEIVERS

A. Frolov, S. Burtsev, A. Maltsev

Federal State Unitary Enterprise «Russian metrological institute of technical physics and radioengineering» (FSUE «VNIIFTRI»), Moscow region, Solnechnogorsk city, Mendeleevo, Russian Federation

Abstract. Test methods for GNSS receivers (including goniometric and GNSS/INS receivers) are discussed. All methods are used FSUE VNIIFTRI in the sphere of state regulation to ensure the uniformity of GNSS receivers' measurements.

Keywords: certification tests, GNSS receivers, GNSS simulator, reference navigation field, reference motion trajectory

1. Введение

Аппаратура спутниковой навигации ГЛОНАСС/ГНСС широко применяются для расчета параметров траекторий движения и пространственной ориентации объектов, частотно-временного обеспечения потребителей. Заинтересованные федеральные органы исполнительной власти устанавливают и периодически актуализируют обязательные требования к измерениям, осуществляемым АСН [1]. В связи с этим актуальной является задача разработки и совершенствования методов и средств испытаний АСН на соответствие предъявляемым к ним требованиям [2].

ФГУП «ВНИИФТРИ» занимается фундаментальными и прикладными исследованиями в области координатно-временных измерений, разрабатывает методы и средства оценки точностных характеристик АСН всех областей и условий применения (по ГОСТ 31380-2009).

В статье представлен обзор методов испытаний в части погрешностей определений АСН координат местоположения, скорости, углов пространственной ориентации (в том числе в условиях помех и при поддержке навигационного решения по сигналам ГНСС измерениями нерадиотехнических датчиков).

В статье не рассматриваются методы и средства испытаний высокоточной АСН (беззапросных измерительных систем), методы и средства испытаний АСН в части

оценки погрешности синхронизации шкалы времени АСН к национальной шкале координированного времени UTC(SU).

2. Обзор методов испытаний АСН

1.1 Использование имитаторов навигационных сигналов

Для оценки инструментальных погрешностей АСН на этапах разработки и изготовления широко применяются имитаторы навигационных сигналов ГЛОНАСС/ГНСС [3, 4] (рисунок 1). Имитаторы снижают стоимость и обеспечивают воспроизводимость условий проведения испытаний. Для определения характеристик угломерных АСН необходим имитатор сигналов ГНСС с несколькими радиочастотными выходами (по количеству антенн у угломерной АСН) [5, 6].



Рис. 1. Внешний вид имитаторов сигналов ГНСС

Для испытаний и периодического контроля точностных характеристик АСН, комплексированных с нерадиотехническими датчиками (акселерометрами и гироскопами), используются аппаратно - программные комплексы оценки характеристик комплексированной навигационной аппаратуры (АПК КНАП). АПК КНАП конструктивно состоят из имитатора навигационных сигналов и блока генерации данных инерциальных навигационных систем (ИНС). Конструктор протоколов передачи данных ИНС позволяет смоделировать выходные данные ИНС в соответствии с траекторией движения потребителя и заданной моделью погрешностей чувствительных элементов ИНС и провести оценку точностных характеристик комплексированной АСН без механических перемещений АСН и ИНС по требуемой траектории.

1.2 Испытательные лаборатории на транспортных средствах

Для испытаний АСН с использованием испытательных лабораторий на колесных транспортных средствах (рисунок 2) используется метод непосредственного сличения с эталонной АСН при натурных испытаниях с неповторяемыми траекториями. Для реализации этого метода испытываемая АСН вместе с «эталонным образцом АСН (угломерной или комплексированной АСН) устанавливается на специальное транспортное средство (мобильная лаборатория).

Преимуществом натурных методов испытаний является возможность провести испытания АСН в условиях максимально приближенным к условиям её дальнейшей эксплуатации.

1.3 Использование стендов механических перемещений

Примерами технической реализации данного метода может служить комплекс средств подтверждения характеристик сложных комплексированных навигационных систем (КПХ) (рисунок 3) [7] и комплекс оценки характеристик комплексированной инерциально-спутниковой навигационной аппаратуры (КОХ ИСНА) (рисунок 4).



Рис. 2. Внешний вид мобильной лаборатории ФГУП «ВНИИФТРИ».



Рис. 3. Внешний вид стендов из состава КПХ.

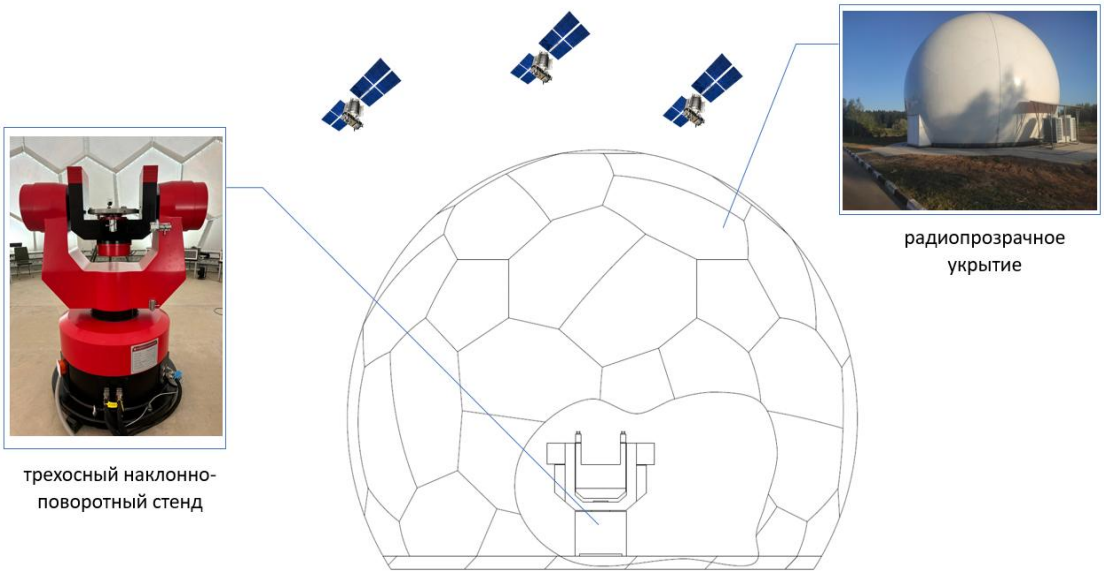


Рис. 4. Внешний вид составных частей КОХ ИСНА.

Движение в пространстве элементов конструкции испытуемой комплексированной АСН (воспроизведение опорной траектории) в КОХ ИСНА осуществляется с помощью угловых перемещений осей трехосного стенда. При этом для увеличения линейной скорости движения, антенну для приема сигналов ГНСС, а также блок чувствительных инерциальных элементов, возможно размещать на специальной технологической оснастке, обеспечивающей вынос элементов испытуемой комплексированной АСН от точки пересечения осей вращения стенда, как показано на рисунке 5.

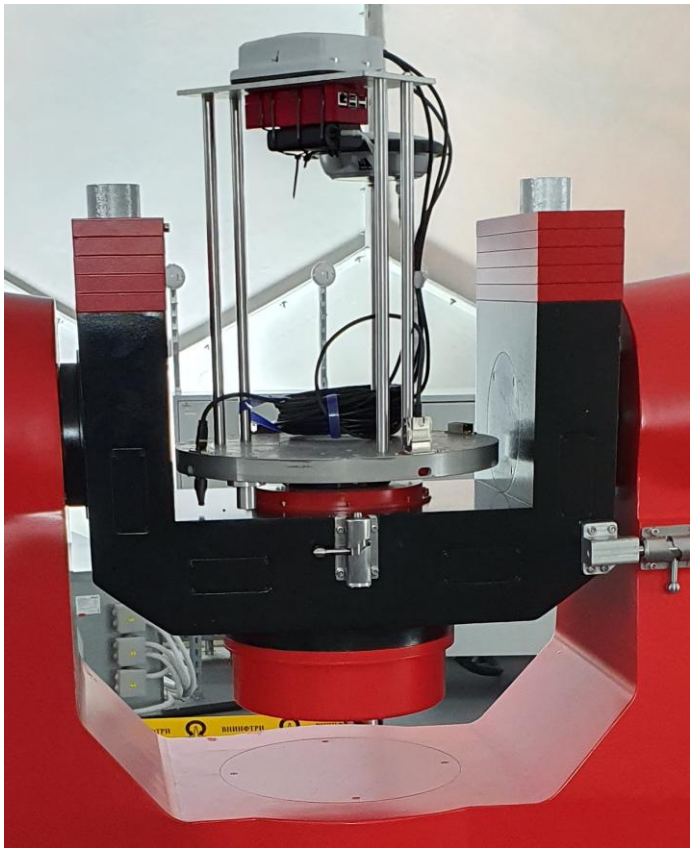


Рис. 5. Размещение элементов комплексированной АСН
на оснастке, установленной на планшайбе стенда.

Трехосный стенд размещен в радиопрозрачном укрытии для защиты элементов конструкции стенда от неблагоприятного воздействия климатических факторов, в первую очередь осадков. Радиопрозрачное укрытие дополнительно ослабляет радионавигационные сигналы ГНСС в L-диапазоне частот не более чем на 0,5 дБ.

Для реализации метода разработан математический аппарат расчета параметров траектории движения.

Метод позволяет воспроизводить в навигационном поле ГНСС повторяющиеся траектории линейно-угловых перемещений с требуемым метрологическим запасом. По результатам исследований [8] получены значения погрешностей формирования навигационных параметров: для координат местоположения в геоцентрической системе координат ±0,03 м; для углов пространственной ориентации ±0,6'.

1.4 Использование безэховых экранированных камер

Одним из методов испытаний АСН, в том числе на помехоустойчивость, является применение полунатурного моделирования навигационного поля ГНСС в рабочем объеме безэховой экранированной камеры (БЭК). Метод основан на формировании радионавигационных сигналов имитатором сигналов ГНСС, сигнал каждого

навигационного космического аппарата формируется с отдельного выхода на свою антенну (рисунок 6).





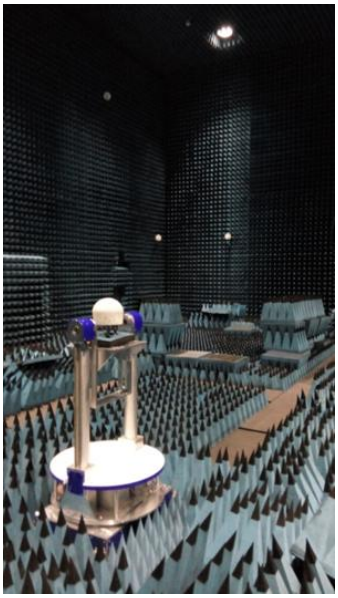


Рис. 6. Внешний вид комплекса полунатурного моделирования и БЭК.

Комплекс на базе БЭК предназначен для формирования навигационного поля, как совокупности сигналов (применительно к антенне навигационного средства), обеспечивающих решение навигационной задачи, а также для формирования сигналов помех. Комплекс позволяет проводить испытания навигационных систем различного назначения в условиях воздействия радиопомех, максимально приближенным к реальным условиям.

Комплекс позволяет проводить достоверную количественную оценку помехоустойчивости навигационной аппаратуры систем ГЛОНАСС, GPS, Galileo, Beidou. Данный комплекс обеспечивает полунатурное моделирование различных сценариев движения носителя. Радиосигналы формируются в соответствии с заданными параметрами траектории движения объекта и источником помех (время, координаты, скорость, угловое положение). Таким образом, имитируется движение различных типов объектов от автомобильного транспорта, до космических аппаратов.

Средства формирования помех позволяют имитировать гармонические, широкополосные маскирующие, структурные и имитационные прицельные и неприцельные помехи.

По результатам испытаний определяются предельные уровни помеховых сигналов с учетом пространственных параметров, при которых навигационная аппаратура работает. При этом вырабатываются рекомендации для разработчиков по режимам применения аппаратуры, ее размещению на объекте-носителе, ограничениям по направлениям прихода помех, а также по динамике вращения.

3. Заключение

Представлен обзор современных методов испытаний АСН. Рассмотренные методы и средства испытаний обеспечивают определение метрологических характеристик АСН как в нормальных условиях, так и при воздействии различных влияющих факторов, в первую очередь помех. Все представленные в статье методы метрологически обеспечены, применяемые имитаторы навигационных сигналов ГНСС и стенды механических перемещений аттестованы в качестве рабочих эталонов по соответствующим поверочным схемам.

Литература

1. Постановление Правительства Российской Федерации от 16 ноября 2020 г. № 1847 «Об утверждении перечня измерений, относящихся к сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений».
2. Денисенко О.В., Сильвестров И.С., Мазуркевич А.В., Голуб Д.А., Печерица Д.С., Фролов А.А. Изменения в обновленной Государственной поверочной схеме для координатно-временных средств измерений // Альманах современной метрологии. 2019. №3 (19). С. 25- 30.
3. Имитаторы сигналов СН-3803М. https://fgis.gost.ru/fundmetrology/cm/mits/15a7b17e-825d-1896-07f6-9de94dd679ba (дата обращения 16.02.2026 г).
4. Установки измерительные-имитаторы сигналов прецизионные многофункциональные К2-99. https://fgis.gost.ru/fundmetrology/cm/mits/5f2685e6-ba32-36e8-3d07-1b3b47cf177d (дата обращения 16.02.2026 г).
5. Sushkin I.N., Thudonogov D. Yu. Control and test bench of goniometric satellite navigation receiver – 2016 – SIBCON.
6. Вовасов В.Е., Герко С.А. Исследование алгоритмов ориентации высокодинамичных объектов с использованием имитаторов СРНС // Электронный журнал «Труды МАИ» – выпуск № 53.
7. Инчагов Ю.М., Шатилов А.Ю., Нагин И.А. Методика оценивания погрешностей инерциально-спутниковых навигационных систем // Известия ТулГУ. Технические науки. 2015. Вып. 11. ч. 2. С. 197–208.
8. Фролов А.А., Пудловский В.Б., Сильвестров И.С. Метод испытаний комплексированной инерциально-спутниковой навигационной аппаратуры // Материалы XXXII Санкт-Петербургской международной конференции по интегрированным навигационным системам. 2025. С. 35- 38.

References

1. Resolution of the Government of the Russian Federation of November 16, 2020 No. 1847 "On Approval of the List of Measurements Related to the Sphere of State Regulation of Ensuring the Uniformity of Measurements."
2. Denisenko O.V., Silvestrov I.S., Mazurkevich A.V., Golub D.A., Pecheritsa D.S., Frolov A.A. Changes in the Updated State Verification Scheme for Coordinate-Time Measuring Instruments // Almanac of Modern Metrology. 2019. No. 3 (19). pp. 25-30.

3. Signal Simulators SN-3803M. https://fgis.gost.ru/fundmetrology/cm/mits/15a7b17e-825d-1896-07f6-9de94dd679ba (accessed 16 February 2026).
4. K2-99 Precision Multifunctional Measuring and Signal Simulators. https://fgis.gost.ru/fundmetrology/cm/mits/5f2685e6-ba32-36e8-3d07-1b3b47cf177d (accessed 16 February 2026).
5. Sushkin I.N., Thudonogov D. Yu. Control and Test Bench of Goniometric Satellite Navigation Receiver – 2016 – SIBCON.
6. Vovasov V.E., Gerko S.A. Study of algorithms for orientation of highly dynamic objects using SRNS simulators // Electronic journal "Proceedings of MAI" - issue No. 53.
7. Inchagov Yu.M., Shatilov A.Yu., Nagin I.A. Methodology for estimating errors of inertial-satellite navigation systems // Bulletin of Tula State University. Technical sciences. 2015. Issue 11. Part 2. pp. 197-208.
8. Frolov A.A., Pudlovsky V.B., Silvestrov I.S. Test method of integrated inertial-satellite navigation equipment // Proceedings of the XXXII St. Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. 2025. pp. 35-38.

О ФОРМИРОВАНИИ ТРАЕКТОРИЙ АНПА ДЛЯ ПАССИВНОЙ ЛОКАЛИЗАЦИИ И ОТСЛЕЖИВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ ШУМА

А. Ф. Щербатюк[1], С. А. Переселков[2], Н. В. Ладыкин[2], А. С. Переселков[2]

[1]Институт автоматики и процессов управления ДВО РАН, Владивосток, РФ
[2]Воронежский государственный университет, Воронеж, РФ

Аннотация. В докладе рассмотрена задача пассивной локализации подводных целей, которая имеет название слежения только по пеленгу. Приведен краткий обзор способов организации траекторий движения АНПА, оснащенных пассивными гидроакустическими пеленгаторами, которые позволяют повысить точность и надежность решения указанной задачи.

Ключевые слова: пассивное обнаружение, подводные источники шума, автономный необитаемый подводный аппарат.

ON THE FORMATION OF AUV TRAJECTORIES FOR PASSIVE LOCALIZATION AND TRACKING OF NOISE SOURCES

A. F. Shcherbatyuk[1], S. A. Pereselkov[2], N. V. Ladykin[2], A. S. Pereselkov[2]

[1]Institute of Automation and Control Processes FEB RAS, Vladivostok, Russian Federation
[2]Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper addresses the problem of passive localization of underwater targets, commonly referred to as bearing-only tracking. A brief review is presented of approaches to planning the trajectories of autonomous underwater vehicles equipped with passive hydroacoustic direction finders, aimed at improving the accuracy and reliability of solving this problem.

Keywords: passive detection, underwater noise sources, autonomous unmanned underwater vehicle.

1. Введение

Отслеживание подводных источников шума привлекает большое внимание во всем мире благодаря широкому применению как в гражданской, так и в военной областях. Задача пассивной локализации цели с использованием только измерений пеленга продолжает представлять большой теоретический и практический интерес. В основном, она заключается в оценке положения цели на основе последовательности зашумленных измерений пеленга, полученных датчиком, установленным на борту движущегося наблюдателя (в данном случае автономного необитаемого подводного аппарата – АНПА). Пассивные гидроакустические датчики, обеспечивающие измерение пеленга, не требуют больших затрат энергии и могут оставаться скрытными без риска обнаружения. Оценка динамики цели путем сбора только данных о пеленге является распространенной задачей оценки, называемой слежением только по пеленгу (bearing only tracking - BOT).

Однако использование только данных о пеленге при отслеживании подводных источников шума сопряжено с трудностями из-за ненаблюдаемости дальности и нелинейности измерений. Более того, в океанической среде ложные срабатывания, вызванные реверберацией и многократными отражениями, достигающими пассивных гидроакустических датчиков, увеличивают сложность сопоставления данных, что может ухудшить эффективность отслеживания. Состояние цели может быть не полностью

наблюдаемым при использовании одного пассивного гидроакустического датчика. За последние время в области локализации только по пеленгу было выполнено большое число исследований. При решении этой задачи широко используются подходы на основе методов максимального правдоподобия, фильтрации Калмана или фильтра частиц.

Хотя теоретически положение цели можно оценить даже без маневра наблюдателя, очевидно, что маневрирование может значительно повысить эффективность оценки (т.е. точность, стабильность и скорость сходимости). Присущая задаче нелинейность измерений делает влияние маневра наблюдателя еще более существенным, превращая его в важный фактор, значительно влияющий на качество решения задачи локализации. В ряде работ рассматривалась проблема определения оптимальных траекторий наблюдателя с использованием нижней границы Крамера-Рао для изучения влияния маневров курса на определение расстояния до цели только по пеленгу, также в качестве показателя эффективности использовался определитель матрицы информации Фишера [1].

В данной работе выполнен обзор некоторых исследований, посвященных формированию траекторий наблюдателя с целью эффективного отслеживания подводных источников шума с использованием только измерений пеленга. В части 2 рассмотрены способы локализации и отслеживания одиночных источников шума, а в части 3 – групповых источников шума. В заключительной части 4 приведены некоторые выводы.

2. Методы для локализации и отслеживания одиночных источников шума

В статье [2] описан способ формирования траектории АНПА, предназначенного для отслеживания одиночного судна с использованием измерений только пеленга. После обнаружения цели подводный аппарат выполняет маневр для разрешения неоднозначности пеленга по левому/правому борту. Маневр заключается в движении двумя галсами определенной длительности для формирования усредненных пеленгов на источник шума. После разрешения неоднозначности пеленга аппарат непрерывно корректирует свой курс для отслеживания цели, удерживая его бортом к источнику шума для оптимальной работы антенной решетки пеленгатора.

Эффективность этого метода оценивалась в ходе морских испытаний вблизи Бостонской гавани с использованием АНПА Bluefin-21. Приведены результаты успешных поведенческих испытаний, в которых подводный аппарат разрешает неоднозначность пеленга и отслеживает либо статический источник, либо шум низкоскоростной платформы, находящейся в движении. В качестве задач на будущее авторы указывают на необходимость совершенствования метода для обеспечения возможности отслеживания нескольких целей и скоростных источников шума.

Задача поиска оптимальной траектории наблюдателя при оценивании параметров движущейся цели по угловым измерениям рассмотрена в статье [3]. Исследован вариант кусочно-линейного движения наблюдателя с постоянной скоростью. Указанная задача решается с помощью генетического алгоритма. Предложены решения возникающих проблем сходимости и попадания в локальные экстремумы, характерные для генетических алгоритмов.

В статье [4] исследована проблема планирования движения группы автономных необитаемых подводных аппаратов для пассивного акустического мониторинга только по пеленгу, который заключается в совместном преследовании и отслеживании движущегося подводного акустического источника. Предполагается, что АНПА движутся скоординированно, поддерживая фиксированное построение. Учтены ограничения в подводных сетевых системах, связанные с зависимостью от акустической

связи, которая характеризуется высокими задержками, потерей пакетов и ограниченной пропускной способностью.

Для решения задачи планирования авторы выбрали неблизорукий подход (nonmyopic), основанный на распространении номинальных убеждений (nominal belief propagation) для обновления траектории движения команды при появлении новой информации о движении цели. Для вычисления последовательности желаемых изменений курса реализована схема управления с падающим горизонтом receding horizon control (RHC). Цель состоит в получении последовательности геометрических конфигураций между наблюдателями и целью, которая обеспечивает информативные измерения и предотвращает потерю наблюдаемости.

В ходе модельных тестов исследовано, как система адаптируется к различным начальным условиям, количеству наблюдателей, расстоянию между ними, шуму измерений и общему времени миссии.

В биологическом исследовании, представленном в [5], рассмотрена система из нескольких координирующих свои траектории АНПА, которые используются для локализации и отслеживания акулы, помеченной акустическим передатчиком. Каждый АНПА оснащен стереогидрофонной системой Lotek, которая позволяет производить измерения относительного пеленга на передатчик, а также акустическим модемом, с помощью которого организуется связь с другими АНПА, обеспечивая совместную оценку состояния акулы и децентрализованное управление слежением.

Задача оценивания состояния акулы состоит в том, чтобы на основе пеленга на нее от каждого АНПА формировать оценку положения, ориентации и скорости акулы $(x, y, \theta, v)_t$ в момент времени t. Эта проблема усложняется тем фактом, что из-за акустических окклюзий и отражений в подводной среде измерения пеленгов и транслируемые сообщения не принимаются с высокой вероятностью. Кроме того, измерения с использованием системы Lotek ограничены в разрешающей способности ($\approx\pi/9$) и имеют неоднозначный знак в отношении пеленга на передатчик.

В работе для оценивания положения акулы использован фильтр частиц (PF), который учитывает негауссовское распределения шума и предполагает совместное использование измерений пеленгов от всех АНПА. Для вероятностного представления состояния акулы, PF использует набор N частиц, каждая из которых имеет состояние X_n и вес ω_n, где $n = 1,\ldots,N$. На каждом временном шаге PF обновляет распределение частиц, используя два шага: прогнозирование и исправление. На этапе прогнозирования каждая частица продвигается вперед во времени с использованием модели стохастического движения. Затем вычисляется рассогласование ожидаемых и фактических пеленгов для каждого АНПА, которое используется для пересчета веса частиц. Весовая функция реализует гауссову функцию плотности вероятности. На этапе коррекции набор частиц повторно заполняется частицами, выбранными случайным образом с вероятностью, пропорциональной их весу.

Децентрализованная система управления позволяет АНПА обходить предполагаемое местоположение акулы, при этом каждый АНПА описывает вокруг цели круги разного радиуса и под разными углами по отношению к цели, чтобы получить одновременные точки обзора и минимизировать вероятность столкновения АНПА.

Серия экспериментов с использованием двух АНПА, которая была проведена вблизи острове Санта-Каталина в Калифорнии, продемонстрировала способность отслеживать меченую акулу. Производительность отслеживания сравнивалась со стандартным ручным отслеживанием, выполняемым с помощью направленного гидрофона, которым управлял исследователь на лодке. В дополнительном эксперименте

АНПА отслеживали акустическую метку, прикрепленную к судну слежения, чтобы количественно оценить ошибку оценки состояния системы.

3. Методы для локализации и отслеживания групповых источников шума

В работе [6] исследовано применение вероятностного многогипотезного трекера (probabilistic multihypothesis tracker /PMHT/) для решения задачи подводного отслеживания нескольких целей по пеленгам в условиях помех. Рассмотрены подходы PMHT на основе расширенного (extended) фильтра Калмана (PMHTe) и ансцентного (unscented) фильтра Калмана (PMHTu) для решения указанной проблемы, характеризуемой высокой степени нелинейности в модели измерений. Благодаря наличию нескольких датчиков формирования пеленга, удается избежать проблемы ненаблюдаемости, возникающей при отслеживании цели с использованием одного датчика пеленга.

Модельные эксперименты были выполнены для случая, когда имеется три стационарных наблюдателя и три мобильных источника шума (цели). Результаты моделирования показали, что подход PMHTu работает достаточно хорошо в условиях высокого уровня шума измерений, в то время как PMHTe работает несколько хуже. В связи с предполагаемым использованием системы в режиме реального времени, выполнены оценки вычислительной нагрузки PMHTe и PMHTu, которые оказались низкими.

Задача пассивного обнаружения и локализации посторонних объектов в заданной акватории с указанным размером контролируемой области посредством использования группы автономных необитаемых подводных аппаратов рассмотрена в статье [7]. Предполагается, что на борту АНПА установлены антенны скалярно-векторных приемников /СВП/ для обнаружения и определения направления на источник шума. Для решения поставленной задачи исследован подход на основе использования генетического алгоритма. Рассмотрен централизованный вариант работы таких АНПА, когда собранная текущая информация от всех АНПА передается в один АНПА-лидер, который на основе обработки полученной информации формирует план работы группы, включающий параметры движения всех АНПА, для обнаружения и определения местоположения источников шума.

При реализации генетического алгоритма исследованы две стратегии отбора особей для проведения скрещивания - «быстрая» (жадная) и «медленная» (надежная). Для исследования способности алгоритма к перепланированию траектории в ситуации с мобильными источниками шума (ИШ) были выполнены эксперименты с тремя АНПА и 15 источниками шума. Скорость перемещения ИШ выбиралась случайным образом и находилась в пределах от 0 до ½ скорости АНПА. Приведены результаты модельных экспериментов, которые демонстрируют работоспособность предложенного подхода.

В статье [8] рассмотрена задача пассивного обнаружения и локализации посторонних объектов – подводных источников шума в заданной акватории посредством использования одиночного автономного необитаемого подводного аппарата. Предполагается, что для обнаружения и определения направления на источник шума АНПА оснащен СВП.

Предложен алгоритм формирования траектории движения АНПА, основанный на минимизации эллипса ошибок локализации обнаруженных ИШ. Приведены результаты модельных экспериментов с двумя ИШ, которые демонстрируют работоспособность предложенного алгоритма. Указано, что с увеличением числа ИШ при использовании предложенного способа эффективность сокращения области неопределенности для каждого ИШ уменьшается.

Отмечается, что разработанный подход в дальнейшем предполагается масштабировать до использования нескольких АНПА с распределенным управлением и независимым формированием траекторий движения отдельных АНПА. При этом предполагается, что большая акватория делится на части, которые распределяются между отдельными АНПА. Каждый АНПА обследует отведенный ему участок в соответствии с предложенным способом независимо от остальных АНПА. Такой подход обладает высокой степенью живучести, так как выход из строя отдельных АНПА не приводит к сбою работы всей системы. При этом возможна ситуация, когда участки частично перекрываются, а АНПА могут обмениваться между собой информацией об обнаруженных и локализованных ИШ.

4. Заключение

Выполнен обзор исследований, рассмотренных в приведенных публикациях, посвященный формированию траекторий движения АНПА, оснащенных пеленгаторами, с целью эффективного отслеживания подводных источников шума с использованием только измерений пеленга. Отмечается, что при решении задачи локализации и отслеживания одиночных и групповых источников шума широко используются подходы на основе методов максимального правдоподобия, фильтрации Калмана и фильтра частиц. Показано, что маневрирование АНПА позволяет решить проблему не наблюдаемости и может значительно повысить точность отслеживания подводных источников шума.

В дальнейших исследованиях предполагается рассмотреть задачу формирования траекторий движения АНПА, оснащенных пассивными гидроакустическими пеленгаторами, с использованием голографической обработки широкополосных гидроакустических сигналов (ГОС) [9–36]. Данный подход относится к числу наиболее эффективных методов обработки гидроакустических сигналов в океанических волноводах. Его теоретические и математические основы изложены в работах [9–14]. В исследовании [12] метод ГОС был адаптирован для обработки сигналов шумовых источников, а в работах [13, 14] рассмотрены особенности его применения в низкочастотных диапазонах. Кроме того, в [13, 14] проанализированы возможности разрешения нескольких источников при использовании ГОС, тогда как в [17–24] исследована устойчивость данного метода в условиях воздействия внутренних волн. Развитие адаптивных алгоритмов ГОС представлено в работах [25–27], а его применение к антенной обработке сигналов рассмотрено в [27–30]. Вопросы модовой селекции в мелководных волноводах на основе ГОС изучены в [31–36]. Использование ГОС при решении задачи формирования траекторий движения АНПА открывает дополнительные возможности для повышения эффективности пассивной локализации и сопровождения источников шума.

5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

Литература

1. He S., Shin H., Tsourdos A. Trajectory Optimisation for Target Localisation with Bearing-Only Measurement. // IEEE Transactions on Robotics, 2019, Vol. 35, No. 3. – Pp. 653-668.

2. Wolek A., Dzikowicz B., McMahon J., Houston B. H. At-Sea Evaluation of an Underwater Vehicle Behavior for Passive Target Tracking. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2019, Vol. 44, No. 2. – Pp. 514-523.
3. Степанов Д. В., Шалыто А. А. Использование генетического алгоритма для поиска оптимальной траектории наблюдателя. // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики, 2012, № 1 (77). – С. 92-97.
4. Tiranti A., Di Lillo P., Wanderlingh F. et al. Motion Optimization Strategy for Passive Acoustic Monitoring With a Team of AUVs Considering Intermittent Communication. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2025, Vol. 50, No. 4. – Pp. 2782-2796.
5. Lin Y., Kastein H., Peterson T., White C., Lowe C., Clark C. A multi-AUV state estimator for determining the 3D position of tagged fish. // Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. Intell. Robots Syst., 2014. – Pp. 3469-3475.
6. Li X., Willett P., Baum M., Li Y. PMHT Approach for Underwater Bearing-Only Multisensor-Multitarget Tracking in Clutter. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2016, Vol. 41, No. 4. – Pp. 831-839.
7. Павин А. М., Щербатюк А. Ф. О поиске источников шума группой взаимодействующих АНПА с применением генетического алгоритма. // Подводные исследования и робототехника, 2024, № 2 (48). – С. 26-37.
8. Щербатюк А. Ф., Ладыкин Н. В., Переселков А. С. Пассивное обнаружение и локализация подводных источников шума одиночным автономным необитаемым подводным аппаратом. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2025, Т. 17, № 4. – С. 717-728.
9. Кузькин В. М., Переселков С. А., Кузнецов Г. Н. Спектрограмма и локализация источника звука в мелководном море. // Акустический журнал, 2017, Т. 63, № 4. – С. 406-418.
10. Кузькин В. М., Переселков С. А., Матвиенко Ю. В., Ткаченко С. А. Обнаружение источника в диспергирующих средах. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2019, Т. 11, № 3. – С. 337-344.
11. Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Matvienko Y. V., Lyakhov G. A., Tkachenko S. A. Noise source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 1. – Pp. 68-74.
12. Pereselkov S., Kuz'kin V. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // Journal of the Acoustical Society of America, 2022, Vol. 151. – Pp. 666-676.
13. Ehrhardt M., Pereselkov S. A., Kuz'kin V. M., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // Journal of Sound and Vibration, 2023, Vol. 544. – P. 117388.
14. Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Kuznetsov G. N., Grigor'ev V. A. Resolving power of the interferometric method of source localization. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 150-159.
15. Кузькин В. М., Переселков С. А., Грачев В. И., Рыбянец П. В., Ткаченко С. А. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2024, Т. 16, № 3. – С. 395-406.
16. Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Zvyagin V. G., Malykhin Yu. A., Prosovetskiy D. Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 160-167.

17. Badiey M., Kuz'kin V. M., Lyakhov G. A., Pereselkov S. A., Prosovetskiy D. Yu. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. // Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 4. – Pp. 313-319.
18. Kaznacheeva E. S., Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2021, Vol. 29, No. 3. – Pp. 278-284.
19. Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Badiey M., Ladykin N. V., Malykhin A. Yu., Tkachenko S. A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2023, Vol. 31, No. 5. – Pp. 346-354.
20. Badiey M., Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A. Interferometry of hydrodynamics of oceanic shelf caused by intensive internal waves. // Fundamental and Applied Hydrophysics, 2020, Vol. 1. – Pp. 45-55.
21. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Казначеева Е. С., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Рыбянец П. В. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2022, Т. 14, № 2. – С. 197-204.
22. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Ладыкин Н. В., Куцов М. В. Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2023, Т. 15, № 3. – С. 317-326.
23. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 1922.
24. Кузькин В. М., Матвиенко Ю. В., Пересёлков С. А., Казначеева Е. С. Интерферометрическая обработка с использованием вертикальной линейной антенны. // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика, 2020, № 2. – С. 14-23.
25. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Ткаченко С. А., Казначеев И. В. Реализация адаптивного интерферометрического метода локализации источника звука. II часть. // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика, 2020, № 1. – С. 14-23.
26. Pereselkov S., Kuz'kin V., Lyakhov G., Tkachenko S., Kaznacheeva E. Adaptive Algorithms for Interferometric Processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28. – Pp. 267-273.
27. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Ткаченко С. А., Казначеев И. В. Интерферометрическая обработка акустической информации с использованием протяженных антенн в диспергирующих средах. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2020, Т. 12, № 4. – С. 483-494.
28. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Матвиенко Ю. В., Ткаченко С. А., Просовецкий Д. Ю. Обнаружение шумового сигнала в океаническом волноводе горизонтальной антенной. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2022, Т. 14, № 1. – С. 65-72.
29. Kuz'kin V. M., Matvienko Yu. V., Pereselkov S. A., Prosovetskii D. Yu., Kaznacheeva E. S. Mode selection in oceanic waveguides. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 2. – Pp. 111-118.
30. Kuz'kin V. M., Matvienko Yu. V., Pereselkov S. A., Kaznacheeva E. S., Tkachenko S. A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 5. – Pp. 314-320.
31. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Казначеева Е. С., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Рыбянец П. В. Выделение мод шумового источника в мелком море методом

голографической интерферометрии в присутствии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2022, Т. 14, № 3. – С. 279-286.
32. Казначеев И. В., Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником. // Акустический журнал, 2018, Т. 64, № 1. – С. 33-45.
33. Kuznetsov G. N., Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Kaznacheev I. V., Grigor'ev V. A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver. // Physics of Wave Phenomena, 2017, Vol. 25, No. 4. – Pp. 299-306.
34. Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Kuznetsov G. N., Kaznacheev I. V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 1. – Pp. 63-73.
35. Переселков С. А., Кузькин В. М., Кузнецов Г. Н., Просовецкий Д. Ю., Ткаченко С. А. Интерференционный метод оценки координат движущегося шумового источника в мелком море с использованием высокочастотных сигналов. // Акустический журнал, 2020, Т. 66, № 4. – С. 437-445.
36. Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Куцов М. В., Переселков С. А. Интерференционная структура шумового поля движущегося источника в высокочастотном диапазоне. // Известия РАН. Серия физическая, 2021, Т. 85, № 6. – С. 907-912.

REFERENCES

1. He, S., Shin, H., Tsourdos, A. Trajectory Optimisation for Target Localisation with Bearing-Only Measurement. // IEEE Transactions on Robotics, 2019, Vol. 35, No. 3. – Pp. 653-668.
2. Wolek, A., Dzikowicz, B., McMahon, J., Houston, B. H. At-Sea Evaluation of an Underwater Vehicle Behavior for Passive Target Tracking. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2019, Vol. 44, No. 2. – Pp. 514-523.
3. Stepanov, D. V., Shalyto, A. A. Using a genetic algorithm to search for the optimal observer trajectory. // Scientific and Technical Bulletin of Saint Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, 2012, No. 1 (77). – Pp. 92-97.
4. Tiranti, A., Di Lillo, P., Wanderlingh, F. et al. Motion Optimization Strategy for Passive Acoustic Monitoring With a Team of AUVs Considering Intermittent Communication. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2025, Vol. 50, No. 4. – Pp. 2782-2796.
5. Lin, Y., Kastein, H., Peterson, T., White, C., Lowe, C., Clark, C. A multi-AUV state estimator for determining the 3D position of tagged fish. // Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. Intell. Robots Syst., 2014. – Pp. 3469-3475.
6. Li, X., Willett, P., Baum, M., Li, Y. PMHT Approach for Underwater Bearing-Only Multisensor-Multitarget Tracking in Clutter. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2016, Vol. 41, No. 4. – Pp. 831-839.
7. Pavin, A. M., Shcherbatyuk, A. F. On searching for noise sources by a group of interacting AUVs using a genetic algorithm. // Underwater Research and Robotics, 2024, No. 2 (48). – Pp. 26-37.
8. Shcherbatyuk, A. F., Ladykin, N. V., Pereselkov, A. S. Passive detection and localization of underwater noise sources by a single autonomous underwater vehicle. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2025, Vol. 17, No. 4. – Pp. 717-728.
9. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kuznetsov, G. N. Spectrogram and localization of a sound source in a shallow sea. // Acoustical Physics, 2017, Vol. 63, No. 4. – Pp. 406-418.

10. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Matvienko, Yu. V., Tkachenko, S. A. Detection of a source in dispersive media. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2019, Vol. 11, No. 3. – Pp. 337-344.
11. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Matvienko, Y. V., Lyakhov, G. A., Tkachenko, S. A. Noise source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 1. – Pp. 68-74.
12. Pereselkov, S., Kuz'kin, V. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // Journal of the Acoustical Society of America, 2022, Vol. 151. – Pp. 666-676.
13. Ehrhardt, M., Pereselkov, S. A., Kuz'kin, V. M., Kaznacheev, I., Rybyanets, P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // Journal of Sound and Vibration, 2023, Vol. 544. – P. 117388.
14. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kuznetsov, G. N., Grigor'ev, V. A. Resolving power of the interferometric method of source localization. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 150-159.
15. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. A. Resolution of noisy signals in the presence of random inhomogeneities of the oceanic medium. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2024, Vol. 16, No. 3. – Pp. 395-406.
16. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Zvyagin, V. G., Malykhin, Yu. A., Prosovetskiy, D. Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 160-167.
17. Badiey, M., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. // Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 4. – Pp. 313-319.
18. Kaznacheeva, E. S., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2021, Vol. 29, No. 3. – Pp. 278-284.
19. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Badiey, M., Ladykin, N. V., Malykhin, A. Yu., Tkachenko, S. A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2023, Vol. 31, No. 5. – Pp. 346-354.
20. Badiey, M., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Interferometry of hydrodynamics of oceanic shelf caused by intensive internal waves. // Fundamental and Applied Hydrophysics, 2020, Vol. 1. – Pp. 45-55.
21. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Rybyanets, P. V. Holographic processing of moving sources in shallow sea in the presence of intensive internal waves. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2022, Vol. 14, No. 2. – Pp. 197-204.
22. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Ladykin, N. V., Kutsov, M. V. Holographic method for localizing a moving sound source in the presence of intensive internal waves. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2023, Vol. 15, No. 3. – Pp. 317-326.
23. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 1922.

24. Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S. Interferometric processing using a vertical linear antenna. // Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2020, No. 2. – Pp. 14-23.
25. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Tkachenko, S. A., Kaznacheev, I. V. Implementation of an adaptive interferometric method for sound source localization. Part II. // Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2020, No. 1. – Pp. 14-23.
26. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Lyakhov, G., Tkachenko, S., Kaznacheeva, E. Adaptive Algorithms for Interferometric Processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28. – Pp. 267-273.
27. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Tkachenko, S. A., Kaznacheev, I. V. Interferometric processing of acoustic information using extended antennas in dispersive media. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2020, Vol. 12, No. 4. – Pp. 483-494.
28. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Matvienko, Yu. V., Tkachenko, S. A., Prosovetskiy, D. Yu. Detection of a noise signal in an oceanic waveguide using a horizontal antenna. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2022, Vol. 14, No. 1. – Pp. 65-72.
29. Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Prosovetskii, D. Yu., Kaznacheeva, E. S. Mode selection in oceanic waveguides. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 2. – Pp. 111-118.
30. Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S., Tkachenko, S. A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 5. – Pp. 314-320.
31. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Rybyanets, P. V. Mode separation of a noise source in shallow sea by holographic interferometry in the presence of intense internal waves. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2022, Vol. 14, No. 3. – Pp. 279-286.
32. Kaznacheev, I. V., Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Interferometric method for detecting a moving sound source using a vector-scalar receiver. // Acoustical Journal, 2018, Vol. 64, No. 1. – Pp. 33-45.
33. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kaznacheev, I. V., Grigor'ev, V. A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver. // Physics of Wave Phenomena, 2017, Vol. 25, No. 4. – Pp. 299-306.
34. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kuznetsov, G. N., Kaznacheev, I. V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 1. – Pp. 63-73.
35. Pereselkov, S. A., Kuz'kin, V. M., Kuznetsov, G. N., Prosovetskiy, D. Yu., Tkachenko, S. A. Interference method for estimating the coordinates of a moving noise source in shallow sea using high-frequency signals. // Acoustical Journal, 2020, Vol. 66, No. 4. – Pp. 437-445.
36. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Kutsov, M. V., Pereselkov, S. A. Interference structure of the noise field of a moving source in the high-frequency range. // Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics, 2021, Vol. 85, No. 6. – Pp. 907-912.

О БЫСТРО РАЗВЕРТЫВАЕМОМ СПОСОБЕ ЛОКАЛИЗАЦИИ ПОДВОДНЫХ ИСТОЧНИКОВ ШУМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОДИНОЧНОГО АНПА

А. Ф. Щербатюк[1], С. А. Переселков[2], Н. В. Ладыкин[2], А. С. Переселков[2]

[1]Институт автоматики и процессов управления ДВО РАН, Владивосток, РФ
[2]Воронежский государственный университет, Воронеж, РФ

Аннотация. В статье рассмотрена задача пассивного обнаружения и локализации посторонних объектов – подводных источников шума (ИШ) в заданной акватории посредством использования одиночного автономного необитаемого подводного аппарата (АНПА). Предполагается, что на борту АНПА установлена антенна скалярно-векторного приемника для обнаружения и определения направления на источник шума. Предложен алгоритм формирования траектории движения АНПА, позволяющий минимизировать области локализации нескольких ИШ. Приведены результаты модельных экспериментов, которые демонстрируют работоспособность предложенного алгоритма.

Ключевые слова: пассивное обнаружение, подводные источники шума, автономный необитаемый подводный аппарат.

ON A RAPIDLY DEPLOYABLE METHOD FOR LOCALIZING UNDERWATER NOISE SOURCES USING A SINGLE AUV

A. F. Shcherbatyuk[1], S. A. Pereselkov[2], N. V. Ladykin[2], A. S. Pereselkov[2]

[1]Institute of Automation and Control Processes FEB RAS, Vladivostok, Russian Federation
[2]Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article considers the problem of passive detection and localization of foreign objects—underwater noise sources (NS)—within a designated water area using a single autonomous underwater vehicle (AUV). It is assumed that the AUV is equipped with a scalar-vector receiver array for detecting the noise source and determining its direction. An algorithm is proposed for planning the AUV trajectory so as to minimize the localization regions of multiple NS. The results of simulation experiments are presented, demonstrating the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords: passive detection, underwater noise sources, autonomous underwater vehicle.

1. Введение

Локализация подводных источников звука является актуальной задачей, имеющей несколько реальных применений. Одной из важных проблем в настоящее время является задача обнаружения малошумных источников, таких как подводные аппараты, пловцы или морские обитатели, которые могут представлять реальную угрозу судам и объектам морской инфраструктуры.

В экологических исследованиях для мониторинга перемещений отдельных водных животных также широко используется акустическая телеметрия. Она основана на мечении отдельных особей передатчиками, излучающими специфический подводный акустический сигнал, который регистрируется акустическими приемниками в определенных местах. При акустической телеметрии дальность обнаружения метки приемником в значительной степени зависит от частоты системы телеметрии, размера

метки, который определяет мощность, и акустических условий под водой, и обычно не превышает 1 километр.

Локализация под водой сопряжена с трудностями, с которыми обычно не сталкиваются при наземных, надводных или воздушных операциях. Подводная связь сильно ограничена по сравнению с наземной связью как с точки зрения пропускной способности, так и надежности. Для обнаружения подводных объектов на средних и дальних дистанциях в основном используются гидролокационные системы. Активные гидролокационные системы используют отдельный излучатель и измеряют отраженный от объектов сигнал, в пассивных системах измеряется собственный шум объекта.

Технология пассивного гидролокатора широко применяется для подводного зондирования и особенно эффективна для скрытных приложений, поскольку она не создает дополнительного шума в окружающей среде. Одной из реализаций пассивного гидролокатора являются скалярно-векторные приемники (СВП). Такие системы позволяют определять направление на источник звука, измеряя разность фаз между сигналами, принимаемыми на разных элементах антенной системы.

Одним из современных и перспективных способов решения задач охраны водных акваторий является применение АНПА. Это связано с их возрастающей эффективностью и значительно меньшей стоимостью по сравнению со стационарными объектами и судами. В последнее время появилось достаточно много сообщений о применении групп АНПА для локализации источников звука путем использования принципов теории оптимального и распределенного управления. Такой подход позволяет нескольким АНПА формировать траектории своего движения и повышать точность локализации за счет триангуляции местоположения источников. Кроме того, такая координация позволяет подводным аппаратам оптимизировать свои траектории в режиме реального времени и максимизировать вероятность обнаружения источника, сохраняя при этом надежную работу в условиях, когда число аппаратов в группе может меняться из-за того, что некоторые аппараты могут выходить из строя или наоборот вводится в состав группы.

Традиционные подходы к локализации подводных источников обычно основаны на методах с моделями обработки сигналов и теории оценивания. Эти подходы эффективны, но требуют знания основных параметров акустической среды и характеристик датчиков, которые не всегда могут быть доступны в реальных условиях. Кроме того, адаптацию к динамичным и неопределенным условиям при групповых операциях затрудняют коммуникационные ограничения и изменчивость окружающей среды.

В последнее время значительное внимание разработчиков привлекают методы на основе обучения с подкреплением (reinforcement learning – RL) благодаря своему успеху в решении сложных задач принятия решений и управления, включая среды с многомерными пространствами состояний и ограниченными предварительными знаниями. Достижения в области глубокого обучения в сочетании с усовершенствованными алгоритмами обучения и возрастающими вычислительными ресурсами позволили методам RL достигнуть значительных результатов в различных областях, включая робототехнику и автономную навигацию.

В задаче локализации подводных источников RL предлагает подход для оптимизации траекторий АНПА на основе данных. В отличие от традиционных подходов, основанных на моделях, которые часто основаны на определенных предположениях об окружающей среде и характеристиках датчиков, RL позволяет формировать адаптивные стратегии, взаимодействуя с реальной или модельной средой. Одной из основных проблем RL является его зависимость от больших объемов

обучающих данных, которые трудно получить при выполнении подводных операций из-за ограничений акустической связи.

Одним из направлений исследований в данной области является разработка недорогих и оперативных способов поиска и локализации подводных источников шума. Использование группы АНПА кратно их количеству удорожает решение задачи поиска источников шума из-за высокой стоимости отдельных АНПА. Организация групповой работы АНПА связана с усложнением общей системы управления. Существенно усложняется и становится дороже навигационная система, обеспечивающая одновременное позиционирование всех АНПА из группы.

В настоящей статье изложены некоторые результаты исследования предложенного быстро развертываемого способа поиска подводных источников шума, предназначенного для их локализации с применением одиночного АНПА, оснащенного СВП.

2. Обзор исследований в области локализации подводных источников шума

В случае обнаружения посторонних подводных объектов возникает задача их локализации и распознавания, а также оперативной передачи полученной информации в центр управления. При принятии решения о том, что выявленный объект является нарушителем, необходимо организовать его перехват. В последние годы появилось большое количество публикаций, посвященных решению указанных задач, некоторый их перечень приведен в работах [1, 2].

Один из подходов к решению задачи локализации основан на декомпозиции заданной области на независимые связные части, которые распределяются между аппаратами. Каждый аппарат после разбиения отвечает за обнаружение и локализацию посторонних объектов только в своей области. Примерами таких разбиений областей могут быть диаграммы Вороного [3] или Equitable Partitioning [4]. Для эффективной работы данных методов требуется наличие полной информации о расположении аппаратов и состоянии среды, что часто затруднено при использовании распределенных стратегий. Кроме того, в некоторых ситуациях области после разбиения получаются достаточно большими, что усложняет обмен данными между аппаратами из-за значительного ухудшения качества подводной связи на дистанциях больше 1 километра.

Еще одним из распространенных является теоретико-игровой подход. При его использовании также предполагается наличие посторонних источников шума и задача состоит в максимизации вероятности их обнаружения. В работе [5] представлен теоретико-игровой подход для максимизации объема информации, собираемой при проведении многоагентного совместного поиска в интересующем районе. Разрабатывается игра, в которой действия игрока определяют, где и как собирается информация, при фиксированных затратах на поиск. Предложено алгоритмическое решение проблемы распределения поисковых запросов, при котором поисковые агенты могут сотрудничать в своих усилиях по устранению ложных срабатываний. Теоретико-игровые методы, как правило, являются централизованными и вычислительно затратными [6], что ограничивает их применение на борту АНПА.

Работа [7] посвящена задаче патрулирования области в подводной среде с помощью группы АНПА. Рассмотрена децентрализованная стратегия, допускающая обмен информацией между аппаратами с возможной потерей данных и учитывающая сложности сетевого взаимодействия в подводной среде. Исследованы алгоритмы на основе методов обучения с подкреплением и проведен их сравнительный анализ. Описаны результаты моделирования работы предложенных алгоритмов в среде OpenAI gym. Метод поиска с использованием нескольких агентов и оптимизированный алгоритм распределения задач для охвата заданного района и исследования целей

предложен в статье [8]. В этой работе одновременно рассматриваются разнородность агентов и целей, решение проблем поиска целей и распределения задач в неизвестных морских условиях. Модель поиска цели учитывает радиус и скорость движения агентов. Представлен гибридный генетический алгоритм для решения проблемы распределения задач с большим количеством агентов и целей. Экспериментальные результаты демонстрируют эффективность предложенного подхода в координации за относительно короткое вычислительное время действий 20 агентов при наличии 100 целей.

В работе [9] исследовано использование мультиагентного обучения с подкреплением Multi-Agent Reinforcement Learning (MARL) для решения задачи локализации подводных источников звука с использованием нескольких АНПА, оснащенных пассивными гидролокаторами. Используется обучение на основе моделирования для разработки адаптивных и основанных на данных стратегий координации АНПА. Основные задачи включают формулировку проблемы локализации нескольких объектов таким образом, чтобы ее можно было решить с помощью RL-решений, разработку подхода MARL, который оптимизирует траектории АНПА для максимизации вероятности обнаружения и оценку эффективности этого метода в сравнении с традиционными подходами, основанными на моделях.

Разработанная в корейском институте Korea Research Institute of Ships and Ocean Engineering (KRISO) автономная система для наблюдения за морем и преследования незаконных судов описана в работе [10]. Для решения указанной задачи задействуется группа надводных безэкипажных катеров (БЭК) типа ARAGON, которые используют автономную навигационную систему SANS (все указанные устройства разработаны в KRISO). Описаны испытания в реальном морском районе, выполненные для оценки надежности работы системы по поддержке контроля над незаконными судами. В испытаниях использовались четыре БЭК, один из которых имитировал корабль нарушитель. Полевые испытаний выполнены в морском районе острова Дзебу в Корее. Отмечено, что три БЭК при поддержке системы SANS успешно функционируют и могут выполнять действия по преследованию незаконного судна в таких ситуациях, как одновременное преследование незаконного судна, перехват пути отхода незаконного судна и его конвоирование.

В статье [11] рассматривается проблема, связанная с обнаружением, локализацией и отслеживанием подвижного подводного постороннего объекта с предварительно неизвестным положением. Используется совместная команда из трех АНПА для акустического обнаружения. Автономный узел планирования маршрута и распределения задач управляет совместной работой аппаратов в морской среде. Разработан алгоритм, сочетающий в себе информацию о прогностических измерениях от Q-Learning для совместного планирования траектории. Алгоритм адаптируется к условиям среды, которые влияют на акустические измерения, и координирует работу группы подводных аппаратов для повышения точности определения местоположения цели. Результаты моделирования показывают эффективную работу группы из трех АНПА в условиях имитируемой среды бассейна реки Бедфорд в Канаде.

Значительная часть работ в области локализации и отслеживания подводных источников звука выполняются в рамках экологических исследований для мониторинга перемещений отдельных видов морских обитателей. В работе [12] описано использование подводных глайдеров, оснащенных бортовыми приемниками акустической телеметрии, для отслеживания водных животных. Представлены результаты морских испытаний прототипа усовершенствованного мобильного приемника Innovasea, установленного как на Wave Glider, так и на Slocum Glider, развернутых в заливе Святого Лаврентия в Канаде. Продемонстрировано увеличение вероятности обнаружения помеченных животных в масштабах указанного залива.

В статье [13] представлена система из нескольких подводных аппаратов, способная совместно и автономно отслеживать морские цели (например, особей рыбы), помеченные акустическим передатчиком. Аппараты были оснащены стереогидрофонами, которые принимают сигналы, передаваемые акустическими метками-передатчиками, что позволяет в режиме реального времени вычислять пеленг на метку. Эти измерения передаются между разными подводными аппаратами посредством акустической модемной связи и объединяются с использованием фильтра частиц в каждом аппарате для оценки местоположения цели. Используется система управления несколькими аппаратами типа ведущий/ведомый, позволяющая им двигаться к предполагаемому целевому местоположению, следуя по траекториям, исключающим взаимные столкновения.

В последнее время в пассивных гидролокационных системах широкое распространение находят комбинированные скалярно векторные приемники звука, предназначенные для обнаружения и определения направления на источники шума [14, 15]. В статье [16] рассмотрена задача пассивного обнаружения и локализации посторонних объектов в заданной акватории посредством использования группы АНПА. Предполагается, что на борту каждого АНПА установлена антенна СВП для обнаружения и определения направления на источник шума. В работе рассмотрены некоторые варианты организации групповой работы АНПА и исследован централизованный вариант, когда собранная текущая информация от всех АНПА передается в один АНПА лидер, который на основе обработки полученной информации формирует план работы группы. План включает параметры движения всех АНПА для обнаружения и определения местоположения источников шума. Способ основан на применении генетического алгоритма, исследованы несколько вариантов его реализации. Приведены результаты модельных экспериментов, которые демонстрируют работоспособность предложенного способа.

3. Метод решения задачи локализации подводных источников шума

Рассмотрим ситуацию, когда для обнаружения подводных источников шума в указанной акватории с заданным размером контролируемой области используется одиночный АНПА. Предполагается, что на борту АНПА установлена антенна СВП для обнаружения и определения направления на источники шума. АНПА может обрабатывать собранную им информацию и на ее основе формировать траекторию своего движения. Предполагается, что обеспечивается навигация АНПА с требуемой точностью. Обозначим r_{max} максимальную дальность работы СВП. При обнаружении ИШ предполагается, что он находится на отрезке длиной r_{max}, который исходит из точки местоположения АНПА. Для упрощения описания рассмотрим плоскую постановку задачи, когда глубины ИШ и АНПА равны. Область, описывающая возможное местоположение ИШ, представляет собой узкий круговой сектор, с учетом ошибки определения пеленга на него (рис. 1). Большая ось эллипса ошибок, описывающего данный сектор, совпадает с осью сектора, а малая проходит перпендикулярно большой оси через точку геометрического центра сектора, которая находится на расстоянии R от АНПА:

$$R = 2r_{max} sin(\alpha) / (3\alpha),$$

где α – угловая ошибка определения пеленга на ИШ. При малых α справедливо приближение $R \approx 2r_{max} / 3$.

Рассмотрим неподвижную систему координат, центр которой связан с АНПА в начальный момент времени работы, а ось Ох направлена на первый выявленный ИШ. В указанной системе координат центр эллипса ошибок определения местоположения

первого ИШ находится в точке с координатами $(R, 0)$. Для минимизации эллипса ошибок возможного местоположения ИШ, АНПА необходимо выйти на линию, совпадающую с малой осью эллипса ошибок, для повторного обнаружения ИШ. При наличии двух ИШ, для минимизации их областей неопределенности АНПА должен выйти в точку пересечения прямых, совпадающих с малыми осями их эллипсов ошибок (рис.1). Пересечения круговых секторов после двух последовательных обнаружений для двух ИШ обозначены A и B, они указывают на предполагаемые области локализации ИШ после выхода АНПА в расчетную точку и повторного обнаружения ИШ.

Задача заключается в формировании траектории движения АНПА таким образом, чтобы минимизировать области локализации обнаруженных источников шума. Обозначим φ пеленг на второй ИШ, тогда координаты центра эллипса ошибок второго ИШ равны $(Rcos(\varphi), Rsin(\varphi))$. Координаты точки пересечения прямых, совпадающих с малыми осями их эллипсов ошибок, равны:

$$x = R,\ y = R(1-cos(\varphi))/sin(\varphi), \quad (1)$$

где предполагается, что $(\pi - \alpha/2) > \varphi > \alpha/2$, так как в ином случае два ИШ будут неразличимы для СВП. Для малого угла φ получаем $y \approx R\varphi/2$. В случае присутствия более двух ИШ, с целью уменьшения областей неопределенности для каждой пары ИШ формируется точка пересечения прямых, совпадающих с малыми осями их эллипсов ошибок, и АНПА должен выйти в точку, соответствующую геометрическому центру образованного облака точек:

$$x = (\Sigma_1^n x_i)/n,\ y = (\Sigma_1^n y_i)/n \quad (2)$$

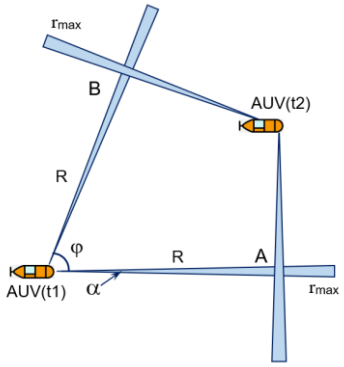


Рис. 1. Локализация двух ИШ (области A и B) с использованием одиночного АНПА.

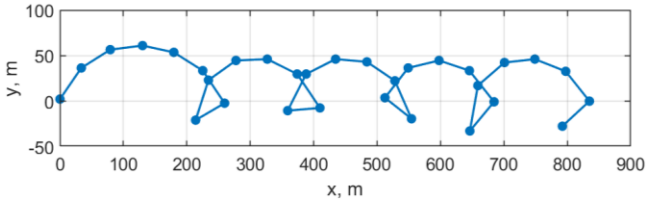


Рис. 3. Траектории движения АНПА при локализации подвижного ИШ.

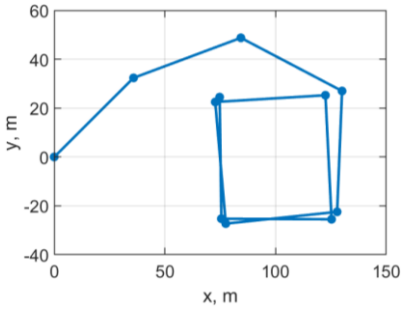


Рис. 2. Траектории движения АНПА при локализации неподвижного ИШ.

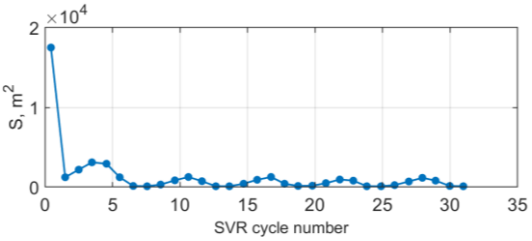


Рис. 4. Процесс локализации ИШ во время движения АНПА и ИШ.

где (x_i, y_i) точки пересечения пар ИШ в единой системе координат, а n – число пар ИШ.

Оценка точности и работоспособности пассивного обнаружения и локализации подводных источников шума выполнена в рамках численного моделирования. Модельные эксперименты выполнены в среде IDLE (Python). Рассмотрена кинематическая задача без учета динамики движения АНПА.

На начальном этапе рассмотрена ситуация, когда имеется один неподвижный ИШ, расположенный в точке с координатами (100, 0) м. Во всех экспериментах начальное местоположение АНПА находилось в точке (0, 0) м, скорость движения АНПА составляла v_a = 1 м/с, курс формировался в соответствии с приведенным выше алгоритмом. Период получения информации от СВП был выбран равным τ = 50 сек. Время эксперимента составило 10 тактов работы СВП. Полагалось, что случайная ошибка определения пеленга была равномерно распределена в диапазоне ($-\alpha$, α) относительно истинного значения. При моделировании использовалось значение α = 1 град. Максимальная дальность работы СВП была выбрана равной r_{max}= 1000 м. На рис. 3 показана траектория движения АНПА при локализации неподвижного ИШ. После выхода в ближнюю окрестность ИШ, АНПА выполняет вокруг него циклические движения. Модельный эксперимент показал, что область локализации ИШ уменьшилась с 17453 м^2 на первом шаге до 1.5 м^2 после выхода АНПА на циклическую траекторию.

Далее рассмотрена ситуация, когда имеется один подвижный ИШ, с начальным местоположением в точке с координатами (100, 0) м и конечным в точке (850, 0) м, который двигался со скоростью v_s = 0.5 м/с курсом φ = 0 град. Время эксперимента составило 30 тактов работы СВП. На рис. 4 показана траектория движения АНПА для локализации ИШ, которая представляет собой циклоиду вокруг движущегося ИШ. Процесс локализации ИШ во время движения АНПА и ИШ показан на рис.5. Указанный процесс имеет установившийся ограниченный колебательный характер с максимальным значением области локализации ИШ, не превышающем 1200 м^2, что составляет менее 7 % от начального значения.

4. Заключение

В статье предложен способ использования одиночного АНПА, который позволяет минимизировать области локализации обнаруженных ИШ. Приведенные результаты модельных экспериментов демонстрируют работоспособность алгоритма, реализующего указанный способ. Использование предложенного способа и разработанного алгоритма формирования траектории движения АНПА приводит к значительному снижению сложности и стоимости системы поиска подводных источников шума за счет использования только одного АНПА, оснащенного СВП. Повышается оперативности развертывания описанной системы поиска подводных источников шума по сравнения с комплексами аналогичного назначения, использующими группы АНПА. Однако с увеличением числа ИШ при использовании предложенного способа эффективность сокращения области неопределенности для каждого ИШ уменьшается.

В дальнейшем предполагается исследовать задачу локализации для трех и более ИШ с использованием распределенного управления несколькими АНПА на основе предложенного алгоритма независимого формирования траекторий движения отдельных АНПА. Предполагается, что большая акватория делится на части, которые распределяются между отдельными АНПА. Каждый АНПА обследует отведенный ему участок в соответствии с предложенным способом независимо от остальных АНПА. Такой подход обладает высокой степенью живучести, так как выход из строя отдельных

АНПА не приводит к сбою работы всей системы. При этом возможна ситуация, когда участки частично перекрываются, а АНПА могут обмениваться между собой информацией об обнаруженных и локализованных ИШ.

В последующих работах предполагается исследовать возможность применения голографических методов к решению рассмотренной задачи. Разрабатываемые подходы голографической обработки гидроакустических сигналов основаны на устойчивых характеристиках интерференционной структуры (интерферограммы), формируемой звуковыми источниками [17–22]. Геометрия и распределение локальных полос интерферограммы зависят от используемого диапазона частот, параметров волноводной среды, а также от скорости и направления движения источника. Голографические методы обнаружения и локализации звуковых источников, применимые как в низко-, так и в высокочастотных диапазонах [20–27], обладают высокой устойчивостью к шумовым воздействиям, слабо реагируют на изменения океанологических характеристик и надёжно функционируют в условиях пространственно-временной нестационарности среды [28–34]. Комбинация голографической обработки с методами оценки глубины [35, 36] обеспечивает повышенную помехоустойчивость при решении задач мониторинга подводной обстановки — от обнаружения [37, 38] и различения целей [39–41] до определения направления прихода сигнала [42–44], а также вычисления радиальной скорости, расстояния [17–21] и глубины [35, 36] малошумных подводных объектов. Кроме того, использование голографической обработки открывает возможность внедрения адаптивных алгоритмов [45–47], эффективных даже при отсутствии предварительной информации о параметрах среды, а также выполнения модовой селекции в регулярных и нерегулярных волноводах [48–49]. Этот подход демонстрирует более высокую способность к фокусировке по сравнению с классическими методами, такими как обращение волнового фронта или временной реверс к положению исходного источника [50]. Перечисленные особенности голографического метода делает его крайне перспективным для решения задач локализации.

5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

Литература

1. Ferri G., Munafò A., Tesei A., Braca P., Meyer F., Pelekanakis K., Petroccia R., Alves J., Strode C., LePage K. Cooperative robotic networks for underwater surveillance: an overview. // IET Radar, Sonar & Navigation, 2017, Vol. 11, No. 1. – Pp. 40-61.
2. Спорышев М. С., Щербатюк А. Ф. Об использовании групп морских роботов для охраны водных акваторий: краткий обзор. // Подводные исследования и робототехника, 2018, № 2. – С. 21-27.
3. Antonelli G. et al. Harbour protection strategies with multiple autonomous marine vehicles. // Proc. Int. Workshop on Modelling and Simulation for Autonomous Systems, 2014. – Pp. 241-261.
4. Pavone M., Arsie A., Frazzoli E., Bullo F. Equitable partitioning policies for robotic networks. // Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation, 2009. – Pp. 2356-2361.
5. Baylog J., Wettergren T. A ROC-Based Approach for Developing Optimal Strategies in UUV Search Planning. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2018, Vol. 43, No. 4. – Pp. 843-855.
6. Mnih V., Badia A., Mirza M. et al. Asynchronous methods for deep reinforcement learning. // Proc. 33rd Int. Conf. on Machine Learning, New York, USA, 2016.

7. Спорышев М. С., Щербатюк А. Ф. О некоторых алгоритмах решения задачи патрулирования подводной среды с помощью группы взаимодействующих АНПА. // Подводные исследования и робототехника, 2019, № 4. – С. 21-26.
8. Li Z., Zhang Y., Cheng C., Yan Y. Optimization of multi-agent collaboration for efficient maritime target search and probe tasks allocation. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2025, Vol. 50, No. 3. – Pp. 1836-1854.
9. Middelkoop J., Celi F., Faggiani A., Hummel H., Bhulai S., Tesei A., Been R., Ferri G. Optimizing source localization via reinforcement learning in multi-agent underwater networks. // Proc. OCEANS 2025 MTS/IEEE Conf., Brest, France, 2025.
10. Son N., Park H., Pyo C. On the sea test of autonomous sea surveillance using a swarm of unmanned surface vehicles. // Proc. OCEANS 2025 MTS/IEEE Conf., Brest, France, 2025.
11. Lindsay J., Seto M., Bauer R. Collaboration of marine robots towards dynamic target localization and tracking. // Proc. OCEANS 2024 MTS/IEEE Conf., Halifax, Canada, 2024.
12. Smith C., Phillips K., Roth D., Comeau A. Improving fish tracking over large-scale oceans with autonomous marine vehicles and a new directional acoustic telemetry receiver. // Proc. OCEANS 2024 MTS/IEEE Conf., Halifax, Canada, 2024.
13. Lin Y. et al. A multi-autonomous underwater vehicle system for autonomous tracking of marine life. // Journal of Field Robotics, 2017, Vol. 34, No. 4. – Pp. 757-774.
14. Sullivan E. Bearing estimation with a single moving pressure-vector sensor. // Proc. OCEANS 2016 MTS/IEEE Conf., Monterey, USA, 2016.
15. Матвиенко Ю. В., Каморный А. В., Хворостов Ю. А. Об одном подходе к решению задачи обнаружения подводного источника шумовых сигналов. // Подводные исследования и робототехника, 2018, № 2 (26). – С. 37-43.
16. Павин А. М., Щербатюк А. Ф. О поиске источников шума группой взаимодействующих АНПА с применением генетического алгоритма. // Подводные исследования и робототехника, 2024, № 2 (48). – С. 26-37.
17. Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море. // Акустический журнал, 2017, Т. 63, № 4. – С. 406-418.
18. Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Голографические методы обработки гидроакустических сигналов (обзор). // Акустический журнал, 2025, Т. 71, № 1. – С. 96-117.
19. Pereselkov S. A., Kuz'kin V. M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // Journal of the Acoustical Society of America, 2022, Vol. 151, No. 2. – Pp. 666-676.
20. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // Journal of Sound and Vibration, 2023, Vol. 544. – P. 117388.
21. Глущенко М. Ю., Кузькин В. М., Матвиенко Ю. В., Пересёлков С. А., Хворостов Ю. А., Ткаченко С. А. Голографический метод идентификации шумового подводного источника в мелком море. // Акустический журнал, 2024, Т. 70, № 3. – С. 67-77.
22. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Y., Tkachenko S., Rybyanets P. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // Journal of Marine Science and Engineering, 2024, Vol. 12. – P. 704.
23. Казначеев И. В., Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником. // Акустический журнал, 2018, Т. 64, № 1. – С. 33-45.

24. Kuznetsov G. N., Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Kaznacheev I. V., Grigor'ev V. A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver. // Physics of Wave Phenomena, 2017, Vol. 25, No. 4. – Pp. 299-306.
25. Переселков С. А., Кузькин В. М., Кузнецов Г. Н., Просовецкий Д. Ю., Ткаченко С. А. Интерференционный метод оценки координат движущегося шумового источника в мелком море с использованием высокочастотных сигналов. // Акустический журнал, 2020, Т. 66, № 4. – С. 437-445.
26. Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Куцов М. В., Переселков С. А. Интерференционная структура шумового поля движущегося источника в высокочастотном диапазоне. // Известия РАН. Серия физическая, 2021, Т. 85, № 6. – С. 907-912.
27. Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Zvyagin V. G., Malykhin Yu. A., Prosovetskiy D. Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 160-167.
28. Badiey M., Kuz'kin V. M., Lyakhov G. A., Pereselkov S. A., Prosovetskiy D. Yu., Tkachenko S. A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. // Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 4. – Pp. 313-319.
29. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Казначеева Е. С., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Рыбянец П. В. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2022, Т. 14, № 2. – С. 197-204.
30. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Ладыкин Н. В., Куцов М. В. Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2023, Т. 15, № 3. – С. 317-326.
31. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 1922.
32. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of Intense Internal Waves Traveling Along an Acoustic Path on Source Holographic Reconstruction in Shallow Water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13. – P. 1409.
33. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Effects of Irregular Bathymetry on Hologram Formation of Moving Source in Shallow Water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13. – P. 1775.
34. Беседина Т. Н., Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума. // Акустический журнал, 2015, Т. 61, № 6. – С. 718-728.
35. Kuznetsov G. N., Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Prosovetskiy D. Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide. // Physics of Wave Phenomena, 2016, Vol. 24, No. 4. – Pp. 310-316.
36. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Матвиенко Ю. В., Ткаченко С. А. Обнаружение источника в диспергирующих средах. // РЭНСИТ, 2019, Т. 11, № 3. – С. 337-344.
37. Матвиенко Ю. В., Кузькин В. М., Переселков С. А., Ладыкин Н. В., Грачев В. И. Обнаружение и локализация шумового подводного источника в мелководной акватории на фоне интенсивного судоходства. // РЭНСИТ, 2025, Т. 17, № 2. – С. 211-220.

38. Kuz'kin V. M., Kuznetsov G. N., Pereselkov S. A., Grigor'ev V. A. Resolving power of the interferometric method of source localization. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 150-159.
39. Кузькин В. М., Переселков С. А., Грачев В. И., Рыбянец П. В., Ткаченко С. А. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды. // РЭНСИТ, 2024, Т. 16, № 3. – С. 395-406.
40. Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Rybyanets P. V., Tkachenko S. A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment. // Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 4. – Pp. 290-299.
41. Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Kuznetsov G. N., Kaznacheev I. V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 1. – Pp. 63-73.
42. Kuznetsov G. N., Kuz'kin V. M., Lyakhov G. A., Pereselkov S. A., Prosovetskiy D. Yu. Direction finding of a noise sound source. // Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 3. – Pp. 237-241.
43. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Грачев В. И., Логачев В. В., Косенко И. М. Голографический метод обработки гидроакустических сигналов высокочастотного источника в мелком море. // РЭНСИТ, 2024, Т. 16, № 4. – С. 545-554.
44. Kaznacheeva E. S., Kuz'kin V. M., Lyakhov G. A., Pereselkov S. A., Tkachenko S. A. Adaptive algorithms for interferometric processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 3. – Pp. 267-273.
45. Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Rybyanets P. V., Tkachenko S. F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals. // Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 5. – Pp. 382-391.
46. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Рыбянец П. В. Адаптивный алгоритм локализации шумовых подводных источников в мелководных акваториях. // РЭНСИТ, 2024, Т. 16, № 4. – С. 533-544.
47. Kuz'kin V. M., Matvienko Yu. V., Pereselkov S. A., Prosovetskii D. Yu., Kaznacheeva E. S. Mode selection in oceanic waveguides. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 2. – Pp. 111-118.
48. Kuz'kin V. M., Matvienko Yu. V., Pereselkov S. A., Kaznacheeva E. S., Tkachenko S. A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 5. – Pp. 314-320.
49. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Казначеева Е. С., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Рыбянец П. В. Выделение мод шумового источника в мелком море методом голографической интерферометрии в присутствии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2022, Т. 14, № 3. – С. 279-286.
50. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 559.

REFERENCES

1. Ferri, G., Munafò, A., Tesei, A., Braca, P., Meyer, F., Pelekanakis, K., Petroccia, R., Alves, J., Strode, C., LePage, K. Cooperative robotic networks for underwater surveillance: an overview. // IET Radar, Sonar & Navigation, 2017, Vol. 11, No. 1. – Pp. 40-61.
2. Sporyshev, M. S., Shcherbatyuk, A. F. On the use of marine robot groups for water area protection: a brief overview. // Underwater Research and Robotics, 2018, No. 2. – Pp. 21-27.

3. Antonelli, G. et al. Harbour protection strategies with multiple autonomous marine vehicles. // Proc. Int. Workshop on Modelling and Simulation for Autonomous Systems, 2014. – Pp. 241-261.
4. Pavone, M., Arsie, A., Frazzoli, E., Bullo, F. Equitable partitioning policies for robotic networks. // Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation, 2009. – Pp. 2356-2361.
5. Baylog, J., Wettergren, T. A ROC-Based Approach for Developing Optimal Strategies in UUV Search Planning. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2018, Vol. 43, No. 4. – Pp. 843-855.
6. Mnih, V., Badia, A., Mirza, M. et al. Asynchronous methods for deep reinforcement learning. // Proc. 33rd Int. Conf. on Machine Learning, New York, USA, 2016.
7. Sporyshev, M. S., Shcherbatyuk, A. F. On some algorithms for patrolling the underwater environment using a group of interacting AUVs. // Underwater Research and Robotics, 2019, No. 4. – Pp. 21-26.
8. Li, Z., Zhang, Y., Cheng, C., Yan, Y. Optimization of multi-agent collaboration for efficient maritime target search and probe tasks allocation. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2025, Vol. 50, No. 3. – Pp. 1836-1854.
9. Middelkoop, J., Celi, F., Faggiani, A., Hummel, H., Bhulai, S., Tesei, A., Been, R., Ferri, G. Optimizing source localization via reinforcement learning in multi-agent underwater networks. // Proc. OCEANS 2025 MTS/IEEE Conf., Brest, France, 2025.
10. Son, N., Park, H., Pyo, C. On the sea test of autonomous sea surveillance using a swarm of unmanned surface vehicles. // Proc. OCEANS 2025 MTS/IEEE Conf., Brest, France, 2025.
11. Lindsay, J., Seto, M., Bauer, R. Collaboration of marine robots towards dynamic target localization and tracking. // Proc. OCEANS 2024 MTS/IEEE Conf., Halifax, Canada, 2024.
12. Smith, C., Phillips, K., Roth, D., Comeau, A. Improving fish tracking over large-scale oceans with autonomous marine vehicles and a new directional acoustic telemetry receiver. // Proc. OCEANS 2024 MTS/IEEE Conf., Halifax, Canada, 2024.
13. Lin, Y. et al. A multi-autonomous underwater vehicle system for autonomous tracking of marine life. // Journal of Field Robotics, 2017, Vol. 34, No. 4. – Pp. 757-774.
14. Sullivan, E. Bearing estimation with a single moving pressure-vector sensor. // Proc. OCEANS 2016 MTS/IEEE Conf., Monterey, USA, 2016.
15. Matvienko, Yu. V., Kamorny, A. V., Khvorostov, Yu. A. On one approach to the problem of detecting an underwater noise source. // Underwater Research and Robotics, 2018, No. 2 (26). – Pp. 37-43.
16. Pavin, A. M., Shcherbatyuk, A. F. Search for noise sources by a group of interacting AUVs using a genetic algorithm. // Underwater Research and Robotics, 2024, No. 2 (48). – Pp. 26-37.
17. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Spectrogram and localization of a sound source in shallow water. // Acoustical Physics, 2017, Vol. 63, No. 4. – Pp. 449-461.
18. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Holographic methods of underwater acoustic signals processing (a review). // Acoustical Physics, 2025, Vol. 71, No. 1. – Pp. 80-100.
19. Pereselkov, S. A., Kuz'kin, V. M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // Journal of the Acoustical Society of America, 2022, Vol. 151, No. 2. – Pp. 666-676.
20. Ehrhardt, M., Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Kaznacheev, I., Rybyanets, P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // Journal of Sound and Vibration, 2023, Vol. 544. – P. 117388.
21. Glushenko, M. Yu., Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Khvorostov, Yu. A., Tkachenko, S. A. Holographic method for localizing an underwater noise source in a shallow sea. // Acoustical Physics, 2024, Vol. 70, No. 3. – Pp. 494-502.

22. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Matvienko, Y., Tkachenko, S., Rybyanets, P. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // Journal of Marine Science and Engineering, 2024, Vol. 12. – P. 704.
23. Kaznacheev, I. V., Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Interferometric method for detecting a moving sound source using a vector-scalar receiver. // Acoustical Physics, 2018, Vol. 64, No. 1. – Pp. 33-45.
24. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kaznacheev, I. V., Grigor'ev, V. A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver. // Physics of Wave Phenomena, 2017, Vol. 25, No. 4. – Pp. 299-306.
25. Pereselkov, S. A., Kuz'kin, V. M., Kuznetsov, G. N., Prosovetskiy, D. Yu., Tkachenko, S. A. Interferometric method for estimating the coordinates of a moving noise source in shallow sea using high-frequency signals. // Acoustical Physics, 2020, Vol. 66, No. 4. – Pp. 437-445.
26. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Kutsov, M. V., Pereselkov, S. A. Interference structure of the noise field of a moving source in the high-frequency range. // Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics, 2021, Vol. 85, No. 6. – Pp. 907-912.
27. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Zvyagin, V. G., Malykhin, Yu. A., Prosovetskiy, D. Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 160-167.
28. Badiey, M., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu., Tkachenko, S. A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. // Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 4. – Pp. 313-319.
29. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Rybyanets, P. V. Holographic processing of moving sources in shallow sea in the presence of intensive internal waves. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2022, Vol. 14, No. 2. – Pp. 197-204.
30. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Ladykin, N. V., Kutsov, M. V. Holographic method for localizing a moving sound source in the presence of intensive internal waves. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2023, Vol. 15, No. 3. – Pp. 317-326.
31. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 1922.
32. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Influence of Intense Internal Waves Traveling Along an Acoustic Path on Source Holographic Reconstruction in Shallow Water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13. – P. 1409.
33. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Effects of Irregular Bathymetry on Hologram Formation of Moving Source in Shallow Water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13. – P. 1775.
34. Besedina, T. N., Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Determining the depth of a sound source in shallow water against intense background noise. // Acoustical Physics, 2015, Vol. 61, No. 6. – Pp. 681-691.
35. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide. // Physics of Wave Phenomena, 2016, Vol. 24, No. 4. – Pp. 310-316.

36. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Matvienko, Yu. V., Tkachenko, S. A. Source detection in dispersive environment. // RENSIT, 2019, Vol. 11, No. 3. – Pp. 337-344.
37. Matvienko, Yu. V., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Ladykin, N. V., Grachev, V. I. Detection and localization of a noisy underwater source in a shallow-water area amid intense shipping traffic. // RENSIT, 2025, Vol. 17, No. 2. – Pp. 211-220.
38. Kuz'kin, V. M., Kuznetsov, G. N., Pereselkov, S. A., Grigor'ev, V. A. Resolving power of the interferometric method of source localization. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 150-159.
39. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. A. Resolution of noisy signals in the presence of random inhomogeneities of the oceanic medium. // RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 3. – Pp. 395-406.
40. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment. // Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 4. – Pp. 290-299.
41. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kuznetsov, G. N., Kaznacheev, I. V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 1. – Pp. 63-73.
42. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu. Direction finding of a noise sound source. // Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 3. – Pp. 237-241.
43. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Logachev, V. V., Kosenko, I. M. Holographic method for processing of hydroacoustic signals from a high-frequency source in a shallow sea. // RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 4. – Pp. 545-554.
44. Kaznacheeva, E. S., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Tkachenko, S. A. Adaptive algorithms for interferometric processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 3. – Pp. 267-273.
45. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals. // Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 5. – Pp. 382-391.
46. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Rybyanets, P. V. Adaptive algorithm for localization of noisy underwater sources in shallow waters. // RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 4. – Pp. 533-544.
47. Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Prosovetskii, D. Yu., Kaznacheeva, E. S. Mode selection in oceanic waveguides. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 2. – Pp. 111-118.
48. Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S., Tkachenko, S. A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 5. – Pp. 314-320.
49. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Rybyanets, P. V. Mode separation of a noise source in shallow sea using holographic interferometry in the presence of intensive internal waves. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2022, Vol. 14, No. 3. – Pp. 279-286.
50. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 559.

О КОРРЕКТНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СИНГУЛЯРНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ В ЗАДАЧЕ КАЛИБРОВКИ СООСНОСТИ ДАТЧИКОВ БИНС

А. Ю. Востров[1], Д. А. Бухонов[2], С. Н. Ушаков[2]

[1]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается известный метод многопозиционной калибровки соосности инерциальных датчиков на основе сингулярного разложения (SVD) матрицы измерений. В ходе численного эксперимента выявлен эффект некорректности метода при определённом угле наклона эталонного инерциального вектора к плоскости вращения. Проведено математическое обоснование данного явления: показано, что при угле $\varphi = \pm\text{arctg}\frac{1}{\sqrt{2}} \approx \pm 35.26^\circ$ сингулярные числа матрицы измерений совпадают, что приводит к не единственности сингулярного разложения. Результаты численного эксперимента подтверждают теоретический вывод: ошибка оценки направляющих косинусов осей имеет выраженный пик в окрестности указанного угла.

Ключевые слова: калибровка инерциальных датчиков; сингулярное разложение; бесплатформенная инерциальная навигационная система; задача Вабы.

ON THE CORRECTNESS OF APPLYING SINGULAR VALUE DECOMPOSITION IN THE PROBLEM OF CALIBRATING THE ALIGNMENT OF SINS SENSORS

A. Yu. Vostrov[1], D. A. Bukhonov[2], S. N. Ushakov[2]

[1] JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. A known method of multi-position calibration of inertial sensor alignment based on singular value decomposition (SVD) of measurement matrix is considered. During numerical experiment, an effect of method ill-posedness at a certain angle of inclination of the reference inertial vector to the rotation plane was revealed. Mathematical justification of this phenomenon is provided: it is shown that at the angle $\varphi = \pm\text{arctg}\frac{1}{\sqrt{2}} \approx \pm 35.26^\circ$ the singular values of the measurement matrix coincide, leading to non-uniqueness of the solution. Numerical experiment results confirm the theoretical finding: the error in estimating the direction cosines of the axes exhibits a pronounced peak in the vicinity of this angle.

Keywords: inertial sensor calibration; singular value decomposition; strapdown inertial navigation system; Wahba's problem.

1. Введение

Задача калибровки инерциальных датчиков (ИД) – акселерометров и датчиков угловых скоростей (ДУС), возникающая при создании бесплатформенных инерциальных навигационных систем (БИНС), распадается на несколько подзадач: температурная калибровка, калибровка ортогональности осей чувствительности, смещений нуля и коэффициентов масштабирования, калибровка соосности датчиков и корпуса БИНС.

Методы определения ориентации на основе сингулярного разложения (SVD) широко применяются в навигации, в том числе в задаче калибровки БИНС, и тесно

связаны с классической задачей Вабы (Wahba's problem) [1]. Задача Вабы заключается в нахождении оптимальной матрицы вращения, которая минимизирует взвешенную сумму квадратов невязок между наблюдаемыми векторами в двух системах координат. Решение этой задачи через SVD было впервые подробно описано в работе Маркли [1], где показано, что метод даёт единственное решение только при условии различия сингулярных чисел матрицы измерений.

В данной работе предполагается, что сигналы ИД откалиброваны по температуре, смещению нуля и масштабному коэффициенту, а оси чувствительности троек ИД взаимно ортогональны [2]. Ставится задача настройки соосности троек акселерометров и ДУС и корпуса БИНС. Цель работы – математическое обоснование условия некорректности известного метода SVD, выявленного в ходе численного эксперимента.

2. Постановка задачи

Используются следующие системы координат: нормальная система координат (НСК) ${}^{g}O\,{}^{g}X\,{}^{g}Y\,{}^{g}Z$, связанная система координат (ССК) ${}^{o}O\,{}^{o}X\,{}^{o}Y\,{}^{o}Z$ и приборная система координат (ПСК) ${}^{i}O\,{}^{i}X\,{}^{i}Y\,{}^{i}Z$. Центры координат во всех системах отсчёта фиксированы относительно корпуса БИНС, все системы являются ортонормированными и одинаково ориентированными.

В НСК ось ${}^{g}O\,{}^{g}X$ совпадает с направлением на Север, ось ${}^{g}O\,{}^{g}Y$ – с направлением на Восток, ${}^{g}O\,{}^{g}Z$ дополняет до левой тройки. В ССК оси ${}^{o}O\,{}^{o}X$ и ${}^{o}O\,{}^{o}Y$ направлены вдоль продольной и поперечной осей корпуса БИНС, а ${}^{o}O\,{}^{o}Z$ также дополняет до левой тройки. Оси ПСК направлены вдоль осей чувствительности ИД.

Матрицы и векторы обозначены жирным шрифтом, система координат – левым верхним индексом. Матрицу перехода от базиса i к базису o обозначаем ${}^{o}_{i}\mathbf{M}$: ${}^{o}\mathbf{x} = {}^{o}_{i}\mathbf{M}\,{}^{i}\mathbf{x}$.

Задача: определить ориентацию ПСК относительно ССК, т. е. найти матрицу ${}^{o}_{i}\mathbf{M}$.

Рассматривается известный метод многопозиционной калибровки, основанный на измерении проекций эталонного инерциального вектора **i** в различных положениях ИД. Проекции **i** в ССК могут быть неизвестны, достаточно, чтобы величина оставалась постоянной в ССК для всех измерений. Например, для акселерометра эталонной инерциальной величиной является ускорение свободного падения, для ДУС – угловая скорость вращения Земли. Рассмотрим случай калибровки ДУС, когда последовательное позиционирование корпуса БИНС происходит в плоскости местной нормали на широте φ, тогда эталонная инерциальная величина ДУС имеет вид:

$$ {}^{g}\mathbf{i} = 15^{\circ}/\text{ч}\,(\cos\varphi, 0,\ \sin\varphi)^{\mathrm{T}}. $$

Корпус БИНС устанавливается так, чтобы с осью ${}^{g}O\,{}^{g}Z$ совпадала одна из осей ССК, затем вращением вокруг этой оси на углы $\frac{2\pi}{N}$ получается N различных положений. Повторяя процедуру для трёх осей ССК, получаем $n = 3N$ положений.

В идеальном случае оси ${}^{o}O\,{}^{o}Z$ и ${}^{g}O\,{}^{g}Z$ сонаправлены. Составим матрицу измерений:

$$ \mathbf{X} = \left({}^{i}\mathbf{i}_0,\ {}^{i}\mathbf{i}_1,\ \ldots,\ {}^{i}\mathbf{i}_{N-1}\right), \qquad (1) $$

где ${}^{i}\mathbf{i}_k$ – вектор-столбец измерений в -м положении. При таком подходе измерения лежат на окружности, вектор от начала координат к её центру и нормаль к плоскости окружности лежат на оси вращения ${}^{o}O\,{}^{o}Z$.

Метод заключается в выполнении сингулярного разложения $\mathbf{X} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^{\mathrm{T}}$ и нахождении среди строк **U** вектора, наиболее близкого к оси вращения (в смысле наибольшего скалярного произведения). Поскольку осью вращения является ${}^{o}O\,{}^{o}Z$, этот вектор можно считать оценкой её направляющих косинусов (НК). Аналогично находятся векторы для осей ${}^{o}O\,{}^{o}X$ и ${}^{o}O\,{}^{o}Y$.

3. Численный эксперимент

При моделировании эксперимента в среде Matlab последовательно вычислялся вектор угловой скорости вращения Земли на широте φ от 0° до 90°с шагом 0.1°, далее к проекциям ${}^{i}\mathbf{i}$ добавлялся вектор независимых несмещённых нормально распределённых случайных величин со среднеквадратическим отклонением (СКО) 10^{-3}. Эксперимент повторялся 1000 раз для каждого дискретного значения φ. После чего вычислялась СКО оценки НК осей ПСК в ССК.

На рисунке 1 показаны тремя линиями зависимости эвклидовой нормы СКО оценки НК осей ПСК в ССК от угла φ между эталонным вектором и плоскостью вращения. В ходе эксперимента был выявлен выраженный пик ошибки при $\varphi \approx 35.2^\circ$. Наблюдается монотонное убывание ошибки при удалении φ от этой точки.

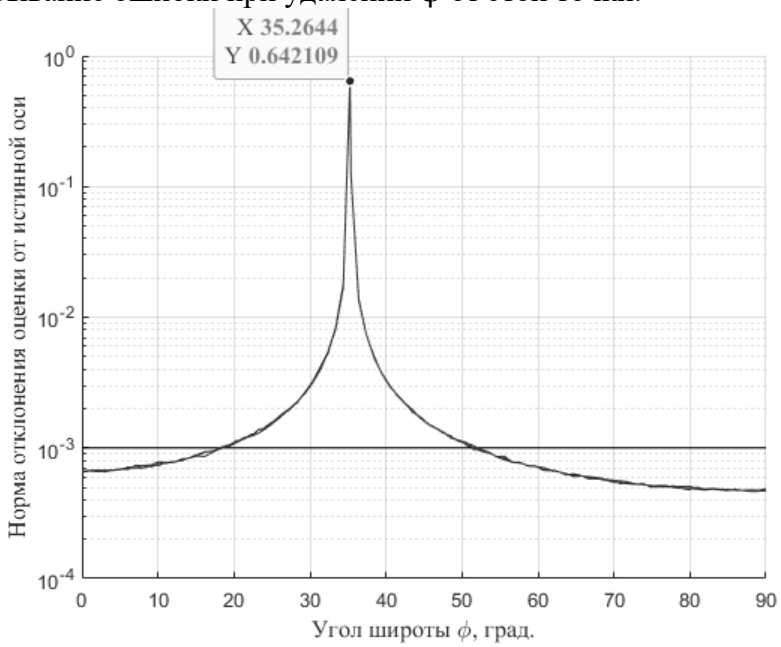


Рис. 1. Зависимость эвклидовой нормы СКО оценки НК осей ПСК в ССК от угла φ при СКО шума 10^{-3}

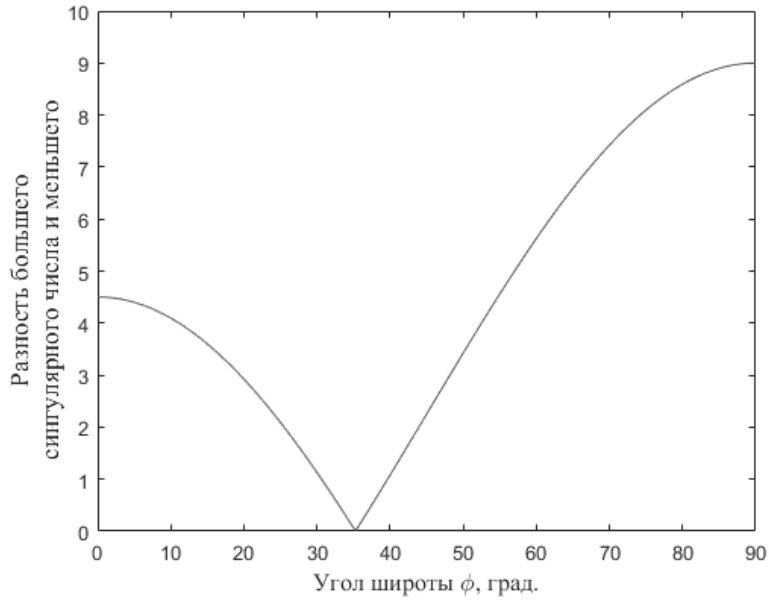


Рис. 2. Зависимость модуля разности сингулярных чисел, матрицы $\boldsymbol{U}$ от угла φ

На рисунке 2 изображена абсолютная разность между сингулярными числами матрицы **U** при разных значениях угла φ, и она полностью соответствует поведению погрешности определения осей.

4. Математическое обоснование сингулярности

Пусть ${}^{o}\mathbf{i}_k$ – эталонный инерциальный вектор в ССК, φ – угол между **i** и плоскостью вращения, $U = \| \mathbf{i} \|$ – абсолютное значение эталонной инерциальной величины, α – угол курса начального положения ИД и

$$\mathrm{Y} = ({}^{\mathrm{o}}\mathrm{i}_1,\ {}^{\mathrm{o}}\mathrm{i}_2,\ \ldots,\ {}^{\mathrm{o}}\mathrm{i}_\mathrm{N}). \tag{2}$$

Учитывая определение матрицы **X** (1), верно следующее соотношение:

$$\mathrm{Y} = {}^{\mathrm{o}}_{\mathrm{i}}\mathrm{M}\,\mathrm{X}. \tag{3}$$

В этом разделе поставленная задача поиска ${}^{o}_{i}\mathbf{M}$ рассматривается в идеальной ситуации: при измерениях нет погрешностей, и мы считаем ${}^{o}O\,{}^{o}Z$ и ${}^{g}O\,{}^{g}Z$ соосными. Это позволяет выписать явный вид матрицы **Y**:

$$\mathrm{Y} = \mathrm{U}\begin{pmatrix} \cos\varphi\cos\alpha_0 & \cos\varphi\cos\alpha_1 & \cdots & \cos\varphi\cos\alpha_{\mathrm{N}-1} \\ -\cos\varphi\sin\alpha_0 & -\cos\varphi\sin\alpha_1 & \cdots & -\cos\varphi\sin\alpha_{\mathrm{N}-1} \\ -\sin\varphi & -\sin\varphi & \cdots & -\sin\varphi \end{pmatrix}. \tag{4}$$

Здесь $\alpha_k = \alpha_0 + \frac{2\pi k}{N}$, причем величина α_0 неизвестна. Пусть $\mathbf{Y} = \mathbf{U}_Y\mathbf{\Sigma}_Y\mathbf{V}_Y^{\mathrm{T}}$ – сингулярное разложение, тогда верно соотношение:

$$\mathrm{Y}\mathrm{Y}^{\mathrm{T}} = \mathrm{U}_\mathrm{Y}\Sigma_\mathrm{Y}\Sigma_\mathrm{Y}^{\mathrm{T}}\mathrm{U}_\mathrm{Y}^{\mathrm{T}}. \tag{5}$$

С другой стороны, пользуясь (3), получаем

$$\mathbf{Y}\mathbf{Y}^{\mathrm{T}} = U^2\begin{pmatrix} \cos^2\varphi\sum_{k=0}^{N-1}\cos^2\alpha_k & \cos^2\varphi\sum_{k=0}^{N-1}\cos\alpha_k\sin\alpha_k & \cos\varphi\sin\varphi\sum_{k=0}^{N-1}\cos\alpha_k \\ \cos^2\varphi\sum_{k=0}^{N-1}\cos\alpha_k\sin\alpha_k & \cos^2\varphi\sum_{k=0}^{N-1}\sin^2\alpha_k & \cos\varphi\sin\varphi\sum_{k=0}^{N-1}\sin\alpha_k \\ \cos\varphi\sin\varphi\sum_{k=0}^{N-1}\cos\alpha_k & \cos\varphi\sin\varphi\sum_{k=0}^{N-1}\sin\alpha_k & N\sin^2\varphi \end{pmatrix}.$$

Эту матрицу можно упростить с помощью следующих тригонометрических соотношений [3]:

$$\sum_{\mathrm{k}=0}^{\mathrm{N}-1}\cos^2\alpha_\mathrm{k} = \sum_{\mathrm{k}=0}^{\mathrm{N}-1}\sin^2\alpha_\mathrm{k} = \frac{\mathrm{N}}{2};$$

$$\sum_{\mathrm{k}=0}^{\mathrm{N}-1}\cos\alpha_\mathrm{k}\sin\alpha_\mathrm{k} = \sum_{\mathrm{k}=0}^{\mathrm{N}-1}\sin\alpha_\mathrm{k} = \sum_{\mathrm{k}=0}^{\mathrm{N}-1}\cos\alpha_\mathrm{k} = 0.$$

Применяя эти тригонометрические соотношения, получаем явное выражение для (5):

$$\mathrm{U}_\mathrm{Y}\Sigma_\mathrm{Y}\Sigma_\mathrm{Y}^{\mathrm{T}}\mathrm{U}_\mathrm{Y}^{\mathrm{T}} = \mathrm{U}^2\mathrm{N}\begin{pmatrix} \frac{1}{2}\cos^2\varphi & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}\cos^2\varphi & 0 \\ 0 & 0 & \sin^2\varphi \end{pmatrix}. \tag{6}$$

Из этого соотношения следует, что, во-первых, сингулярными числами матрицы **Y** являются $\sigma_1 = U\sqrt{\frac{N}{2}}\cos\varphi$ и $\sigma_2 = U\sqrt{N}|\sin\varphi|$, во-вторых, матрица $\mathbf{\Sigma}_Y\mathbf{\Sigma}_Y^{\mathrm{T}}$ имеет вид (6) с точностью до перестановки элементов главной диагонали, и в-третьих, **U** и $\mathbf{\Sigma}_Y\mathbf{\Sigma}_Y^{\mathrm{T}}$ коммутируют.

Из последнего следует, что инвариантные подпространства матриц $\mathbf{U}$ и $\mathbf{\Sigma}_Y\mathbf{\Sigma}_Y^{\mathrm{T}}$ совпадают, а значит, при $\sin^2\varphi \neq \frac{1}{2}\cos^2\varphi$ сингулярный вектор, отвечающий сингулярному числу σ_2, определяется единственным образом с точностью до знака. Пользуясь ортогональностью $\mathbf{U}_Y$, заключаем что $\mathbf{U}_Y$ с точностью до одновременной перестановки строк и столбцов имеет вид:

$$\mathrm{U_Y} = \begin{pmatrix} \mathrm{u_{11}} & \mathrm{u_{12}} & 0 \\ \mathrm{u_{21}} & \mathrm{u_{22}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Умножая левую и правую часть равенства (3) на ${}_i^o\mathbf{M}^{-1} = {}_i^o\mathbf{M}^T$, получим

$$\mathrm{X} = {}_{\mathrm{i}}^{\mathrm{o}}\mathrm{M}^{-1}\,\mathrm{Y} = ({}_{\mathrm{i}}^{\mathrm{o}}\mathrm{M}^{\mathrm{T}}\,\mathrm{U_Y})\Sigma_{\mathrm{Y}}\mathrm{V_Y^T}. \quad (8)$$

Поскольку ${}_i^o\mathbf{M}$ – ортогональная матрица, представление (8) есть сингулярное разложение матрицы $\mathbf{X}$. Отсюда следует, что у матриц $\mathbf{X}$ и $\mathbf{Y}$ сингулярные числа совпадают, и в произвольном сингулярном разложении $\mathbf{X} = \mathbf{U}_X\mathbf{\Sigma}_X\mathbf{V}_X^{\mathrm{T}}$ сингулярный вектор, отвечающий сингулярному числу σ_2, определяется единственным образом с точностью до знака. Пользуясь формулой (7), заключаем, что столбец матрицы $\mathbf{U}_X$, отвечающий σ_2, совпадает с соответствующей строкой матрицы ${}_i^o\mathbf{M}$, что дает возможность определить ось вращения по матрице $\mathbf{U}_X$.

5. Связь с задачей Вабы

Рассматриваемая задача калибровки соосности является частным случаем задачи Вабы [1]. В общей постановке задача Вабы формулируется как поиск ортогональной матрицы ${}_i^o\mathbf{M}$, минимизирующей функционал:

$$\mathrm{J}({}_{\mathrm{i}}^{\mathrm{o}}\mathrm{M}) = \frac{1}{2}\sum_{\mathrm{k=0}}^{\mathrm{N-1}} \alpha_{\mathrm{k}} \left\| {}^{\mathrm{o}}\mathrm{i_k} - {}_{\mathrm{i}}^{\mathrm{o}}\mathrm{M}\,{}^{\mathrm{i}}\mathrm{i_k} \right\|^2,$$

где α_k – весовые коэффициенты измерений. Решение этой задачи через SVD матрицы $\mathbf{B} = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k\ {}^o\mathbf{i}_k\,{}^i\mathbf{i}_k^{\mathrm{T}}$ было предложено в работе [1]. При этом оптимальная матрица вращения вычисляется как ${}_i^o\mathbf{M} = \mathbf{UDV}^{\mathrm{T}}$, где $\mathbf{U\Sigma V}^{\mathrm{T}}$ – сингулярное разложение $\mathbf{B}$, а $\mathbf{D} = \mathrm{diag}\left(1,1,\det(\mathbf{UV}^{\mathrm{T}})\right)$.

Критическим ограничением метода SVD для задачи Вабы является требование единственности решения. Как показано в [1], решение неединственно, когда два наибольших сингулярных числа матрицы измерений совпадают ($\sigma_1 = \sigma_2$). В этом случае матрица $\mathbf{U}_X$ в разложении $\mathbf{X}$ определяется неединственно, и метод теряет устойчивость.

В рассматриваемой геометрии эксперимента (последовательное позиционирование по кругу) условие $\sigma_1 = \sigma_2$ достигается при $\sin^2\varphi = \frac{1}{2}\cos^2\varphi$, т. е. $\varphi = \mathrm{arctg}\frac{1}{\sqrt{2}} \approx \pm 35.26°$. При этом угле матрица $\mathbf{\Sigma}_X$ имеет равные диагональные элементы, а значит $\mathbf{U}_X$ может быть любой ортогональной матрицей в подпространстве, соответствующем кратным сингулярным числам [1]. Отсюда следует, что при угле $\varphi = \pm\mathrm{arctg}\frac{1}{\sqrt{2}}$ данный метод не применим, так как сингулярное разложение определяется неединственным образом даже в идеальном случае отсутствия погрешностей при измерении показателей инерциальных датчиков.

6. Заключение

Проведён анализ известного метода многопозиционной калибровки соосности ИД и корпуса БИНС на основе сингулярного разложения матрицы измерений. В ходе численного эксперимента выявлен эффект некорректности метода при угле $\varphi \approx \pm 35.26°$ наклона эталонного инерциального вектора к плоскости вращения.

Математически обосновано, что данная сингулярность обусловлена совпадением сингулярных чисел матрицы измерений при $\varphi = \pm \mathrm{arctg}\frac{1}{\sqrt{2}}$, что приводит к неединственности решения задачи. Данный результат согласуется с общей теорией задачи Вабы, где показано, что решение через SVD неединственно при кратных сингулярных числах [1]. Результаты численного эксперимента подтверждают теоретический анализ.

Практическая рекомендация: при планировании процедуры калибровки следует избегать конфигураций, при которых угол между эталонным инерциальным вектором и плоскостью вращения близок к $\pm 35.26°$, либо использовать альтернативные методы (например, метод наименьших квадратов с регуляризацией) в окрестности этой точки.

7. Благодарности

Работа выполнена при сотрудничестве АО «Концерн «Созвездие» и ФГБОУ ВО ВГУ в рамках передовой инженерной школы «Российская электроника, инфокоммуникации и радиосвязь».

Литература

1. Markley, F. L. Attitude determination using vector observations and the singular value decomposition. // Journal of the Astronautical Sciences, 1988, Vol. 36, No. 3. – Pp. 245–258.
2. Козлов А. В., Парусников Н. А., Вавилова Н. Б., Тарыгин И. Е., Голован А. А. Динамическая стендовая калибровка бескарданных инерциальных навигационных систем в сборе. // Известия ЮФУ. Технические науки, 2018, № 1 (195). – С. 241–257
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Наука, 1974. – 832 с.

References

1. Markley, F. L. Attitude determination using vector observations and the singular value decomposition. // Journal of the Astronautical Sciences, 1988, Vol. 36, No. 3. – Pp. 245–258.
2. Kozlov, A. V., Parusnikov, N. A., Vavilova, N. B., Tarygin, I. E., Golovan, A. A. Dynamic stand calibration of strapdown inertial navigation systems in assembly. // Izvestiya of SFedU. Engineering Sciences, 2018, No. 1 (195). – Pp. 241–257.
3. Korn, G., Korn, T. Mathematical handbook. – Moscow: Nauka, 1974. – 832 p.

ФИЛЬТРАЦИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ

В. А. Башкарев[1], С. А. Переселков[1], В. М. Кузькин[2], А. С. Переселков[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]Институт общей физики им А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия

Аннотация. Предложен способ построения высокоэффективного фильтра гидроакустического сигнала в мелководном волноводе на основе интерферометрической обработки. Использую априорную информацию о внешнем виде двумерной спектральной плотности интерферограммы (голограммы) и функции углового распределения голограммы принимаемого сигнала от подводного источник сформирован алгоритм построения фильтра. Праведен численный эксперимент для случая регулярного мелководного волновода и оценена эффективность результатов фильтрации по показатели отношения сигнал/помеха на выходе к отношению сигнал/помеха на входе фильтра.

Ключевые слова: фильтрация гидроакустического сигнала, мелководный волновод, интерферометрическая обработка, отношение сигнал/помеха.

FILTRATION OF A HYDROACOUSTIC SIGNAL BASED ON INTERFEROMETRIC PROCESSING

V. A. Bashkarev[1], S. A. Pereselkov[1], V. M. Kuz'kin[2], A. S. Pereselkov[1],

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences (GPI RAS), Moscow, Russia

Abstract. A method for constructing a highly efficient filter for a hydroacoustic signal in a shallow-water waveguide based on interferometric processing is proposed. Using a priori information on the appearance of the two-dimensional spectral density of the interferogram (hologram) and the angular distribution function of the hologram of the received signal from an underwater source, an algorithm for constructing the filter is developed. A numerical experiment is conducted for the case of a regular shallow-water waveguide, and the efficiency of the filtering results is estimated using the signal-to-noise ratio at the output relative to the signal-to-noise ratio at the filter input.

Keywords: hydroacoustic signal filtering, shallow-water waveguide, interferometric processing, signal-to-noise ratio.

1. Введение

В широком смысле фильтрация является основным способом обработки сигналов при извлечении необходимой информации для принятия решений в зависимости от стоящей задачи [1]. Принимаемый сигнал является смесью полезного сигнала и помех. Важной задачей и соответственно критерием фильтрации является повышение выходного отношения сигнал/помеха. Одним из возможных методов фильтрации является интерферометрическая обработка сигналов (ИОС) [2–5]. Современные подходы к ИОС основаны на том, что интерференционная картина, возникающая при излучении звука в океане, обладает высокой устойчивостью и несёт информативные пространственно-частотные признаки [2–7]. Структура и положение её локальных максимумов определяются характеристиками частотного спектра, параметрами волновода и кинематикой движущегося источника. ИОС методы для обнаружения и локализации

источников, применимые в широком частотном диапазоне — от низких до высоких частот [8–11], демонстрируют устойчивость к шумам, минимальную чувствительность к изменчивости гидрологических условий и сохраняют эффективность в условиях сложной нестационарности среды [12–18]. Интеграция ИОС с алгоритмами, оценивающими глубину источника [19,20], обеспечивает высокую помехоустойчивость при решении задач контроля подводной обстановки: от выявления [21,22] и разделения объектов [23–25] до определения направления, радиальной скорости, расстояния [26–28] и глубины [19,20] малошумных подводных аппаратов. Помимо этого, ИОС позволяет применять адаптивные процедуры обработки [29–31], которые не требуют предварительных сведений о свойствах среды, а также выполнять модовую фильтрацию в различных типах волноводов — регулярных и нерегулярных [32–35]. По способности к пространственно-временной фокусировке он превосходит классические методы, включая обращение волнового фронта и временной реверс к положению исходного источника [36]. В работе [37] предложен вариант реализации голографической обработки на основе дробного преобразования Фурье.

2. Построение фильтра

Используя знания о стабильной конфигурации голограммы и функции обнаружения возможно построить высокоэффективный фильтр по критерию максимизации отношения сигнал/помеха на выходе обработки согласно следующего алгоритма.

Сформировать интерферограмму входного гидроакустического сигнала в координатах «время-частота»

$$I_{inp}(t,f) = P(t,f)P^{*}(t,f), \tag{1}$$

где $P(t,f)$ давление звукового поля в точки приема.

Рассчитать голограмму (двумерную спектральную плотность) $F_{inp}(\tau,\nu)$ интерферограммы входного сигнала $I(t,f)$, применив к ней двумерного преобразования Фурье,

$$F_{inp}(\tau,\nu) = \int_{0}^{\Delta t}\int_{f_1}^{f_2} I_{inp}(f,t)\exp[i2\pi(\nu t - f\tau)]df\,dt, \tag{2}$$

здесь ν и τ – частота и время голограммы, соответствующие времени t и частоте f на интерферограмме.

Рассчитать функцию обнаружения (функцию углового распределения спектральной плотности голограммы) $G(\chi)$, которая представляет собой зависимость интегрального значения спектральной плотности, рассчитанного вдоль луча, исходящего из начала координат, в зависимости от тангенса угла этого луча:

$$G(\chi) = \int_{0}^{\Delta\tau} |F(\tau,\chi\tau)|\,d\tau. \tag{3}$$

По результатам анализа нормированной в диапазон (0, +1) функции обнаружения сформировать матрицу фильтра из 0 и 1 для вырезания узкой полосы на голограмме. В полосу попадают фокальные пятна, которые являются продуктом квазикогерентного накопления энергии полезного сигнала, равномерно распределенной по всей голограмме, энергия помеховой составляющей отфильтровывается вырезанием. Угол наклона полосы определяется по максимуму функции обнаружения, ширина полосы рассчитывается по ближайшим к максимуму значениям функции обнаружения, где ее значение снижаются до величины 0.5.

Провести фильтрацию, умножив матрицу голограммы интерферограммы входного сигнала $F_{inp}(\tau, \nu)$ на матрицу фильтра. Результатом имеем отфильтрованную голограмму $F_{out}(\tau, \nu)$.

Применить к отфильтрованной голограмме обратное двумерного преобразования Фурье

$$I_{out}(f,t) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{\Delta\tau} \int_{\nu_1}^{\nu_2} F_{out}(\tau, \nu) \exp[-i2\pi(\nu t - f\tau)] d\nu \, d\tau, \qquad (4)$$

получить очищенную от помех интерферограмму входного сигнала $I_{out}(f,t)$.

3. Оценка эффективности фильтра

Для оценки эффективности предложенного фильтра с критерием максимизации отношения сигнал/помеха на его выходе по отношению ко входу проведен численный эксперимент. Использовалась модовая модель со следующим набором параметров входного сигнала, акватории и характеристик приемника:

-горизонтально-однородный волновод глубиной $H = 50$ м,

-глубина движущегося источника $z_s = 40$ м,

-глубина неподвижного приемника $z_q = 48$ м,

-скорость звука по глубине постоянна и равна 1500 м/с,

-источника удаляется от приемника с равномерной радиальной скоростью v: 2, 5, 10, 20 м/с,

-время наблюдения Δt: 30, 60, 90, 120 с,

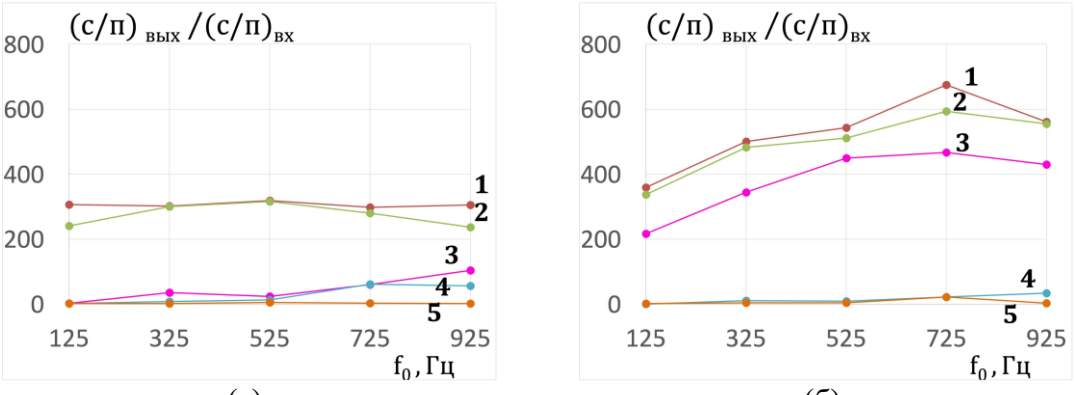
-начальные дистанции r: 5, 10, 50, 100 км,

-полосы частот: $\Delta f_1 = 100 - 150$ Гц, $\Delta f_2 = 300 - 350$ Гц, $\Delta f_3 = 500 - 550$ Гц, $\Delta f_4 = 700 - 750$ Гц, $\Delta f_5 = 900 - 950$ Гц,

-параметры дна: отношение плотности грунта и воды $\rho = 1.8$, комплексный показатель преломления $n_1 = 0.88(1 + i0.0081)$ (Δf_1), $n_2 = 0.88(1 + i0.013)$ (Δf_2), $n_3 = 0.88(1 + i0.016)$ (Δf_3), $n_4 = 0.88(1 + i0.019)$ (Δf_4), $n_1 = 0.88(1 + i0.022)$ (Δf_5),

-множество отношений по мощности сигнал/помеха на входе фильтра (с/п) q: 0.0001, 0.001, 0.01, 0.1, 1.0.

На рисунке 1 представлены зависимости эффективности фильтрации от частоты, множество кривых соответствует множеству входных отношений с/п. Устойчивый рост эффективности от 250 до 300 наблюдается для входных отношений с/п 1.0 и 0.1 во всем диапазоне частот. С увеличением дистанции r, скорости v и времени наблюдения Δt (рисунок 1(б)) растет и эффективность фильтрации, а также становится сопоставимо эффективна фильтрация и при снижении входного отношения с/п до 0.01.

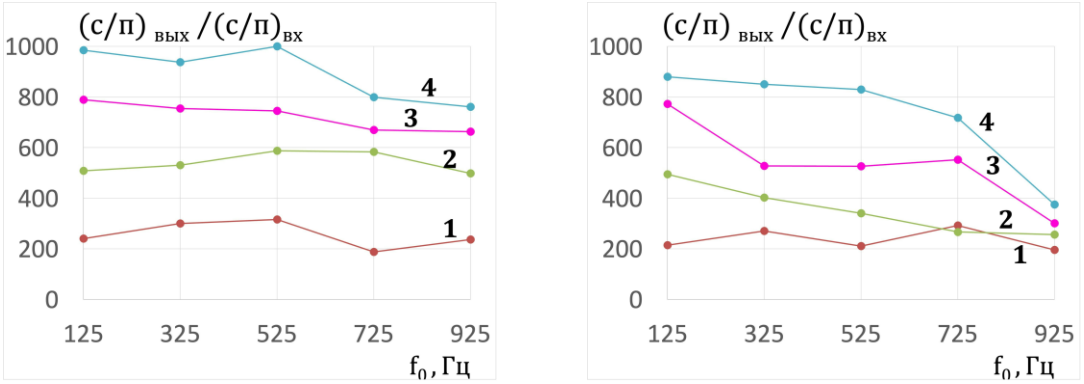


(а) (б)

Рис. 1. Эффективность фильтрации от центральной частоты диапазона

(а) время наблюдения $\Delta t = 30$ с, начальная дистанция $r = 10$ км, скорость $v = 5$ м/с
(б) время наблюдения $\Delta t = 60$ с, начальная дистанция $r = 50$ км, скорость $v = 10$ м/с
Кривые входного отношения с/п q: 1 – 1.0, 2 – 0.1, 3 – 0.01, 4 – 0.001, 5 – 0.0001

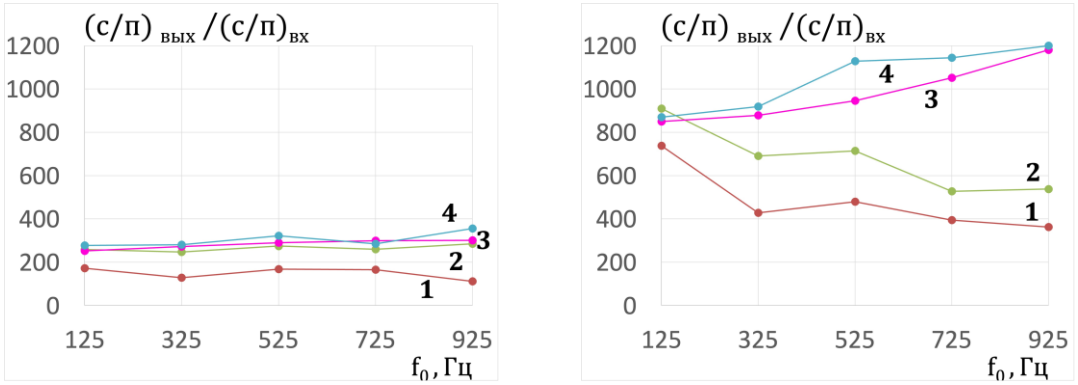
Рисунок 2 демонстрирует эффективность фильтрации от частоты с кривыми, соответствующими множеству времени наблюдения. Наблюдается падение эффективности при увеличении времени наблюдения с ростом частоты (рисунок 2(б)), что можно объяснить «смазыванием» интерференционной картины за счет прохождения объектом большего расстояния. Отчетливо прослеживается более чем двухкратный рост эффективности с 250, для короткого времени наблюдения 30 с, до 500-900 – при длительном времени наблюдения 120 с.



(а) (б)

Рис. 2. Эффективность фильтрации от центральной частоты диапазона
(а) отношение с/п $q = 0.1$, начальная дистанция $r = 5$ км, скорость $v = 5$ м/с
(б) отношение с/п $q = 1.0$, начальная дистанция $r = 5$ км, скорость $v = 5$ м/с
Кривые время наблюдения Δt: 1 – 30 с, 2 – 60 с, 3 – 90 с, 4 – 120 с

Подобный анализ для множества кривых начальной дистанции представлен на рисунке 3. С ростом времени наблюдения (рисунок 3 (б)) проявляется разнонаправленная частотная зависимость эффективности, что также объясняется эффектом «смазывания» интерферограммы. Что касается положения кривых, соответствующих различным начальным дистанциям, то они выявляют рост эффективности с увеличением расстояния. Рост оценивается в полтора-два раза.

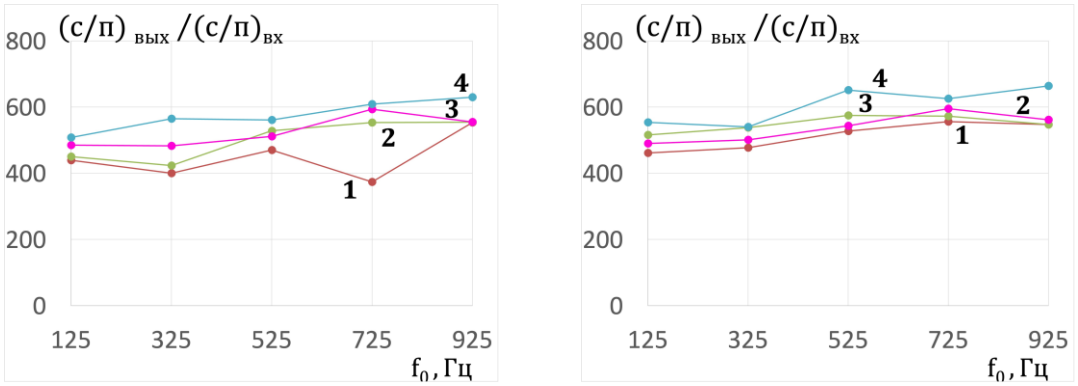


(а) (б)

Рис. 3. Эффективность фильтрации от центральной частоты диапазона
(а) отношение с/п $q = 0.1$, время наблюдения $\Delta t = 30$ с, скорость $v = 10$ м/с
(б) отношение с/п $q = 1.0$, время наблюдения $\Delta t = 120$ с, скорость $v = 10$ м/с

Кривые начальной дистанции r: 1 – 5 км, 2 – 10 км, 3 – 25 км, 4 – 50 км

Частотная зависимость эффективности от скорости источника продемонстрирована на рисунке 4. Соответствующее множество кривых демонстрирует отсутствие частотной зависимости, при этом можно утверждать о незначительном в сравнении с ранее рассмотренными закономерностями, росте эффективности с ростом скорости объекта. Характерная эффективность оценивается в 500.



(а) (б)

Рис. 4. Эффективность фильтрации от центральной частоты диапазона
(а) отношение с/п $q = 0.1$, время наблюдения $\Delta t = 60$ с, дистанция $r = 50$ км
(б) отношение с/п $q = 1.0$, время наблюдения $\Delta t = 60$ с, дистанция $r = 50$ км
Кривые скорости v: 1 – 2 м/с, 2 – 5 м/с, 3 – 10 м/с, 4 – 20 м/с

Проведем аналитическую оценку потенциальной эффективности работы фильтра, построенного на интерферометрическом подходе, и сравним ее результаты с результатами численного эксперимента.

Отношение с/п на входе формируется из входных значений сигнальной S_{inp} и помеховой компоненты N_{inp}, соответственно с/п на выходе – S_{out} и помеховой компоненты N_{out}:

$$SNR_{inp} = S_{inp}/N_{inp} \text{ и } SNR_{out} = S_{out}/N_{out}. \quad (5)$$

Как определились ранее показатель эффективности фильтрации рассчитывается как отношение

$$IF = SNR_{out}/SNR_{inp} = S_{out}N_{inp}/(N_{out}S_{inp}). \quad (6)$$

Для проведения дальнейших качественных оценок положим, что в результате фильтрации вся мощность полезного сигнала сохраняется, т.е. в вырезаемую на голограмме полосу фокальные пятна полезного сигнала попадают полностью. Тогда эффективность фильтрации будет определяться только отношением помеховых компонент на входе и выходе фильтра.

Энергия помеховой компоненты равномерно распределена по площади графика спектральной плотности в силу ее некоррелированности. В таком случае связать мощность помехи до и после фильтра возможно через соотношение площадей всей голограммы и вырезаемой фильтром полосы. В [3] дана оценка ее ширины $2/\Delta t$. Площадь все голограммы и площадь вырезаемой полосы в предположении, что она расположена горизонтально, соответственно рассчитываются как

$$S_F = 2\,\tau_{max} 2\,\nu_{max} \text{ и } S_B = 2\,\tau_{max} 2/\Delta t, \quad (7)$$

где τ_{max} и ν_{max} – максимальные значения пространственных частот на голограмме. Тогда (6) преобразуется к

$$IF = \nu_{max}\Delta t. \quad (8)$$

Максимальная частота в спектре ν_{max} согласно теореме Котельникова-Найквиста при используемой дискретизации в период наблюдения равной 0.1 с, составит 5 Гц. Для рассматриваемых случаев результаты аналитической оценки сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Аналитические оценки эффективности фильтрации

Время наблюдения Δt, с	30	60	90	120
Эффективность фильтрации IF, раз	150	300	450	600

Результаты оценки эффективности фильтра полученные при численного эксперименте и аналитическим путем хорошо согласуются, что подтверждает сделанные ранее выводы.

4. Заключение

Использование априорной информации о характерном внешнем виде спектральной плотности интерферограммы и функции обнаружения позволяет проводить высокоэффективную фильтрацию входного гидроакустического сигнала улучшая отношение сигнал/помеха от 100 до 500 раз. Аналитическая оценка показателя подтверждена численным экспериментом.

5. Благодарности

Исследование поддержано грантом Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

Литература

1. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983.
2. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406–418.
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Vol. 151. No. 2 P. 666−676.
4. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406–418.
5. Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Голографические методы обработки гидроакустических сигналов (обзор) // Акуст. журн. 2025. Т. 71. № 1. С. 96–117.
6. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
7. Глущенко М.Ю., Кузькин В.М., Матвиенко Ю.В., Пересёлков С.А., Хворостов Ю.А., Ткаченко С.А. Голографический метод идентификации шумового подводного источника в мелком море // Акуст. журн. 2024. Т. 70. № 3. С. 67–77.
8. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Y., Tkachenko S., Rybyanets P. The formation of 2D holograms of a noise source and bearing estimation by a vector scalar receiver in the high-frequency band // J. Mar. Sci. Eng. 2024. Vol. 12. P. 704.
9. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33–45.
10. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor'ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2017. Vol. 25. No. 4. P. 299–306.
11. Переселков С.А., Кузькин В.М., Кузнецов Г.Н., Просовецкий Д.Ю., Ткаченко С.А. Интерференционный метод оценки координат движущегося шумового источника в

мелком море с использованием высокочастотных сигналов // Акуст. журн. 2020. Т. 66. № 4. С. 437–445.
12. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Куцов М.В., Переселков С.А. Интерференционная структура шумового поля движущегося источника в высокочастотном диапазоне // Изв. РАН. Сер. физ. 2021. Т. 85. № 6. С. 907–912.
13. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu.A., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160–167.
14. Badiey M., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 4. P. 313–319.
15. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2022. Т. 14. № 2. С. 197–204.
16. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Ладыкин Н.В., Куцов М.В. Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2023. Т. 15. № 3. С. 317–326.
17. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 1922.
18. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of intense internal waves traveling along an acoustic path on source holographic reconstruction in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Vol. 13. P. 1409.
19. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Effects of irregular bathymetry on hologram formation of moving source in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Vol. 13. P. 1775.
20. Беседина Т.Н., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 6. С. 718–728.
21. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. Vol. 24. No. 4. P. 310–316.
22. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. Обнаружение источника в диспергирующих средах // РЭНСИТ. 2019. Т. 11. № 3. С. 337–344.
23. Матвиенко Ю.В., Кузькин В.М., Переселков С.А., Ладыкин Н.В., Грачев В.И. Обнаружение и локализация шумового подводного источника в мелководной акватории на фоне интенсивного судоходства // РЭНСИТ. 2025. Т. 17. № 2. С. 211–220.
24. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 150–159.
25. Кузькин В.М., Переселков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 3. С. 395–406.
26. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. No. 4. P. 290–299.

27. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 1. P. 63–73.
28. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 3. P. 237–241.
29. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Логачев В.В., Косенко И.М. Голографический метод обработки гидроакустических сигналов высокочастотного источника в мелком море // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. С. 545–554.
30. Kaznacheeva E.S., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. No. 3. P. 267–273.
31. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. No. 5. P. 382–391.
32. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Адаптивный алгоритм локализации шумовых подводных источников в мелководных акваториях // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. С. 533–544.
33. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 2. P. 111–118.
34. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 5. P. 314–320.
35. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Выделение мод шумового источника в мелком море методом голографической интерферометрии в присутствии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2022. Т. 14. № 3. С. 279–286.
36. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 559.
37. Pereselkov, S., Kuz’kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source. // Fractal and Fractional, 2025, Vol. 9. – P. 715.

REFERENCES

1. V. I. Tikhonov, Optimal Reception of Signals (Radio i Svyaz’, Moscow, 1983).
2. G. N. Kuznetsov, V. M. Kuz’kin, and S. A. Pereselkov, “Spectrogram and localization of a sound source in shallow water,” Acoustical Physics, vol. 63, no. 4, pp. 406–418, 2017.
3. Pereselkov S.A., Kuz’kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Vol. 151. No. 2 P. 666−676.
4. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A. Spectrogram and localization of a sound source in shallow water // Acoust. Phys. 2017. Vol. 63. No. 4. P. 449–461.
5. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A. Holographic methods of underwater acoustic signals processing (a review) // Acoust. Phys. 2025. Vol. 71. No. 1. P. 80–100.
6. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz’kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.

7. Glushenko M.Yu., Kuz’kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Khvorostov Yu.A., Tkachenko S.A. Holographic method for localizing an underwater noise source in a shallow sea // Acoust. Phys. 2024. Vol. 70. No. 3. P. 494–502.
8. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Matvienko Y., Tkachenko S., Rybyanets P. The formation of 2D holograms of a noise source and bearing estimation by a vector scalar receiver in the high-frequency band // J. Mar. Sci. Eng. 2024. Vol. 12. P. 704.
9. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric method for detecting a moving sound source using a vector-scalar receiver // Acoust. Phys. 2018. Vol. 64. No. 1. P. 33–45.
10. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor’ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2017. Vol. 25. No. 4. P. 299–306.
11. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Interferometric method for estimating the coordinates of a moving noise source in shallow sea using high-frequency signals // Acoust. Phys. 2020. Vol. 66. No. 4. P. 437–445.
12. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Kutsov M.V., Pereselkov S.A. Interference structure of the noise field of a moving source in the high-frequency range // Bull. RAS: Phys. 2021. Vol. 85. No. 6. P. 907–912.
13. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu.A., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160–167.
14. Badiey M., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 4. P. 313–319.
15. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Holographic processing of moving sources in shallow sea in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2022. Vol. 14. No. 2. P. 197–204.
16. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Ladykin N.V., Kutsov M.V. Holographic method for localizing a moving sound source in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2023. Vol. 15. No. 3. P. 317–326.
17. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 1922.
18. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of intense internal waves traveling along an acoustic path on source holographic reconstruction in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Vol. 13. P. 1409.
19. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Effects of irregular bathymetry on hologram formation of moving source in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Vol. 13. P. 1775.
20. Besedina T.N., Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A. Determining the depth of a sound source in shallow water against intense background noise // Acoust. Phys. 2015. Vol. 61. No. 6. P. 681–691.
21. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. Vol. 24. No. 4. P. 310–316.

22. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Source detection in dispersive environment // RENSIT. 2019. Vol. 11. No. 3. P. 337–344.
23. Matvienko Yu.V., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Ladykin N.V., Grachev V.I. Detection and localization of a noisy underwater source in a shallow-water area amid intense shipping traffic // RENSIT. 2025. Vol. 17. No. 2. P. 211–220.
24. Kuz’kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor’ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 150–159.
25. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of noisy signals in the presence of random inhomogeneities of the oceanic medium // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 3. P. 395–406.
26. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. No. 4. P. 290–299.
27. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 1. P. 63–73.
28. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 3. P. 237–241.
29. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Logachev V.V., Kosenko I.M. Holographic method for processing of hydroacoustic signals from a high-frequency source in a shallow sea // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 4. P. 545–554.
30. Kaznacheeva E.S., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. No. 3. P. 267–273.
31. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. No. 5. P. 382–391.
32. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Adaptive algorithm for localization of noisy underwater sources in shallow waters // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 4. P. 533–544.
33. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 2. P. 111–118.
34. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 5. P. 314–320.
35. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Mode separation of a noise source in shallow sea using holographic interferometry in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2022. Vol. 14. No. 3. P. 279–286.
36. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 559.
37. Pereselkov, S., Kuz’kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source. // Fractal and Fractional, 2025, Vol. 9. – P. 715.

ПОВЕДЕНИЕ ФУНКЦИИ УГЛОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ ГОЛОГРАММЫ В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В. А. Башкарев[1], С. А. Переселков[1], В. М. Кузькин[2], А. С. Переселков[1], Л. Н. Попова[1],

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]Институт общей физики им А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия

Аннотация. Для случая широкополосного подводного источника акустических колебаний исследованы закономерности поведения функции углового распределения спектральной плотности (функции обнаружения) голограммы в мелководном регулярном волноводе. Объектом исследования явились такие характеристики функции обнаружения как положение максимума и ширины пика. Предложены аналитические выражения для исследуемых характеристик, на основе модового подхода проведено численное моделирование, произведена верификация результатов.

Ключевые слова: гидроакустический широкополосный сигнал, мелководный волновод, интерферометрическая обработка, голографическая обработка, интерферограмма, спектральная плотность интерферограммы, угловое распределение спектральной.

BEHAVIOR OF THE ANGULAR DISTRIBUTION FUNCTION OF THE SPECTRAL DENSITY OF A HODOGRAM IN HYDROACOUSTIC SIGNAL PROCESSING PROBLEMS

V. A. Bashkarev[1], S. A. Pereselkov[1], V. M. Kuz'kin[2], A. S. Pereselkov[1], L. N. Popova[1]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences (GPI RAS), Moscow, Russia

Abstract. For the case of a wideband underwater source of acoustic oscillations, the regularities of the behavior of the angular distribution function of the spectral density (detection function) of a hologram in a shallow-water regular waveguide are investigated. The object of the study is such characteristics of the detection function as the position of the maximum and the width of the peak. Analytical expressions for the studied characteristics are proposed, numerical simulation is performed on the basis of the mode approach, and the results are verified.

Keywords: hydroacoustic wideband signal, shallow-water waveguide, interferometric processing, holographic processing, interferogram, spectral density of the interferogram, angular distribution of the spectral density.

1. Введение

Интерферометрический подход традиционно используется в различных разделах физике когда необходимо при исследовании закономерностей явлений и процессов извлечь информацию в максимальном объеме и с максимальной точностью. Данный подход используют и для оценки параметров подводных источников широкополосных гидроакустических сигналов [1–8]. Интерферометрическая (синоним – голографическая) обработка сигналов позволяет обеспечивать высокую точность и скорость получения результатов в условиях неблагоприятной помеховой обстановки при отсутствии априорной информации о среде распространения. Решаемые с ее использованием задачи являются стандартным набором задач пассивной локации – оценка дистанции до

источника, его скорости, направления (пеленга) на него, глубины нахождения, а также разделения нескольких объектов, имеющих одинаковый пеленг.

Необходимая информация для оценки интересующих параметров извлекается или из спектральной плотности интерферограммы (голограммы), или из функции углового распределения спектральной плотности голограммы (функции обнаружения). В связи с чем важным является исследование влияние параметров движущегося шумового подводного источника и параметров обработки гидроакустического сигналов на формирование функции обнаружения в мелководном волноводе. Закономерности описаны аналитическим способом и верифицированы в результате проведенного численного эксперимента.

В результате приема скалярным или векторно-скалярным приемником (что кратно повышает помехоустойчивость) акустического сигнала движущегося подводного источника формируется интерферограмма на основе значений звукового давления в координатах «время наблюдения-частота»

$$I(t,f) = P(t,f)P^*(t,f), \tag{1}$$

Применяя к интерферограмме (1) двумерное преобразование Фурье вычисляем спектральную плотность (голограмму)

$$F(\tau,\nu) = \int_0^{\Delta t}\int_{f_1}^{f_2} I(f,t)\exp[i2\pi(\nu t - f\tau)]df\,dt, \tag{2}$$

Спектральная плотность сигнала, голограмма $F(\tau,\nu)$, сконцентрирована в двух узких полосах в форме фокальных пятен, возникших в результате интерференциеи мод разных номеров. Они размещены в первом и третьем квадрантах голограммы, если радиальная скорость источника $w < 0$ (источник приближается к приемнику), и во втором и четвертом квадрантах ($w > 0$), если он удаляется от приемника. Область локализации содержит $(M-1)$ пиков фокальных пятен с координатами (τ_μ, ν_μ), расположенными на прямой

$$\nu = \varepsilon\tau \tag{3}$$

с угловым коэффициентом $\varepsilon = \nu_\mu/\tau_\mu$. Здесь M – число синфазных мод, $\mu = \overline{1,(M-1)}$ – номер фокального пятна.

В приближении линейной волноводной дисперсии и при выполнении условия незначительности пройденного пути источником за время наблюдения по отношению к дистанции между ним и приемником радиальная скорость источника w и начальное расстояние r_0 в момент времени $t = 0$ связаны с координатами пиков фокальных пятен зависимостями

$$w = -2\pi\kappa_{w\mu}\nu_\mu, \qquad r_0 = \kappa_{r\mu}\tau_\mu, \tag{4}$$

где

$$\kappa_{w\mu} = \left|\overline{h_{m(m+\mu)}(f_0)}\right|^{-1}, \quad \kappa_{r\mu} = 2\pi\left|\overline{dh_{m(m+\mu)}(f_0)/df}\right|^{-1} \tag{5}$$

Здесь $h_{mn} = h_m - h_n$, h_m – горизонтальное волновое число (постоянная распространения) m-й моды. Черта сверху означает усреднение по номерам мод. Угловые коэффициенты прямых расположения максимумов фокальных пятен ε и интерференционных полос $\delta f/\delta t$ связаны соотношением

$$\varepsilon = -\delta f/\delta t, \tag{6}$$

где δf – частотный сдвиг интерференционного максимума волнового поля за время δt.

Спектральная плотность сигнала сфокусирована в полосе, ограниченной прямыми

$$\nu_{\mathrm{I}}(\tau) = \varepsilon\tau + \delta\nu, \;\; \nu_{\mathrm{II}}(\tau) = \varepsilon\tau - \delta\nu, \tag{7}$$

где $\delta\nu = 1/\Delta t$ – полуширина фокальных пятен в направлении оси ν. В направлении оси τ полуширина фокальных пятен $\delta\tau = 1/\Delta f$. Вне этой полосы спектральная плотность сигнала практически подавлена.

Функция обнаружения голограммы, используемая для оценки локационных параметров равна

$$G(\chi) = \int_0^{\Delta\tau} |F(\tau, \chi\tau)|\, d\tau. \tag{8}$$

где $\Delta\tau$ – линейный размер области фокусировки по оси времени τ; χ – варьируемое значение углового коэффициента при интегрировании вдоль прямых $\nu = \chi\tau$. При приближении источника к приемнику $0 < \chi < \infty$, при удалении – $-\infty < \chi < 0$. В отсутствии помехи и возмущения среды максимум функции обнаружения достигается при значении $\chi = \varepsilon$.

В акустике океана интерференционную структуру поля принято характеризовать интерференционным (волноводным) инвариантом (ИИ) β [12]

$$\beta = \frac{\Delta f / f_0}{\Delta r / r_0}, \tag{9}$$

где $\Delta f = f - f_0$, $\Delta r = r - r_0$ – приращения частоты и расстояния, отвечающие сдвигу локального интерференционного максимума волнового поля на плоскости, частота-расстояние; f_0, r_0 – координаты локального максимума поля. Альтернативная форма ИИ

$$\beta = -\frac{1}{f_0}\frac{h_{mn}(f_0)}{dh_{mn}(f_0)/df}. \tag{10}$$

В окрестности локальной точки (f_0, r_0) ИИ β слабо зависит от частоты, номеров мод, расстояния, глубины и определяется дисперсионными характеристиками мелководной акватории. Можно заключить, что должна существовать общая зависимость между ИИ и характеристиками функции обнаружения. Восстанавливаемые параметры источника (3) дают количественную формулировку этой зависимости.

Для решения поставленной задачи ширину полосы $\Delta\chi$ функции обнаружения определим как угловой размер между прямыми $\nu = [\varepsilon + (1/\Delta t\tau_{M-1})]\tau$ и $\nu = [\varepsilon - (1/\Delta t\tau_{M-1})]\tau$ в точках $\left(\tau_{M-1}, \nu_{M-1} + (1/\Delta t)\right)$ и $\left(\tau_{M-1}, \nu_{M-1} - (1/\Delta t)\right)$

$$\Delta\chi = \frac{\nu_{M-1} + (1/\Delta t)}{\tau_{M-1}} - \frac{\nu_{M-1} - (1/\Delta t)}{\tau_{M-1}} = \frac{2}{\tau_{M-1}\Delta t}. \tag{11}$$

Согласно (4) и (10) получаем искомые выражения для координаты максимума (3) и ширины полосы (11) функции обнаружения

$$\varepsilon = \frac{w}{r_0} f_0 \beta, \tag{12}$$

$$\Delta\chi = 4\pi\frac{f_0\beta}{\Delta t r_0 h_{1M}(f_0)} = 2\frac{f_0|w|\beta}{\Delta t r_0 \nu_{M-1}}. \tag{13}$$

Эти соотношения связывают характеристики функции обнаружения с параметрами движущегося источника и обработки сигналов для мелководной акватории, характеризующейся ИИ β. Как видно, абсолютное значение координаты максимума функции обнаружения возрастает при увеличении радиальной скорости источника, частотного диапазона и уменьшении расстояния. Ширина полосы функции обнаружения

возрастает с увеличением частотного диапазона, радиальной скорости и уменьшается с увеличением времени наблюдения и расстояния.

2. Численный эксперимент

Для случая отсутствия помехи численный эксперимент зависимости характеристик функции обнаружения – координаты максимума ε, ширины полосы $\Delta\chi$, от параметров движущегося источника (расстояния r, радиальной скорости w) и параметров обработки (времени наблюдения Δt, частотного диапазона Δf) проведен с использованием модового подхода к определению давления звукового поля. Ширина полосы рассчитывалась на уровне полумаксимума.

Таблица 1. Значения данных моделирования

Частотные диапазоны	1	2	3	4	5
f_i, Гц	125	325	525	725	925
Δf_i, Гц	100-150	300-350	500-550	700-750	900-950
N	4	14	24	34	44
$h_1(f_i)$, м$^{-1}$	0.5215	1.3604	2.1985	3.0364	3.8743
$h_N(f_i)$, м$^{-1}$	0.4873	1.1629	1.8224	2.4788	3.1342
$dh_1(f_i)/df$, (м·Гц)$^{-1}$	0.004203	0.004191	0.004190	0.004189	0.004189
$dh_N(f_i)/df$, (м·Гц)$^{-1}$	0.004460	0.004854	0.005050	0.005129	0.005176
β_i	1.06	0.92	0.83	0.82	0.81

В табл. величина N – число мод дискретного спектра, получаемое из решения задачи Штурма–Лиувилля с соответствующими граничными условиями, $N \geq M$. Разница между значениями номеров мод N и M возрастает с увеличением частотного диапазона. В численном эксперименте звуковое поле источника рассчитывалось с учетом N распространяющихся мод.

Прочие параметры численного эксперимента: скорость звука $c = 1480$ м/с, глубина $H = 60$ м. Частотные диапазоны: $\Delta f_1 = 100 - 150$ Гц, $\Delta f_2 = 300 - 350$ Гц, $\Delta f_3 = 500 - 550$ Гц, $\Delta f_4 = 700 - 750$ Гц, $\Delta f_5 = 900 - 950$ Гц. Средние частоты спектров: $f_1 = 125$ Гц, $f_2 = 325$ Гц, $f_3 = 525$ Гц, $f_4 = 725$ Гц, $f_5 = 925$ Гц. Характеристики дна: отношение плотности грунта и воды $\rho = 1.8$; комплексный показатель преломления – $n_1 = 0.88(1 + i0.0081)$ (Δf_1), $n_2 = 0.88(1 + i0.013)$ (Δf_2), $n_3 = 0.88(1 + i0.016)$ (Δf_3), $n_4 = 0.88(1 + i0.019)$ (Δf_4), $n_1 = 0.88(1 + i0.022)$ (Δf_5). Глубина источника $z_s = 40$ м, глубина приемника $z_q = 60$ м. Источник шума удаляется от приемника. Время наблюдения $\Delta t = 30, 60, 90$ с. Диапазон расстояний $r = 1 - 20$ км, интервал радиальных скоростей $w = 1 - 20$ м/с. Для рассматриваемой ситуации $\varepsilon < 0$.

Результаты моделирования представлены на рисунках 1–5.

На рисунке 1 и рисунке 2 представлены зависимости координаты максимума ε и ширины полосы функции $\Delta\chi$ обнаружения от расстояния r для различных частотных диапазонов Δf_i. Величины $|\varepsilon|$ и $\Delta\chi$ уменьшаются и возрастают с увеличением расстояния r и частотного диапазона Δf. При увеличении радиальной скорости w и времени наблюдения Δt наблюдается увеличение $|\varepsilon|$ и уменьшение $\Delta\chi$ соответственно.

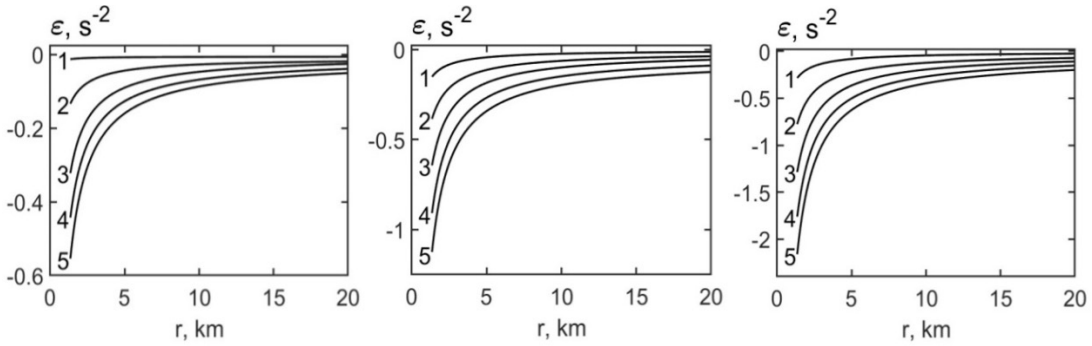


Рис. 1. Зависимость координаты максимума ε функции обнаружения от расстояния r при различных значениях радиальной скорости w: (а) $w = 1$ м/с, (б) $w = 2$ м/с, (в) $w = 4$ м/с. Кривая 1– частотный диапазон Δf_1, кривая 2 – Δf_2, кривая 3 – Δf_3, кривая 4 – Δf_4, кривая 5 – Δf_5. Время наблюдения $\Delta t = 60$ с.

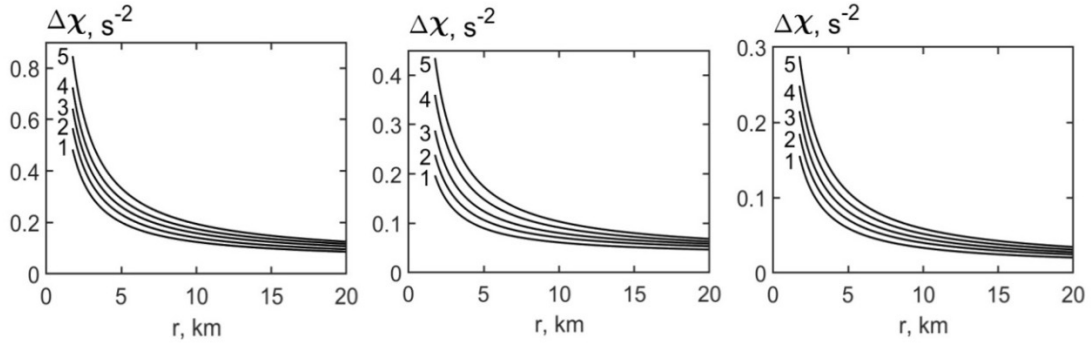


Рис. 2. Зависимость ширины полосы $\Delta\chi$ функции обнаружения от расстояния r при различных временах наблюдения Δt: (а) $\Delta t = 30$ с, (б) $\Delta t = 60$ с, (в) $\Delta t = 90$ с. Кривая 1– Δf_1, кривая 2 – Δf_2, кривая 3 – Δf_3, кривая 4 – Δf_4, кривая 5 – Δf_5. Радиальная скорость $w = 2$ м/с.

Рисунки 3 и 4 иллюстрируют зависимости ε и $\Delta\chi$ от радиальной скорости w при разных расстояниях для различных частотных диапазонов Δf_i. Величины $|\varepsilon|$ и $\Delta\chi$ возрастают с увеличением радиальной скорости источника, частотного диапазона и уменьшением расстояния.

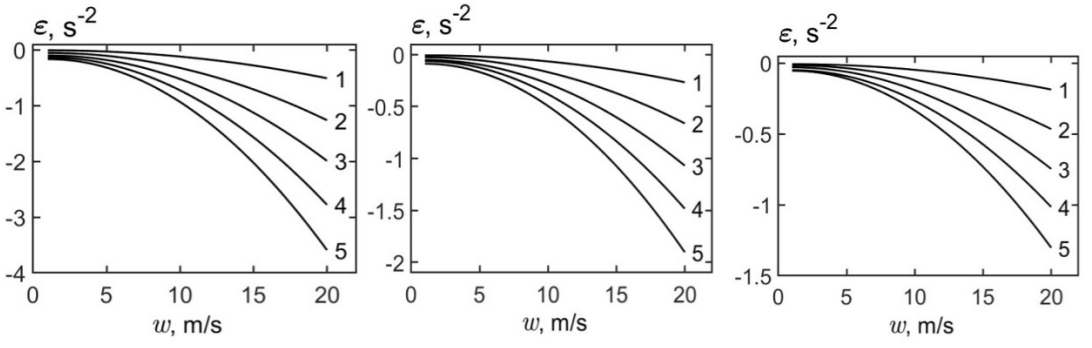
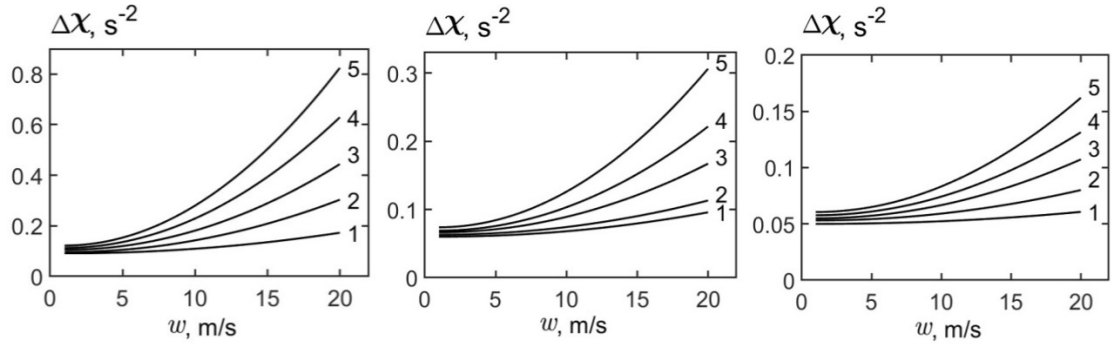


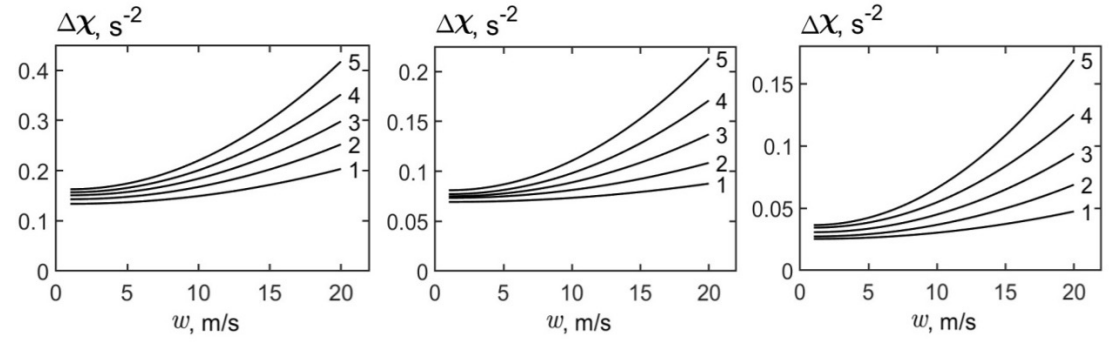
Рис. 3. Зависимость координаты максимума ε функции обнаружения ε от радиальной скорости w при различных значениях расстояния r: (а) $r = 5$ км, (б) $r = 10$ км, (в) $r = 15$ км. Кривая 1 – Δf_1, кривая 2 – Δf_2, кривая 3 – Δf_3, кривая 4 – Δf_4, кривая 5 – Δf_5, Время наблюдения $\Delta t = 60$ с.



(а) (б) (в)

Рис. 4. Зависимость ширины полосы $\Delta\chi$ функции обнаружения от радиальной скорости w при различных расстояниях r: (а) $r = 5$ км, (б) $r = 10$ км, (в) $r = 15$ км. Кривая 1 – Δf_1, кривая 2 – Δf_2, кривая 3 – Δf_3, кривая 4 – Δf_4, кривая 5 – Δf_5, Время наблюдения $\Delta t = 60$ с.

Заключительный рис. 5 демонстрирует поведение ширины полосы $\Delta\chi$ функции обнаружения при изменении радиальной скорости w для различных времен наблюдения Δt. Ширина полосы возрастет с увеличением радиальной скорости и уменьшается при увеличении времени наблюдения.



(а) (б) (в)

Рис. 5. Зависимость ширины полосы $\Delta\chi$ функции обнаружения от радиальной скорости w при различных временах наблюдения Δt: (а) $\Delta t = 30$ с, (б) $\Delta t = 60$ с, (в) $\Delta t = 90$ с. Кривая 1 – Δf_1, кривая 2 – Δf_2, кривая 3 – Δf_3, кривая 4 – Δf_4, кривая 5 – Δf_5 , Расстояние $r = 10$ км.

3. Анализ результатов

Соответствие между характеристиками функции обнаружения, получаемые на основе данных моделирования и выражений (12), (13), проверим на примерах. При численных оценках ширины полосы (13) полагалось число мод $M = N$, что, естественно, должно приводить к заниженным оценкам. Величины ε и $\Delta\chi$, определяемые численным моделированием, обозначаются нижним индексом «1», а определяемые аналитическими выражениям (12), (23) – нижним индексом «2». Первый пример рассмотрим на основе рис. 1б для расстояния $r = 5$ км. По результатам моделирования $\varepsilon_1 = -0.047, -0.32$ с$^{-2}$ для частотных диапазонов Δf_1, Δf_5 соответственно. Согласно соотношению (22) $\varepsilon_2(\Delta f_1) = -0.053$ с$^{-2}$ и $\varepsilon_2(\Delta f_5) = -0.30$ с$^{-2}$. Значения ε_1 и ε_2 близки между собой для существенно разных частотных диапазонов. Второй пример рассмотрим на основе рис. 2б для расстояния $r = 5$ км. Согласно результатам моделирования $\Delta\chi_1(\Delta f_1) = 0.096$ с$^{-2}$ и $\Delta\chi_1(\Delta f_5) = 0.18$ с$^{-2}$. На основании соотношения (13) получаем $\Delta\chi_2(\Delta f_1) = 0.16$ с$^{-2}$ и $\Delta\chi_2(\Delta f_5) = 0.042$ с$^{-2}$. Для низкочастотного диапазона Δf_1, когда номера мод $M \approx N$, значения ширины полосы сопоставимы между собой. В высокочастотном диапазоне Δf_5

численная оценка ширины полосы существенно меньше модельной, $\Delta\chi_2(\Delta f_5) \ll \Delta\chi_1(\Delta f_5)$. Это объясняется заметным различием между номерами мод M и N. Из проведенного анализа следует, что для малых радиальных скоростей подводных источников звука и для расстояний порядка десяти километров, выражения (12), (13) правильно оценивают координаты максимума и ширины полосы функции обнаружения.

4. Заключение

Исследовано поведение характеристик функции углового распределения спектральной плотности интерферограммы (функции обнаружения) – координаты максимума и ширины полосы. Функция обнаружения используется при обработке гидроакустических сигналов в локационных задачах. Представлены аналитические закономерности характеристик между ними и радиальной скоростью и расстоянием до источника, временем наблюдения и частотным диапазоном. Аналитические закономерности верифицированы в рамках численного эксперимента для мелководного волновода, характеризующегося интерференционным инвариантом $\beta \approx 1$. В приближении линейной волноводной дисперсии аналитические зависимости качественно и количественно правильно отображают результаты моделирования характеристик функции обнаружения, что представляет интерес для обнаружения и локализации подводных источников акустического сигнала. Настоящее исследование представляет собой очередной этап в развитии голографического метода, применяемого в океанической акустике. В последние годы этот метод активно используется для обработки гидроакустических сигналов при решении задач обнаружения и идентификации малошумных подводных источников звука в мелководных районах на основе анализа их шумовых полей [1–8, 11, 16–38]. Физико-математические основы голографического подхода изложены в работах [1, 2], а его дальнейшее теоретическое развитие представлено в [3, 4]. Исследования [5, 7, 16–20] посвящены анализу устойчивости функционирования метода в условиях пространственно-временной неоднородности среды, вызванной воздействием внутренних волн. Влияние рельефа дна на эффективность метода рассмотрено в работе [21]. Адаптивные элементы голографического метода, обеспечивающие его эффективность при отсутствии априорной информации о параметрах среды, разработаны в исследованиях [22–24]. Применение голографического подхода к задаче разрешения шумовых сигналов в мелководных океанических волноводах подробно рассмотрено в работах [25–27], а в [28, 29] разработан голографический метод пеленгации шумовых источников. Особое внимание в ряде публикаций [30–33] уделено применению голографической обработки для анализа сигналов, принимаемых антенной аппаратурой различных конфигураций — как вертикальными, так и горизонтальными антенными системами. В статьях [34–36] предложены методы модовой селекции звукового поля на основе голографического анализа. Экспериментальная проверка работоспособности метода в различных условиях освещена в исследованиях [11, 37, 38]. Совокупные результаты, полученные на сегодняшний день в области разработки и практического применения голографического метода для обнаружения и идентификации малошумных подводных источников звука в мелководье, систематизированы в обзорной статье [8]. Следует подчеркнуть, что в рамках голографического подхода для извлечения информации о характеристиках шумового источника применяется двумерное преобразование Фурье сформированной интерферограммы. Этот метод обладает высокой фокусирующей способностью, превосходящей возможности, достигаемые при традиционных способах фокусировки, таких как обращение волнового фронта или временное обращение волны к положению первичного источника [39]. В отличие от этих подходов, предложенный метод обеспечивает автоматическую локализацию двумерной интенсивности источника

непосредственно в точке приёма, без необходимости применения протяжённых антенн. В работе [40] предложена реализация голографической обработки на основе дробного преобразования Фурье.

5. Благодарности

Исследование поддержано грантом Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

Литература

1. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406-418.
2. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33-45.
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Vol. 151. No. 2 P. 666−676.
4. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyaners P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
5. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. No. 10, 1922.
6. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Yu., Tkachenko S., Rybyanets P. The formation of 2D holograms of a noise source and bearing estimation by a vector scalar receiver in the high-frequency band // J. Mar. Sci. Eng. 2024. Vol. 12. P. 704.
7. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of intense internal waves traveling along an acoustic path on source holographic reconstruction in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Vol. 13. P. 1409.
8. Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Голографические методы обработки гидроакустических сигналов (Обзор) // Акуст. журн. 2025. Т. 71. № 1. С. 96-117.
9. Weston D., Stevens K. Interference of wide-band sound in shallow water // J. Sound Vibr. 1972. Vol. 21. No. 1. P. 57–64.
10. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы акустики океана. Л.: Гидрометеоиздат, 1982. 264 с.
11. Глущенко М.Ю., Кузькин В.М., Матвиенко Ю.В., Пересёлков С.А., Хворостов Ю.А., Ткаченко С.А. Голографический метод идентификации шумового подводного источника в мелком море // Акуст. журн. 2024. Т. 70. № 3. С. 67−77.
12. Чупров С.Д. Интерференционная структура звукового поля в слоистом океане // Акустика океана. Современное состояние. М.: Наука, 1982. С. 71–82.
13. Кулаков В.Н., Мальцев Н.Е., Чупров С.Д. О возбуждении групп мод в слоистом океане // Акуст. журн. 1983. Т. 29. № 1. С. 74-79.
14. Кузькин В.М., Переселков С.А. Интерферометрическая диагностика гидродинамических возмущений мелкого моря. М: Ленанд, 2019. 200 с.
15. Kohler W., Papanicolaou G.C. Wave propagation in a randomly inhomogeneous ocean // Wave Propagation and Underwater Acoustics, eds. by J. B. Keller and J. S. Papadakis. Springer: Berlin Heidelberg New York, 1977. P. 153-223.
16. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 2. P. 160–167.

17. Badiey M., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. № 4. P. 313–319.
18. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2021. Vol. 29. № 3. P. 278–284.
19. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Ладыкин Н.В., Куцов М.В. Голографический метод локализации движущегося подводного источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ. 2023. Т. 15. № 3. С. 317–326.
20. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2023. Vol. 31. № 5. P. 346–354.
21. Кузькин В.М., Переселков С.А., Грачев В.И., Косенко И.М., Ладыкин Н.В., Переселков А.С. Локализация движущегося шумового источника в мелководной акватории с нерегулярной батиметрией // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 8. С. 1081–1088.
22. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. № 3. P. 267–273.
23. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. № 5. P. 382–391.
24. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Адаптивный алгоритм локализации шумовых подводных источников в мелководных акваториях // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. С. 533–544.
25. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 2. P. 150–159.
26. Кузькин В.М., Переселков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 3. С. 395–406.
27. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. № 4. P. 290–299.
28. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. № 3. P. 237–241.
29. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 1. P. 63–73.
30. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Ткаченко С.А., Казначеев И.В. Интерферометрическая обработка акустической информации с использованием протяжённых антенн в диспергирующих средах // РЭНСИТ. 2020. Т. 12. № 4. С. 483–494.
31. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Detection of a noise signal in an oceanic waveguide using a vertical array // Phys. Wave Phenom. 2021. Vol. 30. № 4. P. 323–329.

32. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А., Просовецкий Д.Ю. Обнаружение шумового сигнала в океаническом волноводе горизонтальной антенной // РЭНСИТ. 2022. Т. 14. № 1. С. 65–72.
33. Kaznacheev I.V., Kuz'kin V.M., Kutsov M.V., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A. Interferometry in acoustic-data processing using extended antennas. Space-time analogy // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. № 4. P. 326–332.
34. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. № 2. P. 111–118.
35. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. № 5. P. 314–320.
36. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Выделение мод шумового источника в мелком море методом голографической интерферометрии в присутствии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ. 2022. Т. 14. № 3. С. 301–308.
37. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Логачев В.В., Косенко И.М. Голографический метод обработки гидроакустических сигналов высокочастотного источника в мелком море // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. С. 545–554.
38. Матвиенко Ю.В., Кузькин В.М., Переселков С.А., Ладыкин Н.В., Грачев В.И. Обнаружение и локализация шумового подводного источника в мелководной акватории на фоне интенсивного судоходства // РЭНСИТ. 2025. Т. 17. № 2. С. 211–220.
39. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 559.
40. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source. // Fractal and Fractional, 2025, Vol. 9. – P. 715.

REFERENCES

1. Kuznetsov, G.N., Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A. Spectrogram and localization of a sound source in a shallow sea. Acoustical Physics, 2017, Vol. 63, No. 4, pp. 449–461.
2. Kaznacheev, I.V., Kuznetsov, G.N., Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A. An interferometric method for detecting a moving sound source with a vector-scalar receiver. Acoustical Physics, 2018, Vol. 64, No. 1, pp. 37–48.
3. Pereselkov, S.A., Kuzkin, V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. Journal of the Acoustical Society of America, 2022, Vol. 151, No. 2, pp. 666–676.
4. Ehrhardt, M., Pereselkov, S., Kuzkin, V., Kaznacheev, I., Rybyanets, P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. Journal of Sound and Vibration, 2023, Vol. 544, p. 117388.
5. Pereselkov, S., Kuzkin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11, No. 10, p. 1922.
6. Pereselkov, S., Kuzkin, V., Ehrhardt, M., Matvienko, Yu., Tkachenko, S., Rybyanets, P. The formation of 2D holograms of a noise source and bearing estimation by a vector scalar receiver in the high-frequency band. Journal of Marine Science and Engineering, 2024, Vol. 12, p. 704.

7. Pereselkov, S., Kuzkin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Influence of intense internal waves traveling along an acoustic path on source holographic reconstruction in shallow water. Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13, p. 1409.
8. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A. Holographic methods of underwater acoustic signals processing (Review). Acoustical Physics, 2025, Vol. 71, No. 1, pp. 80–100.
9. Weston, D., Stevens, K. Interference of wide-band sound in shallow water. Journal of Sound and Vibration, 1972, Vol. 21, No. 1, pp. 57–64.
10. Brekhovskikh, L.M., Lysanov, Yu.P. Fundamentals of Ocean Acoustics. Berlin, New York, Springer-Verlag, 1982, 250 p.
11. Glushenko, M.Yu., Kuzkin, V.M., Matvienko, Yu.V., Pereselkov, S.A., Khvorostov, Yu.A., Tkachenko, S.A. Holographic method for localizing an underwater noise source in a shallow sea. Acoustical Physics, 2024, Vol. 70, No. 3, pp. 494–502.
12. Chuprov, S.D. Interference structure of a sound field in a layered ocean. In: Ocean Acoustics. Current State. Moscow, Nauka, 1982, pp. 71–91.
13. Kulakov, V.N., Maltsev, N.E., Chuprov, S.D. Excitation of groups of modes in a layered ocean. Akusticheskii Zhurnal, 1983, Vol. 29, No. 1, pp. 74–79.
14. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A. Interferometric Diagnostics of Hydrodynamic Disturbances in a Shallow Sea. Moscow, Lenand, 2019, 200 p.
15. Kohler, W., Papanicolaou, G.C. Wave propagation in a randomly inhomogeneous ocean. In: Wave Propagation and Underwater Acoustics, edited by J.B. Keller and J.S. Papadakis. Berlin, Heidelberg, New York, Springer, 1977, pp. 153–223.
16. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Zvyagin, V.G., Malykhin, Yu.A., Prosovetskiy, D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2, pp. 160–167.
17. Badiey, M., Kuzkin, V.M., Lyakhov, G.A., Pereselkov, S.A., Prosovetskiy, D.Yu., Tkachenko, S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 4, pp. 313–319.
18. Kaznacheeva, E.S., Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves. Physics of Wave Phenomena, 2021, Vol. 29, No. 3, pp. 278–284.
19. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Grachev, V.I., Tkachenko, S.A., Ladykin, N.V., Kutsov, M.V. Holographic method for localization of a moving underwater sound source in the presence of intense internal waves. RENSIT, 2023, Vol. 15, No. 3, pp. 317–326.
20. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Badiey, M., Ladykin, N.V., Malykhin, A.Yu., Tkachenko, S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves. Physics of Wave Phenomena, 2023, Vol. 31, No. 5, pp. 346–354.
21. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Grachev, V.I., Kosenko, I.M., Ladykin, N.V., Pereselkov, A.S. Localization of a moving noisy source in a shallow-water area with irregular bathymetry. RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 8, pp. 1081–1088.
22. Kaznacheeva, E.S., Kuzkin, V.M., Lyakhov, G.A., Pereselkov, S.A., Tkachenko, S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing. Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 3, pp. 267–273.
23. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Rybyanets, P.V., Tkachenko, S.F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals. Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 5, pp. 382–391.
24. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Grachev, V.I., Tkachenko, S.A., Rybyanets, P.V. Adaptive algorithm for localization of noisy underwater sources in shallow waters. RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 4, pp. 533–544.

25. Kuzkin, V.M., Kuznetsov, G.N., Pereselkov, S.A., Grigoriev, V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization. Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2, pp. 150–159.
26. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Grachev, V.I., Rybyanets, P.V., Tkachenko, S.A. Resolution of noisy signals in the presence of random inhomogeneities of the oceanic medium. RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 3, pp. 395–406.
27. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Rybyanets, P.V., Tkachenko, S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment. Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 4, pp. 290–299.
28. Kuznetsov, G.N., Kuzkin, V.M., Lyakhov, G.A., Pereselkov, S.A., Prosovetskiy, D.Yu. Direction finding of a noise sound source. Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 3, pp. 237–241.
29. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Kuznetsov, G.N., Kaznacheev, I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver. Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 1, pp. 63–73.
30. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Tkachenko, S.A., Kaznacheev, I.V. Interferometric processing of acoustic information using extended arrays in dispersive media. RENSIT, 2020, Vol. 12, No. 4, pp. 483–494.
31. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Matvienko, Yu.V., Tkachenko, S.A. Detection of a noise signal in an oceanic waveguide using a vertical array. Physics of Wave Phenomena, 2021, Vol. 30, No. 4, pp. 323–329.
32. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Matvienko, Yu.V., Tkachenko, S.A., Prosovetskii, D.Yu. Detection of a noisy signal in an oceanic waveguide using a horizontal array. RENSIT, 2022, Vol. 14, No. 1, pp. 65–72.
33. Kaznacheev, I.V., Kuzkin, V.M., Kutsov, M.V., Lyakhov, G.A., Pereselkov, S.A. Interferometry in acoustic-data processing using extended antennas. Space-time analogy. Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 4, pp. 326–332.
34. Kuzkin, V.M., Matvienko, Yu.V., Pereselkov, S.A., Prosovetskii, D.Yu., Kaznacheeva, E.S. Mode selection in oceanic waveguides. Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 2, pp. 111–118.
35. Kuzkin, V.M., Matvienko, Yu.V., Pereselkov, S.A., Kaznacheeva, E.S., Tkachenko, S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves. Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 5, pp. 314–320.
36. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Kaznacheeva, E.S., Grachev, V.I., Tkachenko, S.A., Rybyanets, P.V. Mode extraction of a noise source in a shallow sea by the method of holographic interferometry in the presence of intense internal waves. RENSIT, 2022, Vol. 14, No. 3, pp. 301–308.
37. Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Grachev, V.I., Logachev, V.V., Kosenko, I.M. Holographic method for processing of hydroacoustic signals from a high-frequency source in a shallow sea. RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 4, pp. 545–554.
38. Matvienko, Yu.V., Kuzkin, V.M., Pereselkov, S.A., Ladykin, N.V., Grachev, V.I. Detection and localization of a noisy underwater source in a shallow-water area amid intense shipping traffic. RENSIT, 2025, Vol. 17, No. 2, pp. 211–220.
39. Pereselkov, S., Kuzkin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water. Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11, p. 559.
40. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source // Fractal Fract. 2025. Vol. 9. P. 715

КОМПЛЕКСНАЯ ОБРАБОТКА НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ РАЗЛИЧНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

В. Е. Забриян, В. А. Малов, М. З. Медведев, А. А. Новиков

ВУНЦ ВВС «ВВА им. Профессора Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассматривается пути перспективного развития комплексирования данных получаемых от различного рода навигационных устройств, датчиков и сенсоров.

Ключевые слова: навигационные системы; комплексирование навигационной информации.

COMPLEX PROCESSING OF THE NAVIGATING INFORMATION FROM VARIOUS NAVIGATING GAUGES OF THE PILOTLESS FLYING MACHINE

V. E. Zabriyan, V. A. Malov, M. Z. Medvedev, A. A. Novikov

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy», Воронеж, Россия

Abstract. In article it is considered ways of perspective development complex processing the data received from any navigationg devices, gauges and sensor controls.

Keywords: navigation systems; integration of navigation information.

1. Введение

Современные воздушные суда (ВС) требуют высокой точности и надежности навигационных систем для обеспечения безопасности полетов и эффективности выполнения навигационных задач. Комплексирование различных типов навигационных измерителей позволяет значительно повысить точность навигации и улучшить функциональность систем управления. В данной статье рассмотрены основные принципы и схемы комплексирования, методы обработки данных и примеры применения в реальных системах.

Комплексирование навигационных систем основано на использовании физических принципов и методов для объединения информации от различных источников.

2. Основные физические принципы комплексирования

Основные физические принципы, на которых базируется процесс комплексирования, заключаются в следующем:

1. Радиолокация и радионавигация.

Радионавигационные системы, такие как GPS, ГЛОНАСС и другие глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС), работают на основе измерения времени распространения радиоволн от спутника до приемника. Основной физический принцип заключается в измерении времени задержки сигнала, что позволяет определить расстояние до спутника и, соответственно, координаты объекта. [1, 2].

2. Законы классической механики Ньютона.

Инерциальные навигационные системы (ИНС) используют данные от акселерометров и гироскопов для определения перемещения и ориентации объекта. Эти

системы работают на основе законов механики Ньютона, которые описывают движение объекта под воздействием инерции. Измеряя ускорение и угловую скорость, ИНС вычисляют положение, скорость и ориентацию объекта [3, 4].

3. Доплеровский эффект.

В некоторых навигационных системах используется эффект Доплера для измерения скорости объекта относительно источника сигнала. Это применяется, в системах доплеровской радионавигации, где изменение частоты сигнала, отраженного или излученного объектом, используется для определения его скорости [1, 2].

4. Электромагнитное излучение.

Электромагнитные волны являются основой для работы большинства современных навигационных систем. Системы радионавигации, используют различные диапазоны радиочастот для передачи сигналов, которые затем обрабатываются для вычисления координат и других параметров [1, 2].

5. Оптические методы получения информации.

Оптические навигационные системы используют световые волны для измерения расстояний и углов. Лазерные дальномеры, оптические гироскопы и другие подобные устройства работают на основе законов оптики, что позволяет получить высокоточные измерения на небольших расстояниях [4].

6. Принципы фильтрации и обработки данных.

Для интеграции данных из различных источников применяются методы математической фильтрации, такие как фильтр Калмана. Физический смысл этих методов заключается в оптимальной оценке параметров движения объекта на основе множества измерений, что позволяет минимизировать ошибки и повысить надежность навигационной системы [1, 2].

7. Электрические и магнитные поля.

Некоторые навигационные системы используют свойства электрических и магнитных полей для определения положения или ориентации объекта. Компасы и магнитометры, например, работают на основе измерения магнитного поля Земли [5].

Комплексирование навигационных систем позволяет использовать преимущества различных физических принципов для создания более устойчивых и точных навигационных решений, что особенно важно в условиях, когда один из методов может оказаться недоступным или ненадежным. [6, 7].

Таким образом, целью данной работы является краткая характеристика методов комплексирования их возможности с учетом современных разработок в области использования разного рода алгоритмов, а также значительно возросших возможностей вычислительных систем с учетом современных достижений в науке и технике.

Основные принципы комплексирования навигационных систем.

Комплексирование навигационных систем включает интеграцию различных типов измерителей для создания более точных и надежных навигационных решений. Оптимальное решение состоит в объединении всех доступных навигационных наблюдений в единый вектор с последующей многомерной оптимальной фильтрацией. Однако нелинейная взаимосвязь параметров и различный темп их поступления, делают нецелесообразным синтез такого сложного нелинейного фильтра.

Основные принципы комплексирования:

- совмещение функций различных радиотехнических систем, построение многофункциональных интегрированных комплексов.

- объединение технических средств, измеряющих одни и те же или функционально связанные навигационные параметры, совместная обработка информации и взаимная информационная поддержка нескольких устройств или систем

навигационного комплекса.

Наилучшего результата от комплексирования навигационных измерителей возможно достичь, решив соответствующую задачу синтеза, это позволяет определить единую оптимальную структуру и характеристики системы комплексирования. Однако на практике эта задача решается отдельно на уровнях первичной и вторичной обработки информации, деление на которые по существу является условным [2, 7, 8].

Основные этапы комплексирования:

1. Первичная обработка информации (ПОИ).

Включает обработку сырых данных от навигационных измерителей, таких как определение псевдодальностей и псевдоскоростей. Основная цель ПОИ — преобразование сигналов в навигационные параметры, которые могут быть использованы для дальнейшей обработки [2, 8].

2. Вторичная обработка информации (ВОИ).

Происходит на уровне вычислительных систем и включает уточнение координат, скорости и углов ориентации. ВОИ позволяет улучшить точность навигационных данных и выявить источники погрешностей, что способствует повышению общей надежности системы [2, 8].

Результаты применения комплексирования навигационных данных:

1. Уточнение углов ориентации.

Комплексирование позволяет значительно улучшить оценку углов ориентации ВС, таких как курс, крен, тангаж. Уточнение данных параметров достигается путем калибровки навигационных датчиков и коррекции их погрешностей. Коррекция таких ошибок, как дрейф гироскопов и смещения акселерометров позволяет повысить точность определения углов ориентации и улучшить навигационные решения. [3, 4].

2. Повышение целостности навигационных данных.

Совместная обработка данных от автономных систем и ГНСС обеспечивает более высокую целостность навигационных решений. Бортовой автономный контроль целостности (CAIM) дополняет контроль целостности в приемниках ГНСС (RAIM). Улучшение целостности обеспечивает более высокую точность и надежность навигационных решений, что критически важно для безопасного полета.

3. Оптимизация времени поиска и слежения.

Основывается на использовании более точных данных для сокращения времени поиска и улучшения характеристик слежения, на улучшении слежения за кодом, частотой и фазой несущей частоты, т.е. снижении полос пропускания и повышение помехозащищенности, а также на сокращении времени вхождения в режим слежения, т.е. повышении эффективности работы навигационной системы.

Схемы комплексирования строятся на основе слабосвязанного комплексирование и сильносвязанного комплексирования [6, 7].

В основе схемы построенной по принципу слабосвязанного комплексирования, как представлено на рисунке 1, предусмотрено использование данных от ИНС для улучшения точности поиска и слежения за сигналами ГНСС. Управляющие воздействия передаются от навигационного фильтра (НФ) в ИНС для коррекции погрешностей.

Сильносвязанное комплексирование предполагает объединение ИНС и ГНСС в единую аппаратную систему по принципу «Единая платформа». ИНС и ГНСС объединены в один блок, что позволяет реализовать более сложные алгоритмы обработки данных, как приведено на рисунке 2. Примеры навигационных систем реализующих сильносвязанное комплексировние: Litton LN-100G и Honeywell H-764G.

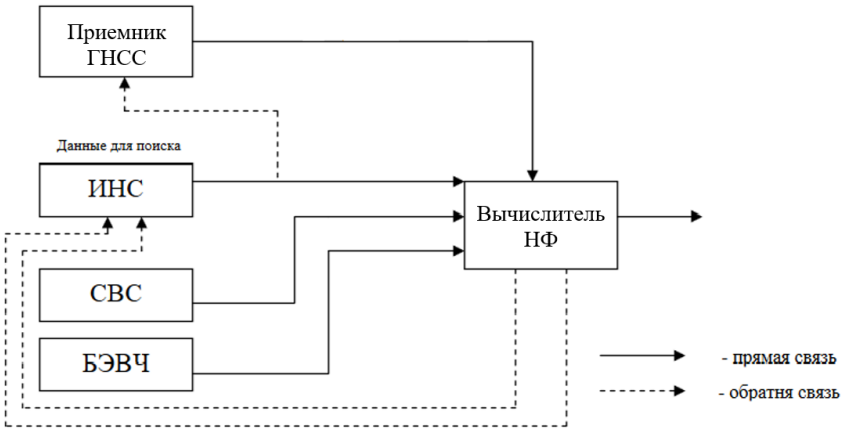


Рис. 1. Схема слабосвязанного комплексирования

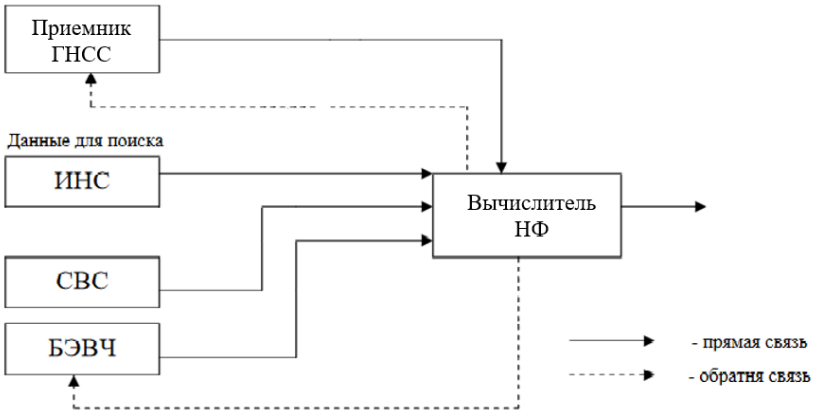


Рис. 2. Схема сильносвязанного комплексирования

Сравнительные исследования показывают, что сильносвязанное комплексирование обеспечивает меньшие ошибки определения координат, т.е. более высокую точность, а также высокую устойчивость к помехам по сравнению со слабосвязанным. Слабосвязанное комплексирование применяется в системах с ограниченными ресурсами и меньшими требованиями к точности.

Методы и алгоритмы комплексирования [6, 7].

1. Фильтрация данных.

Фильтр Калмана – один из самых распространенных методов комплексирования. Он предназначен для оптимальной оценки состояния динамической системы, используя данные с различными уровнями шума.

Основные этапы работы:

Предсказание: на основании текущего состояния система предсказывает будущее состояние объекта.

Коррекция: обновление оценок состояния на основании новых данных, полученных от внешних сенсоров, например, ГНСС.

Интеграция ИНС с ГНСС с помощью фильтра Калмана позволяет компенсировать накопление ошибок в ИНС с помощью периодической коррекции данных от спутников.

Алгоритмы:

Extended Kalman Filter (EKF) – расширенная версия фильтра Калмана для нелинейных систем.

Unscented Kalman Filter (UKF) – используется для более сложных нелинейных систем, где точность EKF может снижаться.

2. Методы свободной инерциальной навигации.

Данный метод применяется для комплексирования инерциальных систем с ГНСС, позволяя выполнять точную навигацию при кратковременных потерях сигнала ГНСС.

Режимы «открытая петля» и «замкнутая петля»: в замкнутом режиме ИНС постоянно корректируется по данным ГНСС, а в открытом режиме ИНС работает автономно до восстановления сигнала.

3. Алгоритмы сопряжения (Loosely Coupled и Tightly Coupled Integration).

Эти методы определяют степень интеграции данных между различными системами.

Loosely Coupled – данные от инерциальной системы и ГНСС обрабатываются отдельно, после чего комбинируются для определения положения. Простой метод, легко реализуемый, но менее устойчив к потере сигнала ГНСС.

Tightly Coupled – данные ИНС и ГНСС интегрируются на уровне обработки сигналов, что обеспечивает лучшую коррекцию ошибок, особенно при наличии помех или слабом сигнале ГНСС. Более сложный, но надежный метод, позволяющий работать при неполном спутниковом покрытии.

4. Алгоритмы усреднения данных.

Данные алгоритмы применяются для комплексирования данных от нескольких источников с различной степенью точности. Данные от более точных сенсоров получают больший вес в общей оценке положения.

5. Алгоритмы на основе машинного обучения.

Алгоритмы машинного обучения значительно расширяют возможности для сверхбыстрой обработки больших массивов данных получаемых от датчиков, сенсоров, иных навигационных устройств, при этом автоматически обучаясь на этих данных, определяют корреляции между источниками данных и корректируя результаты в реальном времени.

Методы комплексирования использующие возможности машинного обучения:

Fusion (объединение данных) – объединение данных с различных сенсоров, таких как ИНС, ГНСС, лидары, камеры и радары, для получения единого решения о положении ВС. Машинное обучение позволяет «взвешивать» данные от каждого источника информации в зависимости от их качества и надежности в конкретный момент времени.

Алгоритмы предсказания на базе временных рядов – используя исторические данные о положении и траектории ВС, нейронные сети могут предсказывать будущие изменения положения и корректировать курс или поведение ВС в реальном времени.

Обнаружение аномалий – алгоритмы могут обнаруживать сбои в работе сенсоров и давать ранние предупреждения о неисправностях, основываясь на данных о нормальном и аномальном поведении системы.

Преимущества использования машинного обучения комплексирования навигационных систем:

Адаптивность – алгоритмы могут обучаться на данных с различных этапов применения (полетов), улучшая свою производительность со временем.

Реализация в реальном времени – машинное обучение позволяет быстро адаптироваться к изменениям условий этапа применения (полета) и сбоям сенсоров.

Повышенная точность – за счет интеграции данных с нескольких источников и использования предсказательных моделей возможно значительно повысить точность позиционирования и ориентации ВС.

Таким образом, комплексирование навигационных систем представляет собой важный аспект современных навигационных решений.

3. Заключение

Использование различных методов и схем позволяет значительно повысить точность и надежность навигационных систем. Современные технологии и методы

обработки данных, обеспечивают высокие характеристики навигационного оборудования. Комплексирование навигационного оборудования с использованием методов машинного обучения особенно актуально для повышения точности и устойчивости систем навигации в условиях сложной помеховой обстановке активного применения средств РЭБ.

Литература

1. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации и ее приложения. М.: Эко-Трендз, 2003.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с., ил.
3. Дмитроченко Л.А., Гора В.П., Савинов Г.Ф. Бесплатформенные инерциальные навигационные системы: учебное пособие. М.: МАИ, 1984.
4. Селиванова Л.М., Шевцова Е.В. Инерциальные навигационные системы: учеб. Пособие // М. Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2012. 148 с.
5. Белоглазов И.Н., Джанджгава Г.И., Чигин Г.П. Основы навигации по геофизическим полям // М. Наука. Главная редакция физико-математической литературы. 1985. 328 с.
6. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Попов С.А. Бортовые Радиоэлектронные системы. Основы построения. М.: ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» г. Воронеж.
7. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС: монография / В.Н. Тяпкин, Е.Н. Гарин. - Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012 260 с.
8. Вавилова Н.Б., Голован А.А., Парусников Н.А., Трубников С.А. Математические модели и алгоритмы обработки измерений спутниковой навигационной системы GPS. Стандартный режим. М.: МГУ, 2001.

References

1. Solovyov JU.A. System's nightingales of satellite navigation and its appendix. M: Eko-Trendz, 2003.
2. GLONASS. Construction and functioning principles / Under the editorship of A.I. Perov, V.N. Harisova. Izd. 4, the reslave. and dop. M: Radio engineering, 2010. 800 with., silt.
3. Dmitrochenko L.A., Gora V.P., Savinov G.F. Besplatformenie inertial navigating systems: the manual. M: MAI, 1984.
4. Selivanova L.M., Shevtsov E.V. Inertial navigating systems: studies. The grant//M.Izd-vo of MGTU of N.E. Bauman. 2012. 148 with.
5. Beloglazov I.N., Dzhandzhgava G.I, Chigin G.P. Osnovy of navigation on geophysical fields//M. Nauka. The main edition of the physical and mathematical literature. 1985. 328 with.
6. Lenshin A.V., Tihomirov N.M., Popov S.A. Onboard's Priests Radio-electronic systems. Construction bases. M: ВУНЦ the Air Forces «VVA a name of professor N.E. Zhukovsky and JU.A. Gagarin» Voronezh.
7. Methods of definition of navigating parametres of mobile means with use of satellite radio navigating system GLONASS: the monography / V.N. Tjapkin, E.N. Garin. Krasnoyarsk: Sib. feder. Un y, 2012 260 with.
8. Vavilova N.B., Golovan A.A., Parusnikov N.A., Trubnikov S.A. Mathematical of model and algorithms of processing of measurements of satellite navigating system GPS. A standard mode. M: the Moscow State University, 2001.

РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-АМПЛИТУДНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА ТАНГАЖА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томск, Россия

Аннотация. Предлагается радиолокационный метод определения угла тангажа летательного аппарата с использованием пассивного радиомаяка, обладающего заданными поляризационно-анизотропными характеристиками рассеяния. Пассивный радиомаяк выполнен в виде двух радиолокационных трёхгранных уголковых отражателей с поляризационной анизотропией, пространственно разнесённых в горизонтальной плоскости. Отражатели имеют взаимно ортогональные собственные поляризации - горизонтальную и вертикальную соответственно. Облучение радиомаяка осуществляется линейно поляризованным импульсным сигналом, при этом плоскость поляризации излучаемой волны образует угол $\pi/4$ с продольной осью летательного аппарата. Оценка угла тангажа производится по одному отражённому радиоимпульсу, принимаемому бортовой радиолокационной станцией. В двухканальном СВЧ-приёмном устройстве измеряется отношение амплитуд ортогональных линейно поляризованных составляющих принятого сигнала, по которому определяется искомое значение угла тангажа.

Ключевые слова: трехгранный уголковый отражатель, поляризационная решетка, импульсные сигналы, плоскость поляризации.

RADAR POLARIZATION-AMPLITUDE METHOD FOR DETERMINING THE PITCH ANGLE OF AN AIRCRAFT

V. L. Gulko, A. A. Mescheryakov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia

Abstract. A radar method is proposed for determining the pitch angle of an aircraft using a passive radio beacon with specified polarization-anisotropic scattering characteristics. The passive radio beacon is designed as two radar triangular corner reflectors with polarization anisotropy, spatially separated in the horizontal plane. The reflectors have mutually orthogonal intrinsic polarizations — horizontal and vertical, respectively. The radio beacon is irradiated with a linearly polarized pulse signal, with the polarization plane of the emitted wave forming an angle $\pi/4$ with the longitudinal axis of the aircraft. The pitch angle is estimated based on a single reflected radio pulse received by the onboard radar station. A two-channel microwave receiver measures the ratio of the amplitudes of the orthogonal linearly polarized components of the received signal, which is used to determine the desired pitch angle value.

Keywords: trihedral corner reflector, polarization grating, scattering anisotropy, pulse signals, plane of polarization.

1. Введение

Для измерения углов крена и тангажа, характеризующих ориентацию строительных осей летательного аппарата (ЛА), как правило, применяются инерциальные навигационные системы [1, 2], отличающиеся высокой точностью, но конструктивной сложностью и значительной стоимостью. В работе [3] был предложен

радиолокационный метод измерения угла тангажа ЛА, основанный на ином физическом принципе. Метод использует поляризационно-модулированные зондирующие импульсные радиосигналы и поляризационные характеристики рассеяния пассивного радиомаяка с заданными поляризационно-анизотропными свойствами. Сущность метода заключается в размещении в точке с известными координатами пассивного радиомаяка, выполненного в виде радиолокационного поляризационно-анизотропного трёхгранного уголкового отражателя (*УО*) с горизонтальной собственной поляризацией, при которой его эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) максимальна. Для измерения угла тангажа ЛА используются зондирующие импульсные радиосигналы с линейной поляризацией, плоскость которой вращается с заданной частотой [3]. Оценка угла тангажа осуществляется на выходе СВЧ одноканального приёмного устройства по фазе второй гармоники частоты поляризационной модуляции, присутствующей в спектре огибающей отражённого сигнала от пассивного радиомаяка. Недостатком данного метода является низкое быстродействие, поскольку для определения угла тангажа требуется излучение и приём последовательности радиоимпульсов в течение периода поляризационной модуляции. С целью повышения быстродействия измерений предлагается усовершенствованный моноимпульсный радиолокационный метод, в котором применяется фиксированная линейная поляризация излучаемых импульсных сигналов, плоскость которой образует угол $\pi/4$ с продольной осью ЛА. При этом пассивный радиомаяк выполнен в виде двух радиолокационных поляризационно-анизотропных трёхгранных уголковых отражателей, пространственно разнесённых в горизонтальной плоскости и обладающих взаимно ортогональными собственными поляризациями - горизонтальной и вертикальной соответственно.

2. Матрица рассеяния пассивного радиомаяка с заданными поляризационно-анизотропными характеристиками

Рассмотрим пассивный радиомаяк, размещённый в точке с известными координатами и состоящий из двух пространственно разнесённых в горизонтальной плоскости поляризационно-анизотропных радиолокационных трёхгранных уголковых отражателей $УО_1$ и $УО_2$ (см. рис. 1). Отражатели обладают взаимно ортогональными линейными собственными поляризациями: $УО_1$ — горизонтальной, $УО_2$ — вертикальной.

Каждый отражатель выполнен в виде трёхгранного уголкового отражателя, образованного тремя взаимно перпендикулярными плоскими металлическими (или металлизированными) треугольными гранями одинакового размера, линейные размеры которых существенно превышают длину волны зондирующего сигнала.

Введём декартову опорную систему координат (ОСК) *XOY*. Оси *OX* и *OZ* расположены в горизонтальной плоскости *XOZ*, а ось *OY* перпендикулярна этой плоскости.

Нормаль *ON* к базовой линии (базе) длиной *d*, соединяющей вершины отражателей, ориентирована к середине базы и лежит в горизонтальной плоскости *XOZ*.

Вершины отражателей $УО_1$ и $УО_2$ расположим в точках O_1 и O_2 соответственно, симметрично относительно начала координат *O*, на оси *OX*, на расстоянии *d/2* от точки *O*.

Известно [4], что для придания поляризационно-изотропному трёхгранному уголковому отражателю поляризационно-анизотропных свойств с горизонтальной собственной поляризацией, при которой его ЭПР максимальна, в раскрыве $УО_1$ необходимо разместить вертикально ориентированную поляризационную решётку ($ПР_1$), выполненную из металлических проводников с шагом *A* и диаметром *B*.

Аналогично, для формирования поляризационно-анизотропных свойств с вертикальной собственной поляризацией (при которой ЭПР максимальна) в раскрыве $УО_2$ размещается горизонтально ориентированная поляризационная решётка $ПР_2$ с теми же параметрами A и B. Параметры A и B выбираются таким образом [4], чтобы составляющая $\vec{E}_{xi}$ вектора напряжённости электрического поля падающей электромагнитной волны, плоскость поляризации которой ортогональна металлическим проводникам $ПР_1$, проходила через решётку практически без искажений. После трёхкратного отражения от граней $УО_1$ эта составляющая распространяется в направлении, обратном направлению падения. При этом отражённая составляющая $\vec{E}_{Sx}$ волны остаётся горизонтально линейно поляризованной, а её фазовый центр рассеяния совпадает с вершиной $УО_1$, расположенной в точке $О_1$ [4]. В то же время составляющая $\vec{E}_{yi}$ падающей волны, поляризованная параллельно проводникам $ПР_1$, практически полностью отражается от решётки как от сплошной металлической пластины [3, 4] и не участвует в формировании обратного рассеяния уголкового отражателя.

Аналогичным образом функционирует горизонтально ориентированная решётка $ПР_2$ в составе $УО_2$. В этом случае в обратном направлении распространяется составляющая $\vec{E}_{Sy}$, обеспечивающая вертикальную линейную поляризацию отражённой волны, а её фазовый центр рассеяния располагается в вершине $УО_2$ в точке $О_2$. Таким образом, трёхгранные уголковые отражатели $УО_1$ и $УО_2$ с размещёнными в плоскости раскрыва соответственно вертикально ориентированной $ПР_1$ и горизонтально ориентированной $ПР_2$ могут рассматриваться как поляризационно-анизотропные объекты с горизонтальной и вертикальной собственными поляризациями.

Матрицы рассеяния (МР) $[S_1]$ и $[S_2]$ поляризационно-анизотропных отражателей $УО_1$ и $УО_2$ в ОСК XOY в линейном поляризационном базисе, без учета временной зависимости, могут быть представлены в виде [4]

$$[S_1]=\sqrt{\sigma_{m1}}\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix},\ [S_2]=\sqrt{\sigma_{m2}}\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}, \qquad (1)$$

где $\sigma_{m1}=\sigma_{m2}$ - максимально возможные ЭПР $УО_1$ и $УО_2$ при облучении их горизонтально и вертикально поляризованными электромагнитными волнами соответственно.

Матрица $[S_1]$ соответствует поляризационно-анизотропному $УО_1$ с горизонтальной собственной поляризацией. Аналогично, матрица $[S_2]$ соответствует поляризационно-анизотропному $УО_2$ с вертикальной собственной поляризацией.

Таким образом, каждый из отражателей осуществляет селективное обратное рассеяние только той линейной поляризационной составляющей падающей электромагнитной волны, которая совпадает с его собственной поляризацией.

3. Описание метода

Пусть ЛА находится в точке O' и движется в известном направлении, как показано на рис. 1д. Введём собственную систему координат (ССК) ЛА — подвижную декартову систему координат $X'O'Y'$, образованную продольной $O'X'$, вертикальной $O'Y'$ и поперечной $O'Z'$ строительными осями ЛА. Начало ССК совместим с точкой O', совпадающей с центром масс ЛА (рис. 1б). Угол тангажа ξ определим как угол

поворота осей $O'X'$ и $O'Y'$ ССК в плоскости XOY ОСК, перпендикулярной оси OZ относительно OX и OY ОСК.

Очевидно, что при отсутствии тангажа ξ направление продольной оси $O'X'$ совпадает с направлением оси OX, то есть продольная ось ЛА располагается в горизонтальной плоскости XOZ (рис. 1б). При появлении тангажа продольная ось ЛА $O'X'$ поворачивается в плоскости XOY на угол ξ. Поворот может быть как положительным («+» ξ, рис. 1в), так и отрицательным («−» ξ, рис. 1г), в зависимости от направления отклонения продольной оси ЛА.

Операция поворота ССК относительно ОСК формально описывается с использованием операторов поворота или матриц направляющих косинусов [5], что позволяет установить аналитическую связь между координатами и поляризационными параметрами сигналов в обеих системах координат.

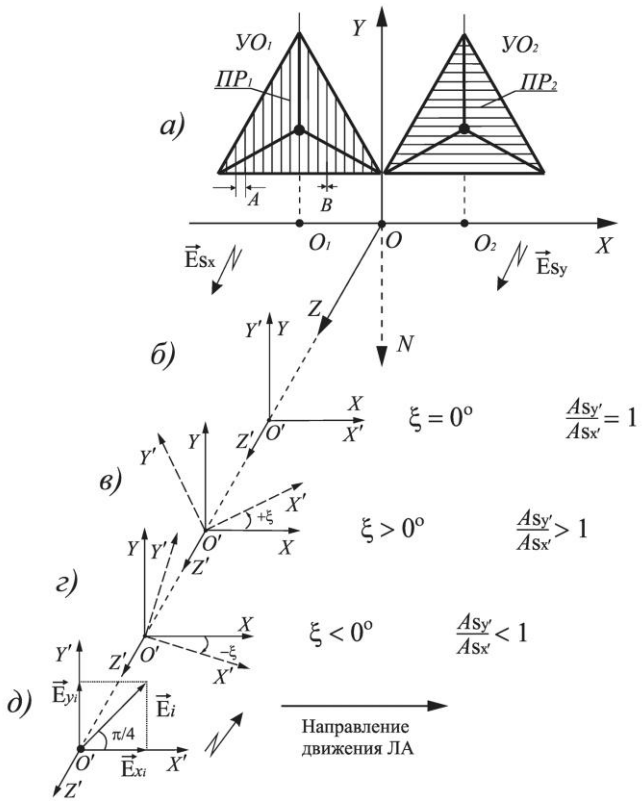


Рис. 1. К пояснению радиолокационного поляризационно-амплитудного метода определения угла тангажа летательного аппарата

На рисунке представлены:

а) и *д)* геометрия взаимного расположения пассивного радиомаяка и летательного аппарата в ОСК и ССК, соответственно;

б) взаимная ориентация ОСК и ССК ЛА при отсутствии тангажа ($\xi = 0$);

в) положение строительных осей ЛА при положительном угле тангажа ($\xi > 0$);

г) положение строительных осей ЛА при отрицательном угле тангажа ($\xi < 0$).

Рисунок иллюстрирует метод, основанный на измерении отношения амплитуд ортогонально линейно поляризованных составляющих принятого сигнала от пассивного радиомаяка.

Пусть с борта ЛА отражатели $УО_1$ и $УО_2$ облучаются бортовой приёмо-передающей антенной, ось симметрии диаграммы направленности которой перпендикулярна направлению движения ЛА.

Облучение осуществляется линейно поляризованной электромагнитной волной $\vec{E}_i$, плоскость поляризации которой образует угол π/4 с продольной осью $O'X'$ ЛА (рис. 1д).

В линейном поляризационном базисе, без учета временной зависимости, вектор Джонса излученной волны может быть записан в ССК $X'O'Y'$ в виде [5]:

$$\vec{E}_i = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\1\end{bmatrix}. \qquad (2)$$

Множитель $1/\sqrt{2}$ в (2) принят для удобства единичной интенсивности излучаемой электромагнитной волны $\vec{E}_i$.

Пусть летательный аппарат имеет в общем случае угол тангажа $\pm\xi$.

Тогда, используя формализм векторов и матриц Джонса [5], а также выражения (1) и (2), получим, что векторы Джонса ортогонально линейно поляризованных составляющих $\vec{E}_{Sx'}$ и $\vec{E}_{Sy'}$ на выходе линейного поляризационного разделителя бортового приёмного устройства могут быть записаны в ССК $X'O'Y'$ в виде [6]

$$\vec{E}_{Sx'} = C\begin{bmatrix}\cos\xi\cos(\pi/4\pm\xi)\\0\end{bmatrix}, \qquad (3)$$

$$\vec{E}_{Sy'} = C\begin{bmatrix}0\\\cos\xi\sin(\pi/4\pm\xi)\end{bmatrix}, \qquad (4)$$

где C – постоянная величина, учитывающая потенциал передатчика, расстояние от передатчика до $УО_1$ и $УО_2$ и обратно, а также их максимальные эффективные поверхности рассеяния σ_{m1} и σ_{m2}.

Тогда сигналы непосредственно на входах СВЧ двух канального приемника будут иметь вид:

$$E_{Sx'} = C\cos\xi\cos(\pi/4\pm\xi), \qquad (5)$$

$$E_{Sy'} = C\cos\xi\sin(\pi/4\pm\xi). \qquad (6)$$

Отношение амплитуд $A_{Sy'}/A_{Sx'}$ сигналов $E_{Sx'}$ и $E_{Sy'}$ на выходах СВЧ двухканального приёмника с линейной амплитудной характеристикой и линейным детектором с учётом сокращения постоянной величины определяется отношением модулей соответствующих компонент (6) и (5):

$$\frac{A_{Sy'}}{A_{Sx'}} = \left|\frac{\sin(\pi/4\pm\xi)}{\cos(\pi/4\pm\xi)}\right| = \left|\mathrm{tg}(\pi/4\pm\xi)\right|. \qquad (7)$$

Откуда угол тангажа ЛА может быть определён по измеренному отношению амплитуд по формуле [6]:

$$\xi[рад] = \pm\left(-\frac{\pi}{4} + \mathrm{arctg}\frac{A_{Sy'}}{A_{Sx'}}\right), \qquad (8)$$

где «+» - соответствует положительному углу тангажа ξ,

«-» - соответствует отрицательному углу тангажа ξ.

В случае, если двухканальный приемник имеет логарифмические амплитудные характеристики и линейный детектор, то выражение (8) преобразуется к виду:

$$\xi[рад] = \pm\left(-\frac{\pi}{4} + \mathrm{arctg}\left\{10^{\lg(A_{Sy'}/A_{Sx'})}\right\}\right). \qquad (9)$$

Таким образом, измерение отношения амплитуд ортогонально линейно поляризованных составляющих принятого сигнала по одному зондирующему импульсу обеспечивает моноимпульсную оценку угла тангажа летательного аппарата.

4. Заключение

1. Предлагаемый радиолокационный метод определения угла тангажа летательного аппарата характеризуется высоким быстродействием и обеспечивает возможность его моноимпульсной оценки.

2. В отличие от ранее предложенных решений, для реализации метода достаточно излучить и принять один отражённый импульс при фиксированной линейной поляризации зондирующего сигнала. Это позволяет существенно сократить время измерения, упростить алгоритм обработки и повысить оперативность определения угла тангажа.

3. Использование пассивного радиомаяка с заданными поляризационно-анизотропными характеристиками рассеяния и измерение отношения амплитуд ортогонально поляризованных составляющих отражённого сигнала обеспечивают однозначную связь измеряемого параметра с углом тангажа ЛА и создают предпосылки для практической реализации метода в составе бортовых радиолокационных систем.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект FEWM-2026-0007.

Литература

1. Radio Navigation Systems for Airports and Airways / O. N. Skrypnik. – Singapore: Springer, 2019. – 239 p.
2. Пельпор Д. С., Ягодкин В. В. Гироскопические системы. – М.: Высшая школа, 1988. – 216 с.
3. Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Способ радиолокационного определения угла тангажа летательного аппарата. RU 2831987, заяв. 10.06.2024, опубл. 18.12.2024.
4. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели. – М.: Сов. радио и связь, 1975. – 248 с.
5. Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. – М.: Мир, 1981. – 583 с.
6. Гулько В. Л., Мещеряков А. А., Луц О.Я. Поляризационно-амплитудный способ радиолокационного определения угла тангажа летательного аппарата. RU 2853204, заяв. 02.07.2025, опубл. 22.12.2025.

References

1. Radio Navigation Systems for Airports and Airways / O. N. Skrypnik. – Singapore: Springer, 2019. – 239 p.
2. Pelpor D.S., Yagodkin V.V. Gyroscopic systems. M.: Visshaya shkola, 1988. - 216 p.
3. Gulko V.L., Mescheryakov A.A. Method for radar determination of the pitch angle of an aircraft. Patent RU 2831987, stated. 10.06.2024, publ. 18.12.2024.
4. Kobak V.O. Radar reflectors. M.: Sov. Radio i svyaz', 1975. – 248 p.
5. Azzam R., Bashara N., Ellipsometry and polarized light. M.: Mir, 1981. – 583 p.
6. Gulko V.L., Mescheryakov A.A., Luts O.Ya. Polarization-amplitude method for radar determination of the pitch angle of an aircraft. Patent RU 2853204, stated. 02.07.2025, publ. 22.12.2025.

ФОРМИРОВАНИЕ ИНТЕРФЕРОГРАММ В ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

В. М. Кузькин[1], С. А. Переселков[2], А. С. Переселков[2], Н. В. Ладыкин[2], Л. Н. Попова[2]

[1]Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Описаны принципы построения схем интерферограмм в голографической обработке шумовых гидроакустических сигналов. Рассмотрено влияние этих интерферограмм на помехоустойчивость обработки. Показано, что наиболее перспективной является схема интерферограммы, составленная из шумовых реализаций, принимаемых в различные моменты времени. Предложен экспериментальный метод, позволяющий оценить коэффициент корреляции временных флуктуаций фоновой помехи.

Ключевые слова: голографическая обработка; гидроакустические сигналы; интерферограмма; помехоустойчивость.

INTERFEROGRAM FORMATION IN HOLOGRAPHIC PROCESSING OF UNDERWATER ACOUSTIC NOISE SIGNALS

V. M. Kuz'kin[1], S. A. Pereselkov[2], A. S. Pereselkov[2], N. V. Ladykin[2], L. N. Popova[2]

[1]Prokhorov General Physics Institute of the RAS (GPI RAS), Moscow, Russia
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The principles of constructing interferogram schemes in holographic processing of underwater acoustic noise signals are described. The influence of these interferograms on the noise robustness of the processing is examined. It is shown that the most promising scheme is an interferogram composed of noise realizations received at different moments in time. An experimental method is proposed that allows estimation of the correlation coefficient of temporal fluctuations of the background interference.

Keywords: holographic processing; underwater acoustic noise signals; interferogram; noise robustness.

1. Введение

В последнее десятилетие для обнаружения и локализации малошумных подводных источников звука получили развитие голографические методы обработки сигналов с применением векторно-скалярных приемников (ВСП), основанные на устойчивых структурных особенностях интерференционной картины (интерферограммы), создаваемой источниками в морских акваториях [1−11]. Интерес к этим методам связан с обширными потенциальными приложениями в пассивной гидролокации, позволяющими обнаруживать и идентифицировать малошумные подводные аппараты в условиях пространственно-временных неоднородностей среды распространения.

Конфигурация локализованных полос, формируемых шумовыми источниками, определяется частотным диапазоном, временем наблюдения, характеристиками акватории, скоростью и траекторией аппарата, так что интерферограмма представляет собой универсальную математическую модель шумового сигнала и среды распространения. Модель отличается достаточной простотой и в то же время содержит в себе большое разнообразие форм поведения и обладает предсказательной силой, что

дает возможность самым существенным образом видоизменить обработку шумовых сигналов в пассивной гидролокации. Голографическая обработка позволяет при малом входном отношении сигнал/помеха (с/п) и малой чувствительностью по отношению к неоднородностям среды распространения, опираясь на данную модель, установить, присутствует ли сигнал вообще (обнаружение), если сигнал есть, извлечь из него информацию о параметрах источника (локализация).

Обработка реализует квазикогерентное накопление спектральной плотности вдоль интерференционных полос, которая далее подвергается двумерному преобразованию Фурье. На выходе интегрального преобразования (голограммы) шумовой сигнал концентрируется в малой области в форме фокальных пятен, обусловленных интерференцией мод разных номеров. Помеха накапливается не когерентно и распределена по всей области голограммы. Дальность и радиальная скорость (проекция скорости в направлении на приемную систему) источника, зная передаточную функцию среды распространения, оцениваются по координатам максимумов фокальных пятен [1−11]. Формируется угловое распределение спектральной плотности голограммы (функция обнаружения), по которому проводится обнаружение [12−17], определение азимутальных углов (пеленгов) [18−21] и разрешение малошумных источников [22−24]. Для обнаружения, оценки пеленга и разрешения сигналов источников информация об гидрофизических характеристиках акватории не требуется. После обнаружения область голограммы за пределами области фокусировки очищается от помехи и выполняется двумерное обратное преобразование Фурье, восстанавливая интерферограмму поля источника. Применяя к очищенной интерферограмме одномерное преобразование Фурье, находится зависимость огибающей сигнала от времени, по которой определяются амплитуды мод. По отношению амплитуд соседних мод оценивается глубина источника [25−27]. Чрезвычайно важным шагом для развития голографических методов обнаружения и локализации малошумных подводных аппаратов является установление адаптивных алгоритмов [28−31], которые позволяют восстанавливать удаление и радиальную скорость источников без знания априорной информации о характеристиках среды распространения. Голографическая обработка гидроакустической информации характеризуется высокой помехоустойчивостью и отличается робастностью по отношению к пространственно-временным возмущениям среды распространения. В результате достигается радикальное упрощение решения задач пассивной гидролокации и, вместе с тем, значительное расширение круга задач, вообще поддающихся решению.

Как следует из сказанного, интерферограмма является одним из основных элементов голографической обработки, определяющих ее результативность в пассивной гидролокации. В связи с этим возникает вопрос, как далеко можно продвинуться по пути повышения помехоустойчивости обработки, рассматривая те или иные схемы построения интерферограмм? В статье описаны три возможные схемы построения интерферограмм и оценены предельные помехоустойчивости голографической обработки с их использованием. Предложен экспериментальный метод по оценке коэффициента корреляции временных флуктуаций фоновой помехи.

2. Формирование голограммы

Голографическую обработку шумового сигнала $s(\vartheta)$ на фоне помехи $n(\vartheta)$ рассмотрим на примере звукового давления $p(\vartheta)$, ϑ − время, регистрируемого одиночным ВСП. Для векторных компонент поля рассмотрение аналогично.

Пусть за время наблюдения Δt частотной полосе Δf накапливаются J независимых временных шумовых реализаций $p_i(\vartheta) = s_i(\vartheta) + n_i(\vartheta)$, $i = \overline{1,J}$ длительностью t_1 и временным интервалом t_2 между ними

$$J = \Delta t / (t_1 + t_2). \tag{1}$$

Здесь скобки $\lceil\ \rceil$ обозначают округление к меньшему значению целого числа. Реализации независимы, если $t_2 \geq 1/\Delta f$. Преобразованием Фурье реконструируются частотно-временные представления шумовых реализаций

$$p_i(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty} p_i(\vartheta) b(\vartheta - t) \exp(-i2\pi f \vartheta)\, d\vartheta = s_i(f,t) + n_i(f,t), \tag{2}$$

где $b(t)$ - временная оконная функция длительностью t_1; f – частота. Умножение исходного сигнала на функцию $b(\vartheta - t)$ локализует интеграл Фурье в окрестностях $\vartheta = t$, сдвинутых на ширину оконной функции. В выражении (2) по сдвигу t проводится линейная аппроксимация, а по времени ϑ – преобразование Фурье.

В общем виде интерферограмма записывается в виде

$$I(f,t) = \sum_{i=1}^{J} \sum_{j=1}^{J} p_i(f,t)\, p_j^*(f,t), \tag{3}$$

где верхний индекс звездочка обозначает комплексно-сопряженную величину. В матричной форме, которая существенно упрощает рассмотрение интерферограммы, выражение (3) представляет собой векторное произведение векторов $\boldsymbol{p}(f,t)$ и $\boldsymbol{p}^*(f,t)$

$$I(f,t) = \left[\boldsymbol{p}(f,t), \boldsymbol{p}^*(f,t)\right], \tag{4}$$

ставленных из элементов принимаемых шумовых реализаций

$$\boldsymbol{p}(f,t) = \left(p_1(f,t), p_2(f,t), \ldots, p_J(f,t)\right), \boldsymbol{p}^*(f,t) = \left(p_1^*(f,t), p_2^*(f,t), \ldots, p_J^*(f,t)\right). \tag{5}$$

Векторное произведение (4) содержит J^2 элементов, которые представим в виде квадратной матрицы J порядка

$$A(f,t) = a_{ij}(f,t) \quad \left(i, j = \overline{1,J}\right), \tag{6}$$

которой на диагонали расположены элементы $a_{ii}(f,t)$ отвечающие одинаковым моментам времени, недиагональные элементы $a_{ij}(f,t)$ отвечают разным моментам времени. Элементы матрицы $a_{ij}(f,t) = p_i(f,t)\, p_j^*(f,t)$ через шумовые реализации сигнала и помехи представляются как

$$a_{ij}(f,t) = s_i(f,t) s_j^*(f,t) + n_i(f,t) n_j^*(f,t) + s_i(f,t) n_j^*(f,t) + n_i(f,t) s_j^*(f,t). \tag{7}$$

первые два слагаемых (7) дают на плоскости (f,t) интерферограммы спектральные плотности сигнала и помехи, а третье и четвертое слагаемые – взаимные перекрестные спектральные плотности сигнала и помехи. Сигнал и помеха некоррелированы, поэтому их взаимные спектральные плотности будут иметь вид слабоконтрастного размазанного фона и его весом в интерферограмме можно пренебречь.

Учитывая это, интерферограмму $I(f,t)$ (4) приближенно можно рассматривать как суперпозицию интерферограмм сигнала и помехи

$$I(f,t) \approx \left[\boldsymbol{s}(f,t), \boldsymbol{s}^*(f,t)\right] + \left[\boldsymbol{n}(f,t), \boldsymbol{n}^*(f,t)\right] = I_s(f,t) + I_n(f,t), \tag{8}$$

где

$$\boldsymbol{s}(f,t) = \left(s_1(f,t), s(f,t), \ldots, s_J(f,t)\right), \boldsymbol{s}^*(f,t) = \left(s_1^*(f,t), s_2^*(f,t), \ldots, s_J^*(f,t)\right), \tag{9}$$

$$\boldsymbol{n}(f,t)=\left(n_1(f,t),n_2(f,t),\ldots,n_J(f,t)\right),\boldsymbol{n}^*(f,t)=\left(n_1^*(f,t),n_2^*(f,t),\ldots,n_J^*(f,t)\right) \quad (10)$$

вектора шумовых реализаций сигнала и помехи. В этом случае матрица шумовых реализаций равна сумме матриц сигнала и помехи

$$A(f,t)=s_i(f,t)s_j^*(f,t)+n_i(f,t)n_j^*(f,t)=s_i(f,t)s_j^*(f,t)+n_i(f,t)n_j^*(f,t). \quad (11)$$

В акустике океана интерферограмма сигнала $I_s(f,t)$ характеризуется интерференционным (волноводным) инвариантом (ИИ) β

$$\beta=\frac{\Delta f\ /\ f_0}{\Delta r\ /\ r_0}, \quad (12)$$

где $\Delta f=f-f_0$ и $\Delta r=w\Delta t=r-r_0$ – приращения частоты и расстояния, отвечающие сдвигу локального интерференционного максимума волнового поля; f_0, r_0 – координаты локального максимума поля [32]. ИИ определяет частотные смещения интерференционных максимумов волнового поля вдоль интерференционных полос, необходимые для выравнивания фаз мод, расфазировка которых вызвана изменением расстояния между источником и приемником. Альтернативная форма ИИ

$$\beta=-\frac{1}{f_0}\frac{h_{mn}(f_0)}{dh_{mn}(f_0)/df}. \quad (13)$$

Здесь $h_{mn}=h_m-h_n$, h_m – горизонтальное волновое число (постоянная распространения) m-й моды. В окрестности локальной точки (f_0,r_0) ИИ β слабо зависит от частоты, номеров мод, расстояния, глубины и определяется дисперсионными характеристиками акватории.

Голограмма звукового давления реализуется применением двумерного преобразования Фурье к интерферограмме $I(f,t)$. Учитывая, что сигнал и помеха не коррелированы, голограмму можно представить в виде

$$F_I(\tau,)\approx\int_0^{\Delta t}\int_{f_1}^{f_2}\left[I_s(f,t)+I_n(f,t)\right]\exp\left[i2\pi\left(t-\tau f\right)\right]dfdt=F_{I(s)}(\tau,)+F_{I(n)}(\tau,), \quad (14)$$

где ν и τ - частота и время голограммы; $f_{1,2}=f_0\mp(\Delta f/2)$, f_0 средняя частота спектра; $F_{I(s)}(\tau,)$ и $F_{I(n)}(\tau,)$ – спектральные плотности голограмм сигнала и помехи, образованные проекцией вектора измерений шумовых реализаций на подпространство сигнала и помехи. Проектирование отображения интерферограмм $I(f,t)$ на плоскость голограммы $F(\tau,)$ приводит к особенностям формирования спектральных плотностй сигнала и помехи. Спектральная плотность сигнала $F_{I(s)}(\tau,)$ концентрирована в двух узких полосах, зеркально перевернутых относительно начала координат, в форме фокальных пятен, вызванных интерференцией мод разных номеров. Фокальные пятна размещены в первом и третьем квадрантах голограммы, если радиальная скорость источника $w<0$ (источник приближается к приемнику), и во втором и четвертом квадрантах $(w>0)$, если он удаляется от приемника. При неподвижном или движущемся источнике с радиальной скоростью, равной нулю, координаты пиков фокальных пятен расположены на оси времени τ. Область концентрации содержит $(M-1)$ главных максимумов с координатами (τ_μ,ν_μ), расположенными на прямой $\nu=\varepsilon\tau$ с угловым коэффициентом $\varepsilon=\nu_\mu/\tau_\mu$ где M – число интерферирующих мод, $\mu=\overline{1,M-1}$ номер фокального пятна. Ближайший к началу координат максимум первого фокального пятна обусловлен интерференцией соседних мод и приходится на значения

(τ_1,ν_1). Координаты следующего пика, вызванного интерференцией мод номеров $(m,m+2)$, расположены в точке (τ_2,ν_2) и т.д. Координаты самого удаленного пика, продиктованного интерференцией первой и последней моды – (τ_{M-1},ν_{M-1}). Спектральная плотность помехи $F_{I(n)}(\tau,\nu)$ распределена по всей плоскости $(\tau,\ \nu)$ голограммы.

Сигнальная спектральная плотность сосредоточена в полосе, ограниченной прямыми

$$\nu_1 = \varepsilon\tau + \delta\nu,\ \ \nu_2 = \varepsilon\tau - \delta\nu, \tag{15}$$

где $\delta\nu = 1/\Delta t$ полуширина фокальных пятен в направлении оси ν. Вне этой полосы спектральная плотность сигнала практически подавлена. Вдоль оси τ полуширина фокальных пятен $\delta\tau = 1/\Delta f$. Угловые коэффициенты прямой расположения максимумов фокальных пятен ε и интерференционных полос $\delta f/\delta t$ вязаны соотношением

$$\varepsilon = -\delta f\ /\delta t, \tag{16}$$

где δf - частотный сдвиг максимума волнового поля за время δt. Размеры и расположение области локализации спектральной плотности на голограмме определяются параметрами обработки и источника. Концентрацию поля сигнала можно рассматривать как фокусировку шумового поля аппарата, характеристики которой превышают аналогичные характеристики методов обращения волнового фронта и временного обращения волны [5]. Особенность фокусировки связана с возможностью автоматической концентрации акустической энергии в точке приема путем применения двумерного преобразования Фурье к периодической структуре поля.

Угловое распределение спектральной плотности (функция обнаружения)

$$G_I(,\ q_0) = \int_0^{\Delta\tau} \left|F_I(\tau,\tau,\ q_0)\right| d\tau\ , \tag{17}$$

определяет максимальную дальность обнаружения, пеленг и разрешение источников при входном отношении с/п q_0. Здесь $\Delta\tau$ линейный размер области фокусировки по оси времени τ; χ – варьируемое значение углового коэффициента при интегрировании вдоль прямых $\nu = \chi\tau$. При приближении источника к приемнику $0 < \chi < \infty$ при удалении – $-\infty < \chi < 0$. В отсутствии помехи и возмущения среды функция обнаружения имеет вид асимметричной резонансной кривой, положение максимума ε и ширина полосы $\Delta\chi$ которой оцениваются как [33]:

$$\varepsilon = \frac{w}{r_0} f_0\beta, \tag{18}$$

$$\Delta\chi = 4\pi\frac{f_0\beta}{\Delta t r_0 h_{1M}(f_0)}. \tag{19}$$

Ширина полосы (19) определена как угловой размер между прямыми $\nu = \left[\varepsilon + (1/\Delta t\tau_{M-1})\right]\tau$ и $\nu = \left[\varepsilon - (1/\Delta t\tau_{M-1})\right]\tau$ в точках $\left(\tau_{M-1},\nu_{M-1} + (1/\Delta t)\right)$ и $\left(\tau_{M-1},\nu_{M-1} - (1/\Delta t)\right)$, что примерно соответствует ширине на уровне 0.5 от максимума. Характерными чертами соотношений (18) и (19) является то обстоятельство, что в них входят параметры источника и обработки, дисперсионные соотношения акватории, поэтому их физическое содержание различно в зависимости от выбора этих величин. Абсолютное значение координаты максимума функции обнаружения возрастает при увеличении

радиальной скорости источника, частотного диапазона и уменьшении расстояния. Ширина полосы функции обнаружения возрастает с увеличением частотного диапазона, радиальной скорости и уменьшается с увеличением времени наблюдения и расстояния.

Обнаружение, определение параметров и разрешение шумовых источников осуществляются на основе обработки спектральной плотности голограммы. Двумерное преобразование Фурье переводит исходную функцию в параметрах (f,t), в линейное пространство с параметрами (τ,ν), в котором упрощается операция определения параметров источника и происходит изменение масштабов. В общем случае фурье-образ функции совершенно не похож на саму функцию, тем не менее, он является однозначным ее представлением. Данная операция приводит к фокусировке поля источника в области голограммы, линейные размеры которой малы по сравнению со временем наблюдения и шириной спектра, а интенсивность помехи распределена по всей частотно-временной области голограммы. По этой причине повышается отношение с/п на выходе интегрального преобразования. Преобразованную функцию можно вернуть в исходное линейное пространство с помощью обратного преобразования.

Если имеется одновременно несколько источников, то каждый из них создает свою систему интерференционных полос, определяемых параметрами движения, так что результирующая система полос представляет собой суперпозицию полос, формируемых разными источниками. На результирующей голограмме образовываются локализованные спектральные плотности отдельных источников, а на функции обнаружения – их угловые распределения. Источники разрешаются, если разрешаются их спектральные плотности на голограмме или максимумы функций обнаружения.

В общем случае прием шумовых реализаций источника осуществляется на фоне пространственно-временных возмущений среды распространения, которые искажают интерференционную картину и тем самым увеличивают погрешность в оценке параметров источника. Голографическая обработка позволяет избежать или существенно уменьшить эти искажения, если характерный временной масштаб этих изменений существенно больше времени наблюдения [34−38]. В этом случае спектральная плотность возмущенного поля на голограмме концентрируется вдоль оси ν во временном интервале $2\delta\tau$, что позволяет ее отфильтровать и тем самым повысить устойчивость голографической обработки по отношению к изменчивости среды распространения.

3. Заключение

Рассмотрены различные схемы построения интерферограмм в голографической обработке гидроакустических шумовых сигналов и оценена помехоустойчивость обработки с их использованием. Показано, что наибольшая помехоустойчивость свойственна интерферограмме, формируемой на недиагональных элементах матрицы, отвечающим различным временам приема шумовых реализаций. Предложен метод оценки коэффициента временных флуктуаций фоновой помехи в функции числа шумовых реализаций принимаемого акустического поля и предельной дальности обнаружения источника. Представленные результаты имеют весьма существенное значение, так как позволяют оценить предельную помехоустойчивость голографической обработки гидроакустической информации.

4. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

Литература

1. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море. // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. – С. 406–418.
2. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приёмником. // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. – С. 33–45.
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Т. 151. № 2. – С. 666–676.
4. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // Sound and Vibration. 2023. Т. 544. – С. 117388.
5. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water. // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Т. 11. – С. 559.
6. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Т. 11. № 10. – С. 1922.
7. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Yu., Tkachenko S., Rybyanets P. The formation of 2D holograms of a noise source and bearing estimation by a vector scalar receiver in the high-frequency band. // J. Mar. Sci. Eng. 2024. Т. 12. – С. 704.
8. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Application of the fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source. // Fractal Fract. 2025. Т. 9. – С. 715.
9. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Effect of irregular bathymetry on hologram formation of a moving source in shallow water. // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Т. 13. – С. 1775.
10. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of intense internal waves traveling along an acoustic path on source holographic reconstruction in shallow water. // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Т. 13. – С. 1409.
11. Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Голографические методы обработки гидроакустических сигналов (Обзор). // Акуст. журн. 2025. Т. 71. № 1. – С. 96–117.
12. Казначеева Е.С., Кузькин В.М., Матвиенко Ю.В., Пересёлков С.А., Хворостов Ю.А. Оценка дальности обнаружения малогабаритного подводного аппарата по его шумовому полю. // Подводные исследования и робототехника. 2021. № 4 (38). – С. 88–93.
13. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Matvienko Yu.V., Khvorostov Yu.A. Range of detection of underwater sound source. // Phys. Wave Phenom. 2023. Т. 31. № 5. – С. 339–345.
14. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. Предельная дальность обнаружения подводного шумового источника с применением голографической обработки. // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 1. – С. 129–136.
15. Кузькин В.М., Матвиенко Ю.В., Пересёлков С.А., Рыбянец П.В. О возможности оценки предельной дальности обнаружения подводных глайдеров. // Подводные исследования и робототехника. 2024. № 2 (48). – С. 68–75.
16. Кузькин В.М., Переселков С.А., Косенко И.М., Грачев В.И., Переселков А.С. Оценка дальности обнаружения подводного источника шума в мелководной акватории с нерегулярной батиметрией. // РЭНСИТ. 2025. Т. 17. № 3. – С. 321–330.

17. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kosenko I.M., Pereselkov A.S. Estimation of the detection range for an underwater noise source in the presence of background internal waves. // Phys. Wave Phenom. 2025. Т. 33. № 5. – С. 346–352.
18. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.A. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver. // Phys. Wave Phenom. 2018. Т. 26. № 1. – С. 63–73.
19. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source. // Phys. Wave Phenom. 2019. Т. 27. № 3. – С. 237–241.
20. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Логачев В.В., Косенко И.М. Голографический метод обработки гидроакустических сигналов высокочастотного источника в мелком море. // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. – С. 545–554.
21. Кузькин В.М., Переселков С.А., Косенко И.М., Переселков А.С., Грачев В.И. Пеленгование источника шума в мелководной акватории. // РЭНСИТ. 2025. Т. 17. № 4. – С. 455–462.
22. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization. // Phys. Wave Phenom. 2018. Т. 26. № 2. – С. 150–159.
23. Кузькин В.М., Переселков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды. // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 3. – С. 395–406.
24. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment. // Phys. Wave Phenom. 2024. Т. 32. № 4. – С. 290–299.
25. Беседина Т.Н., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума. // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 6. – С. 718–728.
26. Besedina T.N., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy L.Yu. Estimation of the depth of an immobile sound source in shallow water. // Phys. Wave Phenom. 2015. Т. 23. № 4. – С. 292–303.
27. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in an oceanic waveguide. // Phys. Wave Phenom. 2016. Т. 24. № 4. – С. 310–316.
28. Kaznacheeva E.S., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A. Measurement capability of the interferometric method of sound source localization in the absence of data on the waveguide transfer function. // Phys. Wave Phenom. 2019. Т. 27. № 1. – С. 73–78.
29. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing. // Phys. Wave Phenom. 2020. Т. 28. № 3. – С. 267–273.
30. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. Адаптивный алгоритм локализации шумовых подводных источников в мелководных акваториях. // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. – С. 533–544.
31. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals. // Phys. Wave Phenom. 2024. Т. 32. № 5. – С. 382–391.
32. Чупров С.Д. Интерференционная структура звукового поля в слоистом океане. / Акустика океана. Современное состояние. М.: Наука, 1982. – С. 71–82.

33. Кузькин В.М., Переселков С.А., Башкарев В.А., Переселков А.С., Грачев В.И. Угловое распределение спектральной плотности голограммы шумоизлучения подводного аппарата. // РЭНСИТ. 2025. Т. 17. № 4. – С. 463–472.
34. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin A.Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. // Phys. Wave Phenom. 2018. Т. 26. № 2. – С. 160–167.
35. Badiey M., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. // Phys. Wave Phenom. 2019. Т. 27. № 4. – С. 313–319.
36. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves. // Phys. Wave Phenom. 2021. Т. 29. № 3. – С. 278–284.
37. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ. 2022. Т. 14. № 2. – С. 197–204.
38. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Ладыкин Н.В., Куцов М.В. Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ. 2023. Т. 15. № 3. – С. 317–326.
39. Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Noise-source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing. // Phys. Wave Phenom. 2020. Т. 28. № 1. – С. 68–74.

REFERENCES

1. Ivanov, A. B. Methods of receiving and processing the signal on the background of white noise. // Journal, 2001, Vol. 21, No. 7. - Pp. 29-47.
2. Kuznetsov, G.N., Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A. Spectrogram and localization of a sound source in shallow water. // Acoust. Phys. 2017, Vol. 63, No. 4. – Pp. 449–461.
3. Kaznacheev, I.V., Kuznetsov, G.N., Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A. An interferometric method for detecting a moving sound source with a vector-scalar receiver. // Acoust. Phys. 2018, Vol. 64, No. 1. – Pp. 37–48.
4. Pereselkov, S.A., Kuz'kin, V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // J. Acoust. Soc. Am. 2022, Vol. 151, No. 2. – Pp. 666–676.
5. Ehrhardt, M., Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Kaznacheev, I., Rybyanets, P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // Sound and Vibration. 2023, Vol. 544. – P. 117388.
6. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water. // J. Mar. Sci. Eng. 2023, Vol. 11. – P. 559.
7. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. // J. Mar. Sci. Eng. 2023, Vol. 11, No. 10. – P. 1922.
8. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Matvienko, Yu., Tkachenko, S., Rybyanets, P. The formation of 2D holograms of a noise source and bearing estimation by a vector scalar receiver in the high-frequency band. // J. Mar. Sci. Eng. 2024, Vol. 12. – P. 704.

9. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Application of the fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source. // Fractal Fract. 2025, Vol. 9. – P. 715.
10. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Effect of irregular bathymetry on hologram formation of a moving source in shallow water. // J. Mar. Sci. Eng. 2025, Vol. 13. – P. 1775.
11. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Influence of intense internal waves traveling along an acoustic path on source holographic reconstruction in shallow water. // J. Mar. Sci. Eng. 2025, Vol. 13. – P. 1409.
12. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A. Holographic methods of underwater acoustic signals processing (a Review). // Acoust. Phys. 2025, Vol. 71, No. 1. – Pp. 80–100.
13. Kaznacheeva, E.S., Kuz'kin, V.M., Matvienko, Yu.V., Pereselkov, S.A., Khvorostov, Yu.A. Estimation of the range detection by noise field of a small-sized underwater vehicle. // Underwater Investigations and Robotics. 2021, No. 4 (38). – Pp. 80–84.
14. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Tkachenko, S.A., Matvienko, Yu.V., Khvorostov, Yu.A. Range of detection of underwater sound source. // Phys. Wave Phenom. 2023, Vol. 31, No. 5. – Pp. 339–345.
15. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Grachev, V.I., Rybyanets, P.V., Tkachenko, S.A. Maximum detection range of an underwater noise source using holographic processing. // RENSIT. 2024, Vol. 16, No. 1. – Pp. 129–136.
16. Kuz'kin, V.M., Matvienko, Yu.V., Pereselkov, S.A., Rybyanets, P.V. On the possibility of estimating the maximum detection range of underwater gliders. // Underwater Investigations and Robotics. 2024, No. 2 (48). – Pp. 68–75.
17. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Kosenko, I.M., Grachev, V.I., Pereselkov, A.S. Detection range estimation of an underwater noise source in shallow waters with irregular bathymetry. // RENSIT. 2025, Vol. 17, No. 3. – Pp. 321–330.
18. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Kosenko, I.M., Pereselkov, A.S. Estimation of the detection range for an underwater noise source in the presence of background internal waves. // Phys. Wave Phenom. 2025, Vol. 33, No. 5. – Pp. 346–352.
19. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Kuznetsov, G.N., Kaznacheev, I.A. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver. // Phys. Wave Phenom. 2018, Vol. 26, No. 1. – Pp. 63–73.
20. Kuznetsov, G.N., Kuz'kin, V.M., Lyakhov, G.A., Pereselkov, S.A., Prosovetskiy, D.Yu. Direction finding of a noise sound source. // Phys. Wave Phenom. 2019, Vol. 27, No. 3. – Pp. 237–241.
21. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Grachev, V.I., Logachev, V.V., Kosenko, I.M. Holographic method for processing hydroacoustic signals of a high-frequency source in shallow water. // RENSIT. 2024, Vol. 16, No. 4. – Pp. 545–554.
22. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Kosenko, I.M., Pereselkov, A.S., Grachev, V.I. Noise source bearing estimation in shallow waters. // RENSIT. 2025, Vol. 17, No. 4. – Pp. 455–462.
23. Kuz'kin, V.M., Kuznetsov, G.N., Pereselkov, S.A., Grigor'ev, V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization. // Phys. Wave Phenom. 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 150–159.
24. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Grachev, V.I., Rybyanets, P.V., Tkachenko, S.A. Noise signals resolution in the random inhomogeneities presence of oceanic environment. // RENSIT. 2024, Vol. 16, No. 3. – Pp. 395–406.
25. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Rybyanets, P.V., Tkachenko, S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment. // Phys. Wave Phenom. 2024, Vol. 32, No. 4. – Pp. 290–299.

26. Besedina, T.N., Kuznetsov, G.N., Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A. Determining the depth of a sound source in shallow water against intense background noise. // Acoust. Phys. 2015, Vol. 61, No. 6. – Pp. 681–691.
27. Besedina, T.N., Kuznetsov, G.N., Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Prosovetskiy, L.Yu. Estimation of the depth of an immobile sound source in shallow water. // Phys. Wave Phenom. 2015, Vol. 23, No. 4. – Pp. 292–303.
28. Kuznetsov, G.N., Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Prosovetskiy, D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in an oceanic waveguide. // Phys. Wave Phenom. 2016, Vol. 24, No. 4. – Pp. 310–316.
29. Kaznacheeva, E.S., Kuznetsov, G.N., Kuz'kin, V.M., Lyakhov, G.A., Pereselkov, S.A. Measurement capability of the interferometric method of sound source localization in the absence of data on the waveguide transfer function. // Phys. Wave Phenom. 2019, Vol. 27, No. 1. – Pp. 73–78.
30. Kaznacheeva, E.S., Kuz'kin, V.M., Lyakhov, G.A., Pereselkov, S.A., Tkachenko, S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing. // Phys. Wave Phenom. 2020, Vol. 28, No. 3. – Pp. 267–273.
31. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Grachev, V.I., Rybyanets, P.V., Tkachenko, S.A. Adaptive algorithm for localizing underwater noise sources in shallow waters. // RENSIT. 2024, Vol. 16, No. 4. – Pp. 533–544.
32. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Rybyanets, P.V., Tkachenko, S.A. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals. // Phys. Wave Phenom. 2024, Vol. 32, No. 5. – Pp. 382–391.
33. Chuprov, S.D. Interference structure of a sound field in a layered ocean. / In Ocean Acoustics. Current State. Moscow: Nauka, 1982. – Pp. 71–82.
34. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Bashkarev, V.A., Ladykin, N.V., Grachev, V.I. Angular distribution of the spectral density of the noise emission hologram of an underwater vehicle. // RENSIT. 2025, Vol. 17, No. 4. – Pp. 463–472.
35. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Zvyagin, V.G., Malykhin, A.Yu., Prosovetskiy, D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. // Phys. Wave Phenom. 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 160–167.
36. Badiey, M., Kuz'kin, V.M., Lyakhov, G.A., Pereselkov, S.A., Prosovetskiy, D.Yu., Tkachenko, S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. // Phys. Wave Phenom. 2019, Vol. 27, No. 4. – Pp. 313–319.
37. Kaznacheeva, E.S., Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves. // Phys. Wave Phenom. 2021, Vol. 29, No. 3. – Pp. 278–284.
38. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Kaznacheeva, E.S., Grachev, V.I., Tkachenko, S.A., Rybyanets, P.V. Holographic processing of moving sources in a shallow sea with intense internal waves. // RENSIT. 2022, Vol. 14, No. 2. – Pp. 197–204.
39. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A., Grachev, V.I., Tkachenko, S.A., Ladykin, N.V., Kuptsov, M.V. Holographic method for localization of a moving sound source in the presence of intense internal waves. // RENSIT. 2023, Vol. 15, No. 3. – Pp. 317–326.
40. Kuz'kin, V.M., Lyakhov, G.A., Pereselkov, S.A., Matvienko, Yu.V., Tkachenko, S.A. Noise-source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing. // Phys. Wave Phenom. 2020, Vol. 28, No. 1. – Pp. 68–74.

МЕТОДИКА ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ТОЛЩИНЫ ЛЬДА С БОРТА ВОЗДУШНОГО СУДНА

В. Н. Антипов[1], Д. Ю. Набережнев[2], А. Ю. Трущинский[2]

[1]АО «УПКБ «ДЕТАЛЬ»», г. Каменск-Уральский, Россия
[2]ВУНЦ ВВС «ВВА», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Проблема освоения арктических территорий Российской Федерации, в том числе мониторинга ледовой обстановки и измерения толщины льда в бассейне Северного Ледовитого океана, является актуальной: хотя дистанционное зондирование с борта воздушного судна позволяет исследовать большие площади за минимальное время, существующие подходы к дистанционным измерениям толщины подповерхностных слоёв отличаются низкой точностью; в рамках работы предложен способ высокоточного измерения толщины льда с борта воздушного судна, а полученные результаты могут быть использованы при разработке существующих и перспективных систем управления посадкой воздушного судна.

Ключевые слова: дистанционное многочастотное зондирование поверхности, многослойная структура, измерение толщины льда, квадратурная обработка радиолокационного сигнала.

METHOD FOR REMOTE MEASUREMENT OF ICE THICKNESS FROM AN AIRCRAFT

V. N. Antipov[1], D. Yu. Naberezhnev[2], A. Yu. Trushchinsky[2]

[1]JSC «UPKB «DETAL»», Kamensk-Uralsky, Russia
[2] MESC «AFA», Voronezh, Russia

Abstract. The challenge of developing the Arctic territories of the Russian Federation, including monitoring ice conditions and measuring ice thickness in the Arctic Ocean basin, is highly relevant. Although remote sensing from an aircraft enables the investigation of large areas in minimal time, existing approaches to remote measurements of subsurface layer thickness are characterized by low accuracy. This work proposes a method for high-precision measurement of ice thickness from an aircraft. The obtained results can be used in the development of current and future aircraft landing control systems.

Keywords: remote multifrequency surface sensing, multilayer structure, ice thickness measurement, quadrature processing of radar signal.

1. Введение

В настоящее время одной из актуальных задач является необходимость решения социально-экономических проблем, связанных с развитием арктических территорий Российской Федерации. Арктика имеет решающее стратегическое значение для пяти прибрежных государств Северного Ледовитого океана: США, Канады, России, Норвегии и Дании, а также является центром интересов Китая, Исландии, Швеции и Финляндии. Россия является крупнейшей арктической державой. Длина её побережья вдоль Северного Ледовитого океана составляет 22600 км (60% арктического побережья мира). Вся арктическая зона страны превышает 4 млн км² и обеспечивает 10% ВВП страны. Запасы арктического континентального шельфа, относящегося к России, составляют более 85,1 трлн куб. м природного газа и 17,3 млрд тонн нефти. В связи с такими огромными запасами природных ресурсов Россия активно развивает

круглогодичные поставки энергоносителей через Северный морской путь (СМП). Поэтому дальнейшее его развитие является одной из приоритетных задач, включено в Стратегию развития Арктической зоны Российской Федерации и обеспечения национальной безопасности на период до 2035 года [1,2].

Развитие ледокольного флота позволило сделать навигацию по СМП круглогодичной. Среднее количество рейсов в январе составляет 180, в мае – 200. Однако, СМП является сложной морской трассой [3] с дрейфующими льдами, которые различают по форме, размеру, возрасту и т.д. По возрасту различают молодой лед толщиной 15 до 30 см, однолетний лед от 30 см до 2 м, двухлетний лед от 2 до 3 м и паковый лед от 3 м и более.

Для исследования СМП используются различные способы [4,5]. Их классификация приведена в таблице 1.

Таблица 1. Классификация способов исследования СМП.

Вид	Особенность	Достоинства	Недостатки
По способу получения данных			
Пассивные	Сбор информации производится за счет приема естественного излучения объекта	Не требуется излучающих систем	Зависимость от погодных условий и времени суток
Активные	Сбор информации производится за счет приема эхосигналов	Независимость от погодных условий и времени суток	Необходимо формировать зондирующий сигнал
По диапазону электромагнитного излучения			
Оптические	Сбор информации в оптическом диапазоне	Возможность использования пассивного способа	Зависимость от погодных условий и времени суток
Радиолокационные	Сбор информации в радиолокационном диапазоне	Возможность реализации как пассивного, так и активного способов	Низкая помехоустойчивость
По месту размещения оборудования, реализующего способ			
Космические	Данные собираются со спутниковых систем, расположенных на орбите	Высокая скорость обработки объектов большой площади	Низкая точность полученных данных
Авиационные	Данные собираются с воздушных судов	Высокая точность и скорость получения информации	Зависимость от погодных условий
Наземные	Данные собираются с наземных станций и средств	Высокая точность полученных данных	Низкая скорость получения информации

Как видно из таблицы 1, дистанционное радиолокационное зондирование с помощью воздушных судов является оптимальным способом получения данных при исследовании СМП, в том числе о толщине льда. Однако, существующие способы обладают недостатком точности [6,7].

Для повышения точности определения толщины льда в статье рассмотрен способ зондирования поверхности многочастотным радиолокационным сигналом LH и MH-диапазона, что обеспечивает высокие проникающие свойства сигнала в подповерхностный слой. При разработке способа измерения толщины льда использована модель, учитывающая зондирование земной поверхности многочастотным сигналом, что обеспечивает инвариантность способа к априорной неопределенности структуры и характеристикам слоя льда [8].

2. Высокоточный способ дистанционного измерения толщины льда с борта воздушного судна

В способе дистанционного измерения толщины льда с борта воздушного судна, согласно модели наблюдения, принимаемый сигнал соответствует аддитивной смеси сигналов, отраженных от верхнего и нижнего слоев, внутреннего шума приемника, и имеет следующий вид

$$\begin{aligned} y(t) = &\sum_{n=0}^{N-1} A_1^n s\left(t-\left(\tau_1+nT_{\text{п}}\right)\right)\cos\left(2\pi f_n\left(t-\left(\tau_1+nT_{\text{п}}\right)\right)+\varphi_{01}\right)+ \\ &+\sum_{n=0}^{N-1} A_2 s\left(t-\left(\tau_2+nT_{\text{п}}\right)\right)\cos\left(2\pi f_n\left(t-\left(\tau_2+nT_{\text{п}}\right)\right)+\varphi_{02}\right)+n(t) \end{aligned}, \quad (1)$$

где N – количество опорных частот; A_1^n, A_2^n – амплитуды сигналов n-ых импульсов; $\tau_1 = \frac{2H}{c}$; $\tau_2 = \frac{2H}{c} + \frac{2\Delta h}{c}\sqrt{\varepsilon}$ – задержки сигнала, отраженного от верхней и нижней границы слоя; $T_{\text{п}}$ – период повторения импульсов; f_n – опорные частоты импульсов; H – высота полета; Δh – толщина ледового слоя; $\varphi_{01}, \varphi_{02}$ – случайные начальные фазы.

Для устранения влияния начальной случайной фазы применяется квадратурная обработка принятого сигнала и после согласованной фильтрации в стробе, соответствующем опорной задержке длительностью T, сигнал n-ого импульса на выходе i-ого строба дальности (рисунок 1) можно записать

$$Z_{cn}^i = \int_{t_{\text{оп}i}+nT_{\text{п}}}^{t_{\text{оп}i}+nT_{\text{п}}+T} y_n(t)\, s\left(t-\left(t_{oni}+n\text{T}_{\text{п}}\right)\right)\cos\left(2\pi f_n\left(t-n\text{T}_{\text{п}}\right)\right)dt, \quad (2)$$

$$Z_{sn}^i = \int_{t_{\text{оп}i}+nT_{\text{п}}}^{t_{\text{оп}i}+nT_{\text{п}}+T} y_n(t)\, s\left(t-\left(t_{oni}+n\text{T}_{\text{п}}\right)\right)\sin\left(2\pi f_n\left(t-n\text{T}_{\text{п}}\right)\right)dt, \quad (3)$$

где $y_n(t)$ – сигнал n-ого импульса, t_{oni} – время i-ого строба дальности.

При этом количество стробов дальности равно I, задержке каждого i-ого строба дальности соответствует t_{oni}.

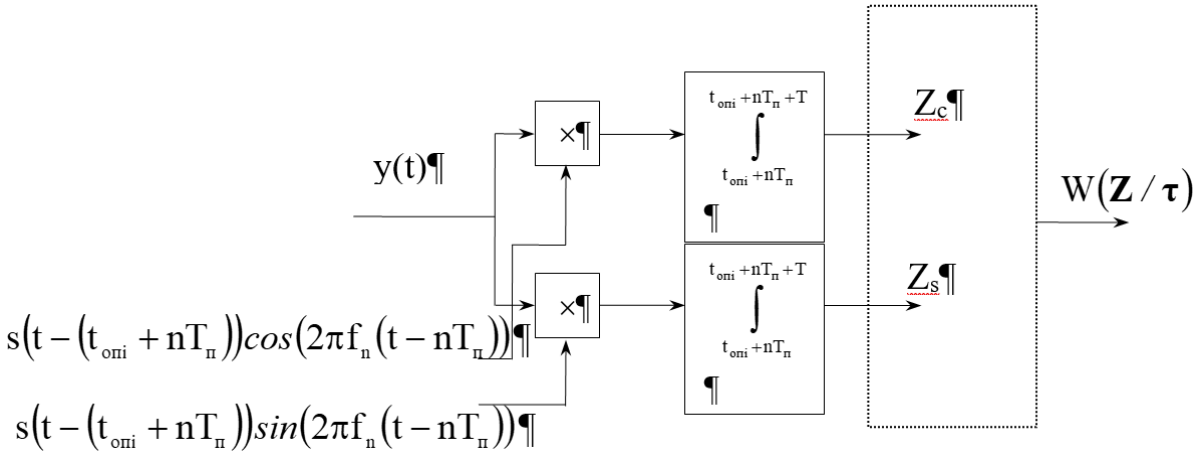


Рис. 1. Структура обработки в *i*-м стробе дальности

Так как, отраженные сигналы от верхней и нижней границы ледяного слоя независимы, то и на выходе квадратурной обработке накопленные сигналы от границ также независимы. Вследствие этого выражения для синусной и косинусной составляющей равны

$$Z_{cn}^i = A_1\frac{T}{2}\cos\phi_{01}F_{cn}\left(\tau_1,\tau_{oni}\right) - A_1\frac{T}{2}\sin\phi_{01}F_{sn}\left(\tau_1,\tau_{oni}\right) + \\ + A_2\frac{T}{2}\cos\phi_{02}F_{cn}\left(\tau_2,\tau_{oni}\right) - A_2\frac{T}{2}\sin\phi_{02}F_{sn}\left(\tau_2,\tau_{oni}\right) + n_{cn}^i, \quad (4)$$

$$Z_{sn}^i = A_1\frac{T}{2}\cos\phi_{01}F_{sn}\left(\tau_1,\tau_{oni}\right) + A_1\frac{T}{2}\sin\phi_{01}F_{cn}\left(\tau_1,\tau_{oni}\right) + \\ + A_2\frac{T}{2}\cos\phi_{02}F_{sn}\left(\tau_2,\tau_{oni}\right) + A_2\frac{T}{2}\sin\phi_{02}F_{cn}\left(\tau_2,\tau_{oni}\right) + n_{sn}^i, \quad (5)$$

где $F_{cn}\left(\tau,\tau_{oni}\right) = f\left(\tau,\tau_{oni}\right)\cos\left(2\pi f_n\tau\right)$, $F_{sn}\left(\tau,\tau_{oni}\right) = f\left(\tau,\tau_{oni}\right)\sin\left(2\pi f_n\tau\right)$,

$f\left(\tau,\tau_{oni}\right) = \frac{1}{T}\int_{t_{oni}}^{t_{oni}+T} s\left(t-\tau\right)s\left(t-t_{oni}\right)dt$.

Вектор наблюдения в *i*-ом стробе дальности в квадратурах имеет вид:

$$\mathbf{Z}_c^i = A_1\frac{T}{2}\cos\phi_{01}\mathbf{F}_c\left(\tau_1,t_{oni}\right) - A_1\frac{T}{2}\sin\phi_{01}\mathbf{F}_s\left(\tau_1,t_{oni}\right) + \\ + A_2\frac{T}{2}\cos\phi_{02}\mathbf{F}_c\left(\tau_2,t_{oni}\right) - A_2\frac{T}{2}\sin\phi_{02}\mathbf{F}_s\left(\tau_2,t_{oni}\right) + \mathbf{n}_c^i, \quad (6)$$

$$\mathbf{Z}_s^i = A_1\frac{T}{2}\cos\phi_{01}\mathbf{F}_s\left(\tau_1,t_{oni}\right) + A_1\frac{T}{2}\sin\phi_{01}\mathbf{F}_c\left(\tau_1,t_{oni}\right) + \\ + A_2\frac{T}{2}\cos\phi_{02}\mathbf{F}_s\left(\tau_2,t_{oni}\right) + A_2\frac{T}{2}\sin\phi_{02}\mathbf{F}_c\left(\tau_2,t_{oni}\right) + \mathbf{n}_s^i, \quad (7)$$

$$\mathbf{F}_c\left(\tau,\tau_{oni}\right)=\begin{bmatrix} f\left(\tau,\tau_{oni}\right)\cos\left(2\pi f_1\tau\right) \\ f\left(\tau,\tau_{oni}\right)\cos\left(2\pi f_2\tau\right) \\ \vdots \\ f\left(\tau,\tau_{oni}\right)\cos\left(2\pi f_n\tau\right) \\ \vdots \\ f\left(\tau,\tau_{oni}\right)\cos\left(2\pi f_N\tau\right) \end{bmatrix},\ \mathbf{F}_s\left(\tau,\tau_{oni}\right)=\begin{bmatrix} f\left(\tau,\tau_{oni}\right)\sin\left(2\pi f_1\tau\right) \\ f\left(\tau,\tau_{oni}\right)\sin\left(2\pi f_2\tau\right) \\ \vdots \\ f\left(\tau,\tau_{oni}\right)\sin\left(2\pi f_n\tau\right) \\ \vdots \\ f\left(\tau,\tau_{oni}\right)\sin\left(2\pi f_N\tau\right) \end{bmatrix}. \qquad (8)$$

Ввиду того, что

$$\int_0^\infty A^2W\left(A\right)dA=\int_0^\infty A^2\frac{A}{\sigma_a^2}\exp\left\{-\frac{A^2}{2\sigma_a^2}\right\}dA=2\sigma_a^2, \qquad (10)$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\begin{matrix}\cos\phi_0\\ \sin\phi_0\end{matrix}W\left(\phi_0\right)d\phi_0=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\begin{matrix}\cos\phi_0\\ \sin\phi_0\end{matrix}d\phi_0=\frac{1}{2}, \qquad (11)$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\sin\phi_0\cos\phi_0W\left(\phi_0\right)d\phi_0=0, \qquad (12)$$

рассмотрим все взаимные дисперсии составляющих наблюдений (6) и (7) на разных частотах излучения сигнала. Учитывая (10-12) получаем следующие выражения:

$$\begin{aligned}\left\langle Z_{cn}^iZ_{cm}^i\right\rangle=\left\langle Z_{sn}^iZ_{sm}^i\right\rangle=\sigma_{a1}^2\left(\frac{T}{2}\right)^2 f^2\left(\tau_1,\tau_{oni}\right)\cos\left(2\pi\left(f_n-f_m\right)\tau_1\right)+\\ +\sigma_{a2}^2\left(\frac{T}{2}\right)^2 f^2\left(\tau_2,\tau_{oni}\right)\cos\left(2\pi\left(f_n-f_m\right)\tau_2\right)-\frac{N_0}{2}\frac{T}{2}\frac{\sin\left(2\pi\left(f_n-f_m\right)T\right)}{2\pi\left(f_n-f_m\right)T},\end{aligned} \qquad (13)$$

$$\begin{aligned}\left\langle Z_{cn}^iZ_{sm}^i\right\rangle=\sigma_{a1}^2\left(\frac{T}{2}\right)^2 f^2\left(\tau_1,\tau_{oni}\right)\sin\left(2\pi\left(f_m-f_n\right)\tau_1\right)+\\ +\sigma_{a2}^2\left(\frac{T}{2}\right)^2 f^2\left(\tau_2,\tau_{oni}\right)\sin\left(2\pi\left(f_m-f_n\right)\tau_2\right),\end{aligned} \qquad (14)$$

Элементы матрицы дисперсии наблюдений в квадратурах определяются соотношениями

$$\begin{aligned}\left\langle n_{cn}^i\cdot n_{cm}^i\right\rangle=\frac{N_0}{2}\frac{1}{2}\int_{t_{\text{on i}}}^{t_{\text{on i}}+T}\left[\cos\left(2\pi\left(f_n+f_m\right)t\right)+\cos\left(2\pi\left(f_n-f_m\right)t\right)\right]dt\approx\\ \approx-\frac{N_0}{2}\frac{T}{2}\frac{\sin\left(2\pi\left(f_n-f_m\right)T\right)}{2\pi\left(f_n-f_m\right)T},\end{aligned} \qquad (15)$$

$$\left\langle n_{sn}^{i}\cdot n_{sm}^{i}\right\rangle=\frac{N_0}{2}\frac{1}{2}\int_{t_{\text{оп}i}}^{t_{\text{оп}i}+T}\left[\cos\left(2\pi\left(f_n-f_m\right)t\right)-\cos\left(2\pi\left(f_n+f_m\right)t\right)\right]dt\approx$$
$$\approx-\frac{N_0}{2}\frac{T}{2}\frac{\sin\left(2\pi\left(f_n-f_m\right)T\right)}{2\pi\left(f_n-f_m\right)T}. \tag{16}$$

При разнице несущих частот большей полосы импульса $\left|f_n-f_m\right|\le 1/T$, элементы матрицы корреляции, соответствующие наблюдениям на разных частотах, близки к 0, следовательно:

$$\mathbf{N}=\frac{N_0}{2}\frac{T}{2}\begin{bmatrix}1&0&.&0\\0&1&:&0\\:&.&:&:\\0&0&.&1\end{bmatrix}=\sigma_{\text{ш}}^2\begin{bmatrix}1&0&.&0\\0&1&:&0\\:&.&:&:\\0&0&.&1\end{bmatrix}, \tag{17}$$

Корреляция между шумовыми отсчетами на различных частотах, соответствующих различным квадратурам, стремится к нулю $\left\langle n_{cn}^{i}\cdot n_{sm}^{i}\right\rangle\to 0$

Плотность вероятности вектора наблюдений имеет вид:

$$W\left(\mathbf{Z}/\boldsymbol{\tau},\mathbf{A},\boldsymbol{\phi_0}\right)=W\left(\mathbf{Z}_c/\boldsymbol{\tau},\mathbf{A},\boldsymbol{\phi_0}\right)W\left(\mathbf{Z}_s/\boldsymbol{\tau},\mathbf{A},\boldsymbol{\phi_0}\right), \tag{18}$$

где $\mathbf{A}=\left[A_1,A_2\right]$, $\boldsymbol{\phi_0}=\left[\phi_{01},\phi_{02}\right]$, $\mathbf{Z}_{\text{c}}$ и $\mathbf{Z}_s$ определяется выражениями (6) и (7), а векторные функции $\mathbf{F}_c\left(\tau,t_{on}\right)$, $\mathbf{F}_{\text{s}}\left(\tau,t_{on}\right)$ – выражением (8).

$$W\left(\mathbf{Z}_c/\boldsymbol{\tau},\mathbf{A},\boldsymbol{\phi_0}\right)=\frac{1}{\sqrt{\left(2\pi\right)^N\left|\mathbf{N}\right|}}\exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\begin{array}{l}\mathbf{Z}_c-A_1\frac{T}{2}\cos\phi_{01}\mathbf{F}_{c1}+A_1\frac{T}{2}\sin\phi_{01}\mathbf{F}_{s1}-\\-A_2\frac{T}{2}\cos\phi_{02}\mathbf{F}_{c2}+A_2\frac{T}{2}\sin\phi_{02}\mathbf{F}_{s2}\end{array}\right)^T\times\right. \tag{19}$$
$$\left.\times\mathbf{N}^{-1}\left(\mathbf{Z}_c-A_1\frac{T}{2}\cos\phi_{01}\mathbf{F}_{c1}+A_1\frac{T}{2}\sin\phi_{01}\mathbf{F}_{s1}-A_2\frac{T}{2}\cos\phi_{02}\mathbf{F}_{c2}+A_2\frac{T}{2}\sin\phi_{02}\mathbf{F}_{s2}\right)\right\},$$

$$W\left(\mathbf{Z}_s/\boldsymbol{\tau},\mathbf{A},\boldsymbol{\phi_0}\right)=\frac{1}{\sqrt{\left(2\pi\right)^N\left|\mathbf{N}\right|}}\exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\begin{array}{l}\mathbf{Z}_s-A_1\frac{T}{2}\cos\phi_{01}\mathbf{F}_{s1}-A_1\frac{T}{2}\sin\phi_{01}\mathbf{F}_{c1}-\\-A_2\frac{T}{2}\cos\phi_{02}\mathbf{F}_{s2}-A_2\frac{T}{2}\sin\phi_{02}\mathbf{F}_{c2}\end{array}\right)^T\times\right. \tag{20}$$
$$\left.\times\mathbf{N}^{-1}\left(\mathbf{Z}_s-A_1\frac{T}{2}\cos\phi_{01}\mathbf{F}_{s1}-A_1\frac{T}{2}\sin\phi_{01}\mathbf{F}_{c1}-A_2\frac{T}{2}\cos\phi_{02}\mathbf{F}_{s2}-A_2\frac{T}{2}\sin\phi_{02}\mathbf{F}_{c2c}\right)\right\},$$

С учетом того, что

$$
\begin{aligned}
&\mathbf{Z}_c^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{Z}_c+\mathbf{Z}_s^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{Z}_s=\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{Z}}\right\},\\
&\mathbf{F}_c^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{F}_c+\mathbf{F}_s^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{F}_s=\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}\right\},\\
&\mathbf{F}_c^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{F}_s-\mathbf{F}_s^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{F}_c=-\mathrm{Im}\left\{\dot{\mathbf{F}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}\right\},\\
&\mathbf{Z}_c^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{F}_c+\mathbf{Z}_s^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{F}_s=\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}\right\},\\
&\mathbf{Z}_c^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{F}_s-\mathbf{Z}_s^T\mathbf{N}^{-1}\mathbf{F}_c=-\mathrm{Im}\left\{\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}\right\},
\end{aligned}
\tag{21}
$$

выражение (18) приобретает следующий вид:

$$
\begin{aligned}
W\left(\mathbf{Z}/\boldsymbol{\tau},\mathbf{A},\boldsymbol{\phi_0}\right)&=\frac{\mathrm{e}^{-\frac{1}{2}\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{Z}}\right\}}}{\left(2\pi\right)^N|\mathbf{N}|}\exp\left\{A_1\frac{T}{2}\cos\phi_{01}\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_1\right\}+A_1\frac{T}{2}\sin\phi_{01}\times\right.\\
&\times\mathrm{Im}\left\{\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_1\right\}+A_2\frac{T}{2}\cos\phi_{02}\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}+A_2\frac{T}{2}\sin\phi_{02}\,\mathrm{Im}\left\{\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}-\\
&-\frac{1}{2}\left(A_1\frac{T}{2}\right)^2\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_1\right\}-\frac{1}{2}\left(A_2\frac{T}{2}\right)^2\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_2^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}-\\
&\left.-A_1A_2\left(\frac{T}{2}\right)^2\times\begin{pmatrix}\cos\phi_{01}\cos\phi_{02}\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}+\sin\phi_{01}\sin\phi_{02}\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}+\\+\cos\phi_{01}\sin\phi_{02}\,\mathrm{Im}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}-\sin\phi_{01}\cos\phi_{02}\,\mathrm{Im}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}\end{pmatrix}\right\},
\end{aligned}
\tag{22}
$$

Для определения $W\left(\mathbf{Z}/\boldsymbol{\tau}\right)$ необходимо усреднить (22) по вектору неинформационных параметров $\left[A_1,A_2,\phi_{01},\phi_{02}\right]$:

$$
W\left(\mathbf{Z}/\boldsymbol{\tau}\right)=\int_0^\infty\int_0^{2\pi}\int_0^\infty\int_0^{2\pi}W\left(\mathbf{Z}/\theta,A_1,A_2,\phi_{01},\phi_{02}\right)W\left(A_1,A_2,\phi_{01},\phi_{02}\right)dA_1d\phi_{01}dA_2d\phi_{02}\,,
\tag{23}
$$

$$
\begin{aligned}
W\left(\mathbf{Z}/\boldsymbol{\tau}\right)&=\frac{1}{\left(2\pi\right)^N|\mathbf{N}|}\frac{\mathrm{e}^{-\frac{1}{2}\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{Z}}\right\}}}{\left(1+q_1\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_1\right\}\right)\left(1+q_2\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_2^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}\right)-q_1q_2\left|\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right|^2}\times\\
&\times\exp\left\{\begin{matrix}\frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\frac{q_1\left|\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_1\right|^2\left(1+q_2\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_2^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}\right)}{\left(1+q_1\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_1\right\}\right)\left(1+q_2\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_2^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}\right)-q_1q_2\left|\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right|^2}+\\+\frac{q_2\left|\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right|^2\left(1+q_1\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_1\right\}\right)}{\left(1+q_1\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_1\right\}\right)\left(1+q_2\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_2^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}\right)-q_1q_2\left|\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right|^2}\end{matrix}\right\}\times\\
&\times\exp\left\{\frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\frac{-2q_1q_2\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\cdot\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_1\cdot\left(\dot{\mathbf{Z}}^H\mathbf{N}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right)^H\right\}}{\left(1+q_1\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_1\right\}\right)\left(1+q_2\,\mathrm{Re}\left\{\dot{\mathbf{F}}_2^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right\}\right)-q_1q_2\left|\dot{\mathbf{F}}_1^H\mathbf{I}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_2\right|^2}\right\},
\end{aligned}
\tag{24}
$$

Полученное выражение (функция правдоподобия) описывает плотность вероятности гауссовских наблюдений, что позволяет произвести оценку толщины слоя льда, а также истинную высоту полета воздушного судна.

Поиск максимума осуществляется согласно формуле

$$\left[\hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2\right] = \arg\max\left[\ln\left(W\left(\mathbf{Z}/\boldsymbol{\tau}\right)\right)\right]. \quad (25)$$

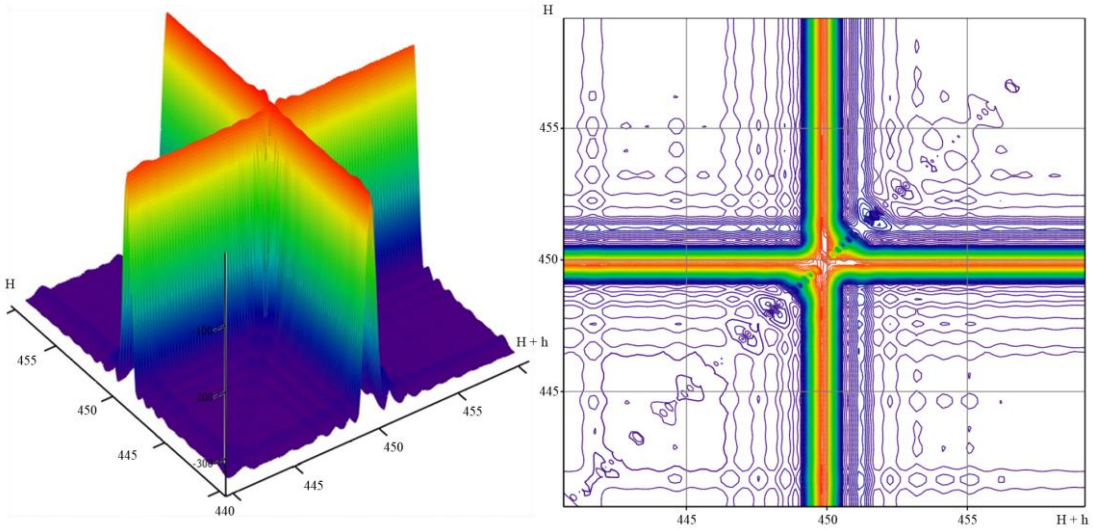
Откуда оценка высоты полета и толщины льда осуществляется по формулам

$$\hat{H} = \frac{\hat{\tau}_1 c}{2}, \quad (26)$$

$$\hat{h} = \frac{\left(\hat{\tau}_2 - \hat{\tau}_1\right)c}{2\sqrt{\varepsilon}}. \quad (27)$$

Для исследования разработанной методики было произведено имитационное моделирование, при несущая частота 62,5 МГц, шаг дискретизации частоты $\Delta f = 12,6$ МГц, количество частот $N = 26$, относительная диэлектрическая проницаемость льда $\varepsilon = 3,2$, удельная проводимость льда $\sigma = 0,27 \cdot 10^{-5}$ См/м, высота полёта $H = 450$ м, толщина ледяного слоя составляет 0,5 метра

Результаты моделирования представлены на рисунке 2.



а) б)

Рис. 2. Логарифм функции правдоподобия $W\left(\mathbf{Z}/\boldsymbol{\tau}\right)$ для одной реализации

а) 3D-вид ФП, б) вид ФП в плоскости

Исходя из проведенного моделирования среднеквадратичное отклонение определения толщины ледяного слоя при отношении сигнал/шум $q = 22 - 24$ дБ, составила составляет $\sigma_h = 0,01 - 0,05$ м.

3. Заключение

В настоящее время многочастотное дистанционное зондирование с использованием радиолокационных систем, расположенных на воздушном судне, является источником актуальной и оперативной информации о ледовой обстановке на СМП. Для развития арктических и субарктических регионов России это приобретает особое значение, т.к. в связи с труднодоступностью, широким промышленным

освоением северных регионов многочастотное дистанционное зондирование становится одним из наиболее эффективных инструментов решения различных возникающих задач.

Литература

1. О государственной поддержке предпринимательской деятельности в Арктической зоне Российской Федерации: Федеральный закон от 13 июля 2020 г. № 193 ФЗ. http://www.kremlin.ru/acts/bank/45677, 04.03.2026.
2. О Стратегии развития Арктической зоны Российской Федерации и обеспечения национальной безопасности на период до 2035 года: Указ Президента Российской Федерации от 26 октября 2020 г. № 645. http://www.kremlin.ru/acts/bank/45972, 04.03.2026.
3. Ван Цзюнь. Опираясь на Северный морской путь, вместе создадим «Полярный шелковый путь» // Международное сотрудничество евразийских государств: политика, экономика, право, 2025, Т. 25, № 3 – С. 52-54.
4. Владимиров В.М., Дмитриев Д.Д., Дубровская О.А. Дистанционное зондирование Земли. Красноярск: СФУ, 2023. – 196 с.
5. Захаров А.И., Смирнов В.М., Яковлев О.И. Спутниковый мониторинг Земли: Радиолокационное зондирование поверхности. М.: КРАСАНД, 2012. – 248 с.
6. Финкельштейн М.И., Лазарев Э.И., Чижов А.Н. Радиолокационные аэроледомерные съемки рек, озер, водохранилищ. Ленинград: Гидрометеоиздат, 1984. – 109 с.
7. Финкельштейн М.И., Кутев В.А., Золотарев В.П. Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. М.: Недра, 1986. - 129 с.
8. Набережнев Д.Ю., Матвеев С.С., Литвиненко Ю.В. Модель отражения эхо-сигнала от подстилающей поверхности при вертикальном многочастотном зондировании. // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2025, Т. 21, № 3 – С. 89-93.

References

1. On State Support for Entrepreneurial Activity in the Arctic Zone of the Russian Federation: Federal Law No. 193 FZ of 13 July 2020. http://www.kremlin.ru/acts/bank/45677 04.03.2026.
2. On the Strategy for the Development of the Arctic Zone of the Russian Federation and Ensuring National Security for the Period up to 2035: Decree of the President of the Russian Federation No. 645 of 26 October 2020. http://www.kremlin.ru/acts/bank/45972, 04.03.2026.
3. Wang Jun. Relying on the Northern Sea Route, Let’s Build the “Polar Silk Road” together. International Cooperation of Eurasian States: Politics, Economics, Law, 2025, vol. 25, no. 3, Pp. 52–54.
4. Vladimirov V. M., Dmitriev D. D., Dubrovskaya O. A. Remote Sensing of the Earth. Krasnoyarsk: Siberian Federal University (SFU), 2023, 196 p.
5. Zakharov A. I., Smirnov V. M., Yakovlev O. I. Satellite Monitoring of the Earth: Radar Sensing of the Surface. Moscow: KRASAND, 2012, 248 p.
6. Finkelstein M. I., Lazarev E. I., Chizhov A. N. Radar Aerial Ice Thickness Surveys of Rivers, Lakes, and Reservoirs. Leningrad: Gidrometeoizdat, 1984, 109 p.
7. Finkelstein M. I., Kutev V. A., Zolotarev V. P. The Use of Radar Subsurface Sounding in Engineering Geology. Moscow: Nedra, 1986, 129 p.
8. Naberezhnev D. Yu., Matveev S. S., Litvinenko Yu. V. A Model of Echo Signal Reflection from the Underlying Surface in Vertical Multifrequency Sounding. Bulletin of Voronezh State Technical University, 2025, vol. 21, no. 3, Pp. 89–93.

ИМИТАТОР СИГНАЛОВ GPS L1 И ГЛОНАСС L1OF В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

Г. О. Снигирев[1,2], П. Н. Захаров[1,2], Д. С. Демин[1]

[1] ООО «Микроволновая электроника», Москва, Россия

[2]Московский государственный университет имени М.В.Ломоносова, физический факультет, Москва, Россия

Аннотация. Целью работы является разработка и экспериментальная проверка единого алгоритмического контура формирования сигналов GPS L1 и ГЛОНАСС L1OF, применимого как в режиме предварительного расчёта, так и в режиме реального времени. Научная новизна работы состоит в совместном формировании сигналов двух систем в рамках общей временной шкалы с сохранением фазовой непрерывности и в экспериментальной оценке влияния комбинаций ионосферных и тропосферных моделей на статистические характеристики измерений. В статическом стендовом сценарии при одинаковых начальных условиях исследованы комбинации моделей Klobuchar, IRI-2016, IONEX, Collins, Hopfield и Saastamoinen. Показано, что в рассматриваемых условиях комбинация IRI-2016 + Hopfield обеспечивает наилучшие значения среднеквадратических отклонений: 1,00 м для кодовых измерений, 1,13 м для фазы несущей и 0,048 м/с для доплеровского сдвига. Полученные результаты показывают, что включение этапа выбора атмосферной модели в алгоритм формирования сигнала позволяет повысить точность воспроизведения измерительных характеристик в практическом эксперименте.

Ключевые слова: имитатор сигналов ГНСС; GPS L1; ГЛОНАСС L1OF; генерация навигационных сигналов; атмосферные задержки; моделирование сигналов.

GPS L1 AND GLONASS L1OF REAL-TIME SIGNAL SIMULATOR

G. O. Snigirev[1,2], P. N. Zakharov[1,2,] D. S. Demin[2]

[1]Microwave Electronics LLC, Moscow, Russia

[2]Lomonosov Moscow State University, Faculty of Physics, Moscow

Abstract. The aim of this work is to develop and experimentally validate a unified algorithmic framework for GPS L1 and GLONASS L1OF signal generation applicable both to preliminary computation mode and real-time operation. The scientific novelty of the study lies in the joint formation of signals of two navigation systems within a common time scale with phase continuity preservation and in the experimental assessment of the influence of ionospheric and tropospheric model combinations on measurement statistics. In a static bench-top scenario with identical initial conditions, the combinations of Klobuchar, IRI-2016, IONEX, Collins, Hopfield, and Saastamoinen models were investigated. It is shown that, under the considered conditions, the IRI-2016 + Hopfield combination provides the best root-mean-square deviations: 1.00 m for code measurements, 1.13 m for carrier phase, and 0.048 m/s for Doppler shift. The obtained results show that including an atmospheric model selection stage into the signal generation algorithm improves the accuracy of reproducing measurement characteristics in a practical experiment.

Keywords: GNSS signal simulator; GPS L1; GLONASS L1OF; navigation signal generation; atmospheric delay modeling; GNSS signal simulation.

1. Введение

Испытания, верификация и разработка современной навигационной аппаратуры требуют воспроизводимой сигнальной обстановки, в которой могут быть заданы состав спутниковой группировки, параметры движения потребителя, структура навигационных сигналов и условия распространения радиоволн. Именно поэтому имитаторы глобальных спутниковых навигационных систем (ГНСС) широко используются как средство контролируемого формирования навигационных сигналов и повторяемых сценариев испытаний [2, 3].

Вместе с тем сам по себе факт построения ГНСС-имитатора или его работы в режиме реального времени не является новым: подобные решения и программные симуляторы описаны в литературе ранее [1-3]. Поэтому в настоящей работе основной интерес представляет не инженерная реализация как таковая, а единый алгоритмически согласованный подход к совместному формированию сигналов GPS L1 и ГЛОНАСС L1OF в двух режимах работы с сохранением общей временной шкалы, фазовой непрерывности и согласованной геометрии измерений.

С научной точки зрения существенным является также учет среды распространения. Ионосферные и тропосферные модели давно применяются в навигационных задачах, однако их влияние на статистические характеристики измерений в рамках единого алгоритма формирования сигнала требует отдельной экспериментальной оценки. В работе рассматриваются модели Klobuchar, IRI-2016 и IONEX для ионосферы, а также Collins, Hopfield и Saastamoinen для тропосферы [6-10].

В отличие от описательных сопоставлений моделей, выполненное исследование ориентировано на практический стендовый эксперимент: при одинаковых начальных условиях статического сценария оценивались статистики кодовых измерений, фазы несущей и доплеровского сдвига для различных комбинаций атмосферных моделей. Такой подход позволяет выделить вклад именно модельных приближений в итоговую стабильность измерений.

Целью работы является разработка и экспериментальная проверка единого алгоритмического контура формирования сигналов GPS L1 и ГЛОНАСС L1OF для режима предварительных вычислений и вычислений в реальном времени, а также выбор комбинации атмосферных моделей, обеспечивающей наилучшие статистические характеристики измерений в рассматриваемом сценарии.

2. Архитектура имитатора и алгоритм формирования сигнала

Имитатор реализован в виде совокупности функциональных блоков, обеспечивающих задание сценария, описание траектории потребителя, определение спутниковой обстановки, выбор рабочей группировки, расчет параметров распространения, формирование отдельных спутниковых каналов и их суммирование в единый baseband-сигнал.

На каждом расчетном шаге для каждого спутника определяются геометрическая дальность, радиальная скорость, задержка распространения и фазовая динамика. Псевдодальность может быть представлена в виде

$$\rho_i(t) = R_i(t) + \Delta\rho_{ion,i}(t) + \Delta\rho_{trop,i}(t) + c\Delta t_i(t) \quad (1)$$

где $R_i(t)$ – геометрическая дальность до i-го спутника, $\Delta\rho_{ion,i}(t)$ и $\Delta\rho_{trop,i}(t)$ – ионосферная и тропосферная составляющие, $c\Delta t_i(t)$ – временные поправки в модели.

Для корректной имитации работы петель слежения принципиально важна непрерывность фазы. По этой причине доплеровский сдвиг не задается как набор независимых мгновенных значений, а включается в интегральную фазовую модель

$$\varphi_i(t) = \varphi_{0,i} + 2\pi \int_0^t f_{D,i}(\tau) d\tau \quad (2)$$

где $f_{D,i}(t)$ – доплеровский сдвиг i-го канала. Такой подход исключает нефизичные скачки частоты и обеспечивает корректное воспроизведение работы трактов PLL/FLL (Phase Locked Loop / Frequency Locked Loop) тестируемого приемника.

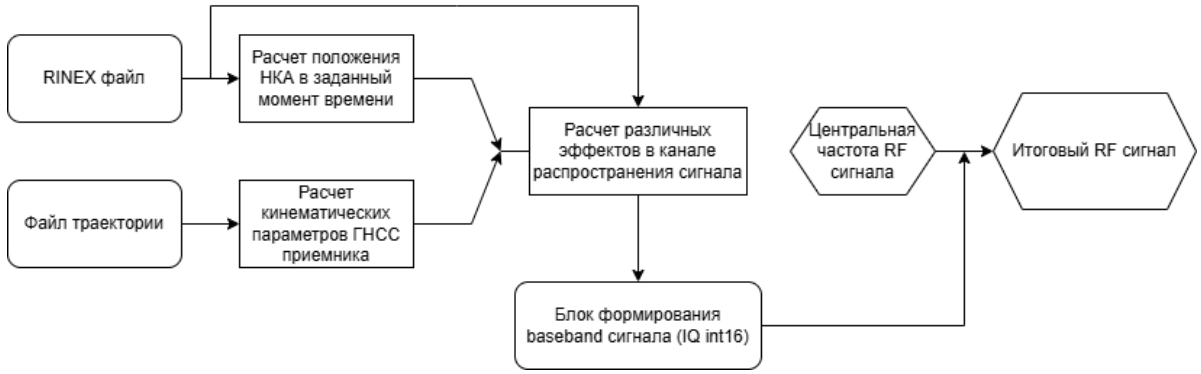


Рис. 1. Общая архитектура имитатора сигналов ГНСС

Комплексная огибающая одного спутникового канала в общем виде задается выражением

$$s_i(t) = A_i(t)\, C_i(t - \tau_i)\, D_i(t - \tau_i)\, e^{j\varphi_i(t)} \quad (3)$$

где $A_i(t)$ – амплитуда сигнала, $C_i(t)$ – дальномерный код, $D_i(t)$ – навигационное сообщение, τ_i – задержка распространения. После формирования всех каналов выполняется их суммирование на общей временной сетке, что обеспечивает согласованность многоспутниковой конфигурации по времени и фазе.

Для сигнала GPS используется кодовое разделение на общей несущей, тогда как для ГЛОНАСС L1OF учитывается частотное разделение каналов [4, 5]. Частоты ГЛОНАСС определяются выражением

$$f_k = 1602 + k \cdot 0.5625 \text{ МГц} \quad (4)$$

где k – номер частотного канала. Эта особенность непосредственно определяет требования к полосе формирования сигнала. Для ГЛОНАСС используется полоса 18 МГц, обеспечивающая охват частотного плана L1OF, тогда как для GPS достаточно полосы 2,5 МГц.

Важным элементом архитектуры является сохранение общей временной шкалы для всех спутниковых каналов. Это позволяет корректно моделировать взаимно согласованные псевдодальности, фазовые соотношения и динамику измерений. При отсутствии единой временной базы модель многоспутникового сигнала теряет физическую согласованность, что приводит к некорректной работе приемных алгоритмов.

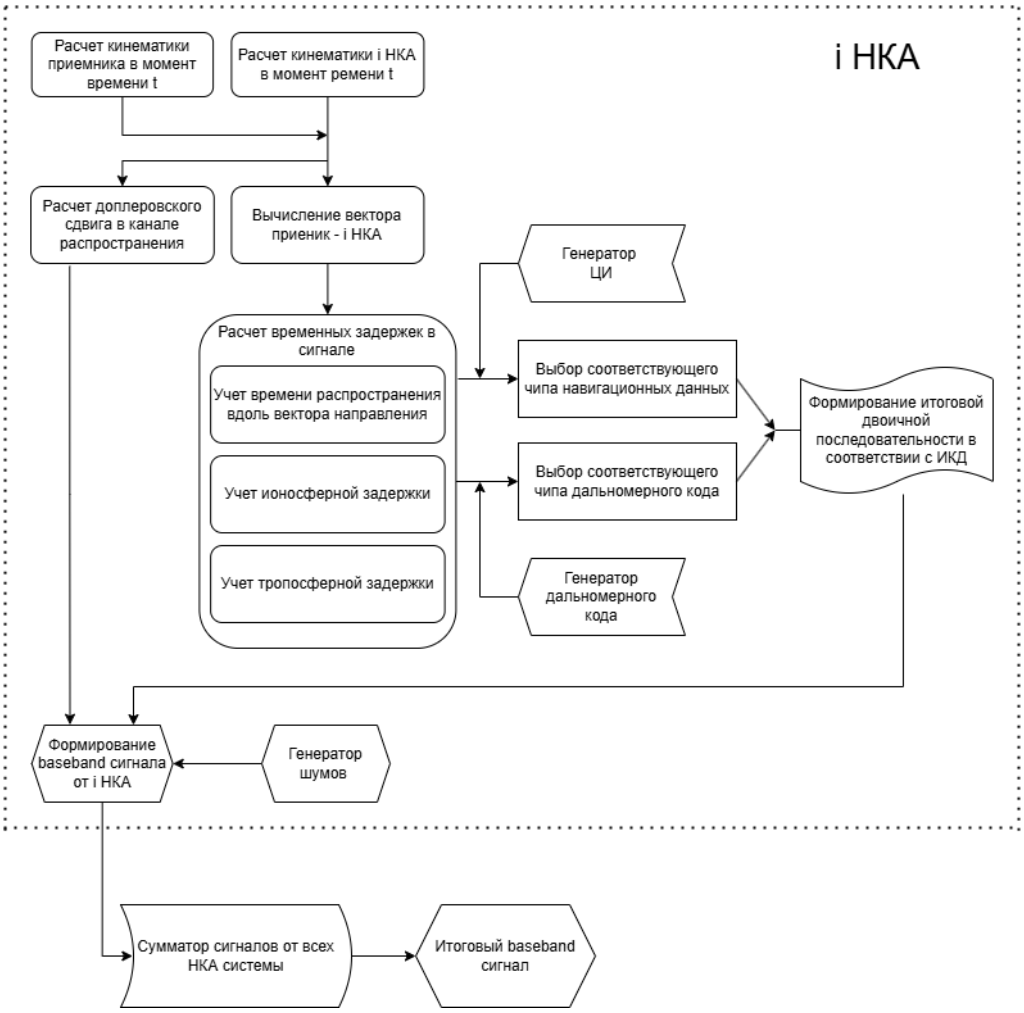


Рис. 2. Схема формирования одного спутникового канала и суммарного baseband-сигнала.

3. Траектория, выбор спутников и модели распространения

Имитатор поддерживает два способа задания движения потребителя: по набору точек и по набору сегментов. Первый способ удобен при использовании заранее рассчитанных или измеренных маршрутов. Второй позволяет оперативно формировать инженерные сценарии из типовых участков движения. Наличие двух режимов задания траектории повышает универсальность системы и делает ее удобной как для исследовательского моделирования, так и для практической эксплуатации в составе прибора. Поддерживаемый диапазон скоростей составляет от 0 до 500 м/с.

После расчета положения потребителя определяется состав видимых спутников. Далее может быть использована одна из стратегий выбора рабочей группировки: все видимые спутники, конфигурация с минимальным PDOP (Position Dilution of Precision), наиболее возвышенные спутники, наименее возвышенные спутники или максимально разнесенная конфигурация. Использование нескольких стратегий выбора позволяет решать разные инженерные задачи.

Для повышения физической достоверности в модель включены доплеровский сдвиг, ионосферная и тропосферная задержки. Поддерживаются три варианта ионосферных моделей: Klobuchar, IRI-2016 и карты полного электронного содержания TEC (Total Electron Content) формата IONEX (IONosphere Map EXchange, а также три тропосферные модели: Saastamoinen, Hopfield и Collins [6-10]. С инженерной точки

зрения указанные модели различаются не только точностью, но и особенностями практического применения.

Для количественной оценки влияния используемых моделей среды был выполнен практический стендовый эксперимент в статическом сценарии при одинаковых начальных условиях и проводном соединении элементов тракта. Для каждой комбинации ионосферной и тропосферной моделей формировалась одна и та же сигнальная обстановка, после чего по данным приемника оценивались среднеквадратические отклонения кодовых измерений, фазы несущей и доплеровского сдвига. Поскольку геометрия, состав группировки и остальные параметры сценария не изменялись, различия в статистиках можно связать прежде всего с выбранными атмосферными моделями. Полученные значения приведены в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение моделей атмосферных задержек.

Модель атмосферы	σ_{code} (м)	σ_{phase} (м)	$\sigma_{doppler}$ (м/с)
IONEX + Collins	4.63	1.62	0.049
IRI-2016 + Hopfield	1.00	1.13	0.048
Klobuchar + Collins	2.17	2.24	0.055
Klobuchar + Saastamoinen	2.43	2.68	0.049

Результаты показывают, что наилучшие статистические характеристики в исследованном сценарии обеспечивает комбинация IRI-2016 + Hopfield: СКО кодовых измерений составляет 1.00 м, фазы несущей - 1.13 м, доплеровского сдвига - 0.048. Для комбинаций IONEX + Collins, Klobuchar + Collins и Klobuchar + Saastamoinen кодовые СКО составили соответственно 4.63, 2.17 и 2.43 м. Это указывает на то, что в условиях рассматриваемого стенда именно сочетание IRI-2016 и Hopfield дает наиболее согласованное описание медленно меняющихся атмосферных составляющих, влияющих на устойчивость кодовых и фазовых измерений.

Таким образом, выбор модели определяется не только требуемой точностью, но и режимом эксплуатации имитатора. Для автономных и быстро подготавливаемых сценариев удобны простые модели, не требующие внешних данных. Для более точного воспроизведения условий распространения целесообразно использовать IRI-2016 или IONEX при условии допустимости дополнительных вычислительных и организационных затрат.

4. Работа имитатора в режиме real-time

Важной особенностью разработанной системы является возможность работы в режиме реального времени. Однако в контексте данной работы этот режим рассматривается не как цель, а как свойство единого алгоритмического контура, позволяющее переносить один и тот же физически согласованный сценарий из режима предварительного расчета в режим генерации в реальном времени.

Реализация выполнена на языке C++ с применением многопоточности и векторизации. Эти средства важны постольку, поскольку обеспечивают сохранение требуемой временной согласованности и непрерывности фазы при формировании многоканального сигнала, то есть поддерживают корректность численного эксперимента, а не только вычислительную эффективность.

Дополнительным преимуществом единой архитектуры является использование общего вычислительного контура в различных режимах. Благодаря этому результаты

предварительной настройки сценария, выбора спутников и подбора атмосферной модели непосредственно переносятся в режим практического эксперимента без изменения математической постановки задачи

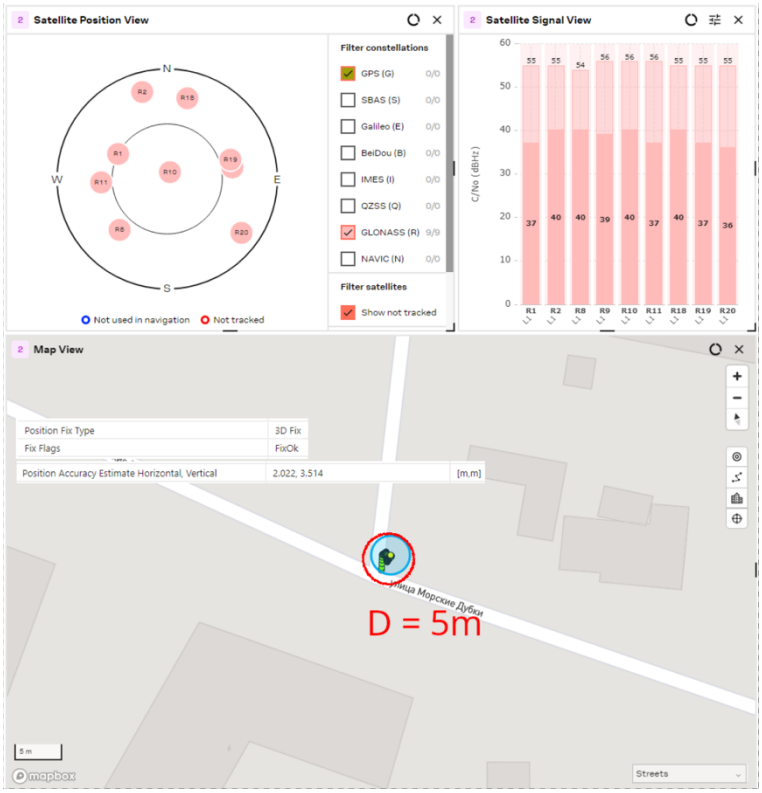
Таблица 2. Основные характеристики реализованного имитатора

Характеристики имитатора	
Поддерживаемые сигналы	GPS L1 / GLONASS L1OF
Режим работы	Offline / Real-time
Полоса сигнала ГЛОНАСС	18 МГц
Полоса сигнала GPS	2.5 МГц
Задание траектории	По точкам, по сегментам
Диапазон скоростей	0 – 500 м/с
Алгоритм выбора спутников	Видимые спутники при заданной маске угла возвышения • Минимальный PDOP • Минимальное / Максимальное возвышение • Разнесенная геометрия
Ионосферные модели	Klobuchar / IRI-2016 / IONEX
Тропосферные модели	Saastamoinen / Hopfield / Collins
Платформа	
Используемый процессор	Intel Core i7-8700
Загрузка процессора при работе алгоритма	Около 50 %
Потребляемое ОЗУ при работе алгоритма	Около 3 Гб
Интерфейс передачи	Оптоволокно, 10 Гбит/с

5. Экспериментальная проверка

Практическая проверка имитатора проводилась на стенде с использованием генератора сигналов INWAVE MWT-200, измерительного приемника INWAVE MWR-135U и ГНСС-приемника u-blox EVK-F10T. Такая конфигурация позволяет оценить систему с двух точек зрения. С одной стороны, измерительный приемник обеспечивает контроль спектральной структуры формируемого сигнала, ширины полосы и отсутствия грубых артефактов генерации. С другой стороны, ГНСС-приемник позволяет проверить корректность работы тракта захвата, слежения и формирования навигационного решения на реальном сигнале, полученном от имитатора.

Проверялись статические и динамические сценарии для GPS и ГЛОНАСС (Рис. 3). В статическом режиме анализировались устойчивость решения на плоскости и статистические характеристики скорости, что позволяет судить о корректности формирования сигнала при отсутствии движения. В динамическом режиме оценивались непрерывность трека и соответствие восстановленной траектории заданному сценарию. Дополнительно для ряда конфигураций выполнялся анализ статистических характеристик кодовых измерений, фазы несущей и доплеровского сдвига, что позволило сравнить различные комбинации атмосферных моделей.



.

Рис. 3. Тестирование имитируемого сигнала ГЛОНАСС на стабильность решения в течение 20 мин.

6. Заключение

В работе представлен имитатор сигналов GPS L1 и ГЛОНАСС L1OF, обеспечивающий формирование многоспутниковой навигационной обстановки в автономном режиме и в режиме реального времени. Проведённый стендовый эксперимент в статическом сценарии при одинаковых начальных условиях показал, что выбор атмосферных моделей заметно влияет на статистические характеристики измерений. Установлено, что в рассмотренных условиях комбинация моделей IRI-2016 и Hopfield обеспечивает наилучшие значения среднеквадратических отклонений: 1,00 м для кодовых измерений, 1,13 м для фазы несущей и 0,048 Гц для доплеровского сдвига. Полученные результаты показывают, что дополнение алгоритма формирования сигнала этапом выбора атмосферной модели позволяет повысить точность воспроизведения измерительной обстановки и улучшить согласованность выходных характеристик имитатора с данными практического эксперимента.

Литература

1. Elango G. A., Sudha G. F. Design of complete software GPS signal simulator with low cost digital hardware // Ain Shams Engineering Journal. 2016. Vol. 7. No. 1. P. 511-524.
2. Petrovski I., Ebinuma T. GNSS Simulators, Part 2: Everything You Wanted to Know - But Were Afraid to Ask // Inside GNSS. 2010. Vol. 5. No. 4.
3. Petrovski I., Tsujii T., Perre J.-M., Townsend B., Ebinuma T. GNSS Simulation: A User's Guide to the Galaxy // Inside GNSS. 2010. Vol. 5. No. 5.
4. Интерфейсный контрольный документ ГЛОНАСС (ICD ГЛОНАСС). – Роскосмос
5. IS-GPS-200N. Navstar GPS Space Segment / Navigation User Segment Interfaces. 1 August 2022.

6. Klobuchar J. A. Ionospheric Time-Delay Algorithm for Single-Frequency GPS Users // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1987. Vol. AES-23. No. 3. P. 325-331.
7. Bilitza D., Brown S. A., Wang M. Y., Souza J. R., Roddy P. A. The International Reference Ionosphere 2016: From Ionospheric Climate to Real-Time Weather Predictions // Space Weather. 2017. Vol. 15. No. 2. P. 418-429.
8. Schaer S., Gurtner W., Feltens J. IONEX: The IONosphere Map EXchange Format Version 1 // Proceedings of the IGS AC Workshop. Darmstadt, Germany, 1998. P. 233-247.
9. Collins P. Tropospheric Delay: The GPS Accuracy Challenge // GPS World. 1999. Vol. 10. No. 7. P. 52-58.
10. Hopfield H. S. Tropospheric Effect on Electromagnetically Measured Range: Prediction from Surface Weather Data // Radio Science. 1971. Vol. 6. No. 3. P. 357-367.

REFERENCES

1. Elango G. A., Sudha G. F. Design of complete software GPS signal simulator with low cost digital hardware // Ain Shams Engineering Journal. 2016. Vol. 7. No. 1. P. 511-524.
2. Petrovski I., Ebinuma T. GNSS Simulators, Part 2: Everything You Wanted to Know - But Were Afraid to Ask // Inside GNSS. 2010. Vol. 5. No. 4.
3. Petrovski I., Tsujii T., Perre J.-M., Townsend B., Ebinuma T. GNSS Simulation: A User's Guide to the Galaxy // Inside GNSS. 2010. Vol. 5. No. 5.
4. GLONASS Interface Control Document. Navigational Radiosignal in Bands L1, L2. Edition 5.1. Moscow, 2008.
5. IS-GPS-200N. Navstar GPS Space Segment / Navigation User Segment Interfaces. 1 August 2022.
6. Klobuchar J. A. Ionospheric Time-Delay Algorithm for Single-Frequency GPS Users // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1987. Vol. AES-23. No. 3. P. 325-331.
7. Bilitza D., Brown S. A., Wang M. Y., Souza J. R., Roddy P. A. The International Reference Ionosphere 2016: From Ionospheric Climate to Real-Time Weather Predictions // Space Weather. 2017. Vol. 15. No. 2. P. 418-429.
8. Schaer S., Gurtner W., Feltens J. IONEX: The IONosphere Map EXchange Format Version 1 // Proceedings of the IGS AC Workshop. Darmstadt, Germany, 1998. P. 233-247.
9. Collins P. Tropospheric Delay: The GPS Accuracy Challenge // GPS World. 1999. Vol. 10. No. 7. P. 52-58.
10. Hopfield H. S. Tropospheric Effect on Electromagnetically Measured Range: Prediction from Surface Weather Data // Radio Science. 1971. Vol. 6. No. 3. P. 357-367.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДОСТОВЕРНОСТИ НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

Д. И. Савин, И. Д. Запеко

ВУНЦ ВВС «ВВА им. Профессора Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Проведен анализ наземных средств радиотехнического обеспечения полетов в части возможности их использования для контроля достоверности решения навигационной задачи. Выявление недостоверности оценок происходит за счет сравнения дальностей между наземным средством и воздушным судном, а также по измерениям курсового угла радиостанции.

Ключевые слова: аппаратура потребителей; достоверность.

ADDITIONAL SOURCES OF NAVIGATION INFORMATION FOR MONITORING THE RELIABILITY OF NAVIGATION-TIME DEFINITIONS OF CONSUMER EQUIPMENT OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS

D. I. Savin, I. D. Zapeko

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The analysis of ground-based flight radio equipment has been carried out in terms of the possibility of using them to control the reliability of solving a navigation problem. The unreliability of estimates is revealed by comparing the ranges between a ground vehicle and an aircraft, as well as by measuring the heading angle of the radio station.

Keywords: consumer equipment; reliability.

1. Введение

Аппаратура потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП ГНСС) в настоящее время на борту воздушного судна позволяет экипажам осуществлять самолетовождение на различных этапах полета [1].

Достоверность решения навигационной задачи в условиях радиоэлектронного противодействия часто оказывается невысокой и требует других способов определения собственного местоположения в пространстве.

Методы контроля целостности навигационно-временных определений аппаратуры потребителей, такие как пеленгационный метод, RAIM контроль, AAIM контроль, и другие ныне существующие, не всегда позволяют повысить достоверность получаемого решения [2-4].

В данной статье предлагается рассмотреть средства радиотехнического обеспечения полетов, которые возможно использовать для решения задачи по контролю достоверности навигационно-временных определений. Сигналы, излучаемые такими средствами, можно использовать на борту воздушного судна для осуществления контроля достоверности в реальном масштабе времени.

2. Основные типы наземного оборудования

Современные аэропорты для осуществления управления воздушным движением оснащаются различным оборудованием, позволяющим на всех этапах полета экипажам воздушных судов решать навигационные задачи, в том числе на самых сложных этапах полета – взлет и посадка.

Для осуществления навигации по маршруту, а также для выхода в район аэропорта используют курсовые и дальномерные системы VOR/DME. Система VOR применяется для определения азимута до воздушного судна от радиомаяка VOR (Very High Frequency Omni-directional Range) или РМА (радиомаяка азимутального).

Рассмотрим некоторые характеристики, которые позволят оценить потенциал таких систем для осуществления контроля достоверности:

– точность 1–2°;

– дальность действия до 250 км на высоте 10 км.

Система DME (Distance Measuring Equipment) применяется для определения дальности от радиомаяка DME до воздушного судна по запросу с борта и имеет следующие характеристики:

– точность измерения дальности ±0,1–0,5 км;

– дальность действия от 200 до 400 км (зависит от мощности).

Данные системы являются наиболее распространенными и устанавливаются на основных маршрутах (воздушных трассах) с интервалом 150-250 км. Учитывая достаточно большую зону действия таких радиомаяков, возникают некоторые сложности для использования их для решения задачи по контролю достоверности – это необходимость знания координат для некоторых алгоритмов контроля целостности (наличие базы данных с координатами), а также необходимость сопряжения данных от бортового оборудования VOR/DME с АП ГНСС.

Внешний вид совмещенного радиомаяка системы VOR/DME представлен на рисунке 1.



Рис. 1. Радиомаяк VOR/DME.

Внешний вид, представленный на рисунке 1, показывает, что конструкция является достаточно громоздкой, но использование таких систем для осуществления контроля достоверности не потребует их дополнительного развертывания, а лишь расширит функционал существующей системы.

Стоит отметить, что готовых алгоритмов, которые позволят использовать оценки, получаемые по сигналам радиомаяков, не существует и требуется их синтез. Наличие измеренных азимута и дальности позволят осуществлять контроль достоверности по скорости перемещения радиус-вектора от воздушного судна, а при наличии известных координат с использованием сравнительного подхода дальностей геометрических и измеренных по задержке сигнала.

Курсо-глиссадные системы посадки ILS (ILS – Instrument Landing System) имеют ограниченную зону действия до 40 км, что делает их использование для контроля достоверности целесообразным только в районе аэропорта.

Первичные радиолокаторы устанавливаются в зонах действия диспетчерских центров, а также в удаленных районах. Точность определения дальности до 300 м. Измерения таких систем могут использоваться для контроля достоверности в зоне действия локаторов, при этом дальность их действия составляет до 500 км.

Различные системы спутникового дополнения типа eLoran, SBAS и GBAS в данной статье не рассматриваются, так как их основное назначение – повышение точности решения навигационной задачи.

В общем виде идея, на которой строится контроль достоверности навигационного решения по измерениям дополнительного источника навигационной информации, заключена в выражении

$$\Delta\hat{Д}_{отн}(t) = \hat{Д}_{отнГНСС}(t) - \hat{Д}_{отндоп}(t), \tag{1}$$

где $\Delta\hat{Д}_{отн}(t)$ – оценка расхождения относительных дальностей (например, между радиомаяком и воздушным судном), $\hat{Д}_{отнГНСС}(t)$ – относительная дальность, определенная по известным координатам наземных радиомаяков и воздушных судов (АП ГНСС), $\hat{Д}_{отндоп}(t)$ – относительная дальность, определенная по задержке сигнала на борту воздушного судна.

Далее для принятия решения о достоверности навигационно-временных определений АП ГНСС необходимо произвести сравнение полученной величины по выражению (1) с заранее выбранным порогом h.

$$\begin{cases} \left|\Delta\hat{Д}_{отн}(t)\right| \geq h \to 1, \\ \left|\Delta\hat{Д}_{отн}(t)\right| \leq h \to 0, \end{cases} \tag{2}$$

где 1 – принятие решения о недостоверности; 0 – принятие решения о достоверности.

3. Заключение

Таким образом, рассмотренные в статье системы, измерения которых возможно использовать для осуществления контроля достоверности навигационно-временных определений, позволяют выбрать те из них, которые актуально использовать на различных этапах полета. Наиболее широким покрытием обладают системы типа VOR/DME, а также первичные радиолокаторы. Инструментальные системы посадки ILS могут быть использованы для контроля достоверности на этапе захода на посадку воздушного судна. Дальнейшие исследования в данной области предлагается проводить по вопросам синтеза алгоритмов контроля достоверности, представлен вектор развития,

предполагающий сравнение дальностей, но возможен подход и с использованием угловых измерений.

Литература

1. Гарин Е. Н., Определение относительных координат объекта с помощью спутниковых средств радионавигации/Е. Н. Гарин, Д. Д. Дмитриев, В. И. Кокорин, Н. З. Кремез//Радиолокация, навигация и связь: сб. докладов конф. "RLNC-2006": в 3 т.− Воронеж: НПО "САКВОЕЕ", 2006. − (Т.3, с. 1776-1884).
2. Гарин Е. Н., Измерение пространственной ориентации самолетов/Е. Н. Гарин//Проблемы развития информационных технологий в системе ВКО РФ: сб. материалов XXXVIII Воен.-научн. конф. ВА ВКО, секция 7.−Тверь 2009. −с.157-159.
3. Гарин Е. Н., Применение навигационной аппаратуры ГЛОНАСС/GPS на малых летательных аппаратах//Е.Н. Гарин, В. И. Кокорин, Ю. Л. Фатеев//Современные технологии− ключевое звено в возрождении отечественного авиастроения: материалы международной НПК: в 2 т. Т.2− Казань: Издательство Казанского гос. техн. университета, 2008.− с.35-39.
4. Перов А. И., ГЛОНАСС. Модернизация и перспективы развития. Монография/ Под редакцией А.И. Перова. – М.: Радиотехника, 2020. –1072 с.

References

1. Garin E. N., The determination of relative coordinates of an object using satellite navigation/E. N. Garin, D. D. Dmitriev, V. I. Kokorin, N. Z. Kremez//Radar, navigation and communication: collection of reports]. "RLNC-2006": 3,− Voronezh: NPO "SEQUOIA", 2006. - (Vol. 3, pp. 1776-1884).
2. Garin E. N., Measurement of the spatial orientation of the aircraft/E. N. Garin//Problems of development of information technologies in the system of aerospace defense of the Russian Federation: proceedings of XXXVIII Military.-scientific. Conf. VA VKO, section 7.- Tver 2009. - pp. 157-159.
3. Garin E. N., The use of navigation equipment GLONASS/GPS on the small aircraft//E. N. Garin, V. I. Kokorin, Yu. l. Fateev//Modern technologies− the key point in revival of domestic aviation industry: materials of international SPC: in 2 t. T. 2− Kazan: Publishing house of Kazan state technical. University, 2008.- p. 35-39.
4. Perov A. I., GLONASS. Modernization and development prospects. The monograph/ Edited by A.I. Perov, Moscow: Radiotechnika, 2020, 1072 p.

ВЛИЯНИЕ ОРБИТАЛЬНЫХ ЭФФЕКТОВ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ДИНАМИКИ НКА В ЗАДАЧЕ ДЛИТЕЛЬНОЙ ИМИТАЦИИ СИГНАЛОВ ГНСС

Д. С. Кузищин, Н. А. Рыбин, Я. В. Мыкольников, А.В. Пельтин

МГТУ им. Баумана, Москва, Россия

Аннотация. В работе представлена тесная взаимосвязь качества имитации сигналов ГНСС и формирования орбитального движения НКА. Показаны негативные эффекты, возникающие в ходе имитации динамики спутников на основе реальной оперативной и неоперативной информации, как для кеплеровского, так и некеплеровского форматов описания орбит. Приведены системные решения для устранения выявленных проблем с ориентиром на приложения с использованием длительной имитации. Также уделено внимание оценке временных затрат алгоритмов на примере СнК семейства Zynq7000 Xilinx и предложениям по выбору целевого алгоритма формирования движения НКА в задаче имитации. Материалы работы могут быть использованы в образовательных, исследовательских и инженерных целях.

Ключевые слова: имитация, сигналы ГНСС, орбитальные эффекты.

INFLUENCE OF ORBITAL EFFECTS ON PREDICTION OF SATELLITE DYNAMICS IN THE PROBLEM OF LONG-TERM GNSS SIGNAL SIMULATION

D. S. Kuzishchin, N. A. Rybin, Y. V. Mykolnikov, A.V. Peltin

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. This paper presents the close relationship between the quality of GNSS signal simulation and the generation of spacecraft orbital motion. Negative effects arising from simulating satellite dynamics based on real-time operational and non-operational information are demonstrated for both Keplerian and non-Keplerian orbit description formats. System-level solutions are proposed to eliminate the identified issues, focusing on applications requiring long-duration simulation. Attention is also given to evaluating the time costs of algorithms using the example of the Xilinx Zynq-7000 system-on-chip family, along with recommendations for selecting the target algorithm for generating spacecraft motion in simulation tasks. The materials presented may be used for educational, research, and engineering purposes.

Keywords: simulation, GNSS signals, orbital effects.

1. Введение

Имитаторы сигналов ГНСС всегда были неотъемлемой частью не только этапа разработки, но и этапов серийного выпуска и испытаний навигационной аппаратуры потребителя (НАП). В настоящее время в условиях постоянной усложняющейся помеховой обстановки – резкое возрастание числа и типов помех при активном развития и распространении систем РЭБ – исследование и испытание аппаратуры спутниковой навигации по реальному полю сигналов ГНСС становиться либо крайне затруднительным, либо практически невозможным. В этих условиях применение имитаторов сигналов ГНСС в процессе разработки НАП и проведения различных испытаний становится особенно актуальным как для оценки различных характеристик (точности НВО, помехоустойчивости и др.), так и для проверки качества и стабильности работы НАП. Тем самым современные тенденции привязывают эффективность

разработки и испытаний НАП к качеству имитационного сигнала как на коротких, так и на длительных временных интервалах.

При формировании радионавигационного поля в имитаторах сигналов ГНСС необходимо учитывать следующие особенности [1]:

1. радионавигационные параметры (РНП) (задержка огибающей, фаза и частоты несущей), формируемых сигналов навигационно-космического аппарата (НКА), должны непрерывно (без скачков) изменяться во времени на сколь угодно длинных интервалах времени;

2. РНП, наблюдаемых в приемнике сигналов, изменяются вследствие движения самого приемника, движения НКА по орбите, нестабильности ОГ и др.;

3. имитацию движения НКА по орбите необходимо осуществлять так, чтобы, с одной стороны, изменение их координат и скоростей происходило непрерывно (без разрывов) во времени, с другой – в максимальном соответствии с алгоритмами расчета их движения в НАП (например, неприемлемым является моделирование на длительных интервалах идеальных круговых орбит или имитация неподвижных в некоторых точках орбит НКА).

С учетом указанных особенностей одной из важных составляющих при создании и разработке имитаторов ГНСС является моделирование именно орбитального движения НКА, которое выступает в двух аспектах. Во-первых, необходимо реализовать симуляцию непрерывных траекторий НКА (движение по «реальной» орбите в имитаторе) на длительных интервалах времени. Во-вторых, реализовать с периодичностью от 30 мин. до 4 часов заполнение в составе кадра цифровой информации (ЦИ) орбитальных параметров в соответствии с интерфейсным-контрольным документом (ИКД) данной ГНСС, обеспечивающих в испытуемом приемнике на этапе НВО расчет параметров движения НКА с приемлемой погрешностью (не более 1...2 м) на всем интервале действия текущего набора сформированной оперативной информации [2].

При имитации сигналов на относительно коротких интервалах (не более 1 часа) можно ограничиться упрощёнными алгоритмическими решениями, не учитывающими указанных выше временных и системных особенностей. Имитация на длительных интервалах (дни, недели, месяца и т.д.) требует более детального погружения в особенности самой системы и переработки алгоритмов с их учётом.

Целью данной работы является разработка методов формирования орбитального движения НКА в имитаторе сигналов ГНСС, обеспечивающих правильное (максимально приближенное к реальности) функционирование системы «Имитатор ГНСС – Приемник ГНСС» с точки зрения работы НАП на длительном интервале времени.

В рамках поставленной цели далее в работе решаются следующие задачи:

1. анализ влияния динамики НКА на имитируемый сигнал;

2. анализ системных проблем, вызванных особенностями моделирования орбитального движения НКА;

3. разработка методов и алгоритмов имитации движения НКА, обеспечивающих правильный учет особенностей работы и функционирования НАП.

2. Влияние динамики НКА на имитируемый сигнал

Проще всего проследить взаимосвязь между сигнальными параметрами имитируемого сигнала и орбитальным движением НКА можно непосредственно из расчётного алгоритма, описанного в работе [3]. Блок-схема алгоритма представлена на рисунке 1.

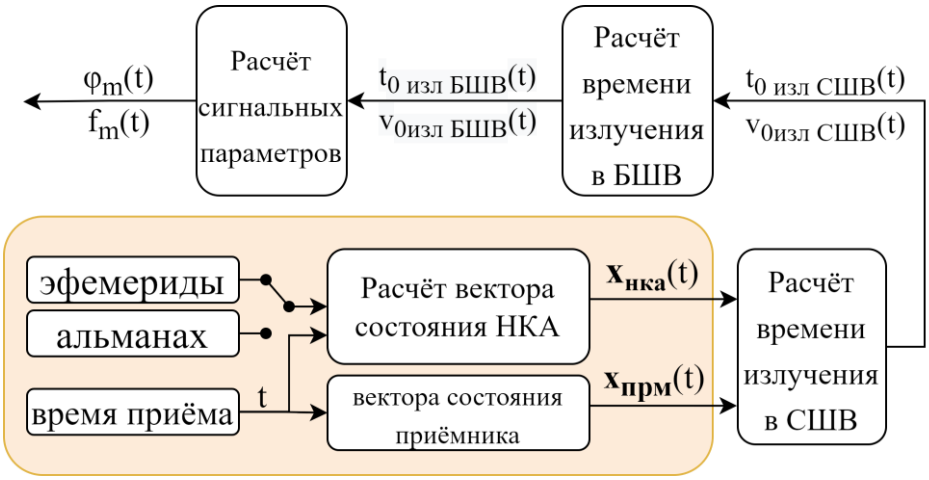


Рис. 1. Блок-схема алгоритма расчёта сигнальных параметров имитируемого сигнала

Согласно алгоритму, вектор состояния НКА $x_{нка}(t)$ используется для расчёта фазы сигнальной составляющей φ_m и частоты сигнальной составляющей с учётом доплеровского смещения от литерной частоты f_m через представленную цепочку расчётов. Так любой скачок $x_{нка}(t)$ вызывает скачок и в расчётных фазе и частоте, которые определяют качество имитируемого сигнала. Скачки по фазе на значения более длины волны вызывают сбои в работе ФАП системы слежения в НАП, которые могут привести как к простой инверсии декодированных символов ЦИ, так и вовсе к срыву слежения за имитируемым сигналов в НАП. Следовательно, для качественной имитации необходимо обеспечить гладкость и непрерывность рассчитываемого вектора состояния НКА.

Также необходимо использовать такие алгоритмы расчёта траектории НКА, чтобы получаемая траектория максимально коррелировала с оперативной информацией в навигационном сообщении (НС). Иначе в НАП измеренные сигнальные параметры на выходе цепей слежения будут существенно различаться от рассчитанных значений по данным оперативной информации, что приведёт к увеличению невязок измерений и возможной отбраковки из НВО и сброса слежения имитируемых сигналов.

Для расчёта вектора состояния НКА можно использовать стандартные алгоритмы на основе оперативной (эфемериды) или неоперативной (альманах) информации, приведённые в ИКД [4-5]. Проанализируем орбитальные эффекты, возникающие в результате расчёта по данным алгоритмам на длительных интервалах.

3. Анализ орбитальных эффектов на основе оперативной информации

Оперативная информация, передающаяся в НС, содержит эфемеридные данные, описывающие орбитальное положение НКА в некоторый момент времени и использующиеся для дальнейшей экстраполяции вектора состояния (ВС). Состав эфемерид и алгоритмы вычисления ВС на их основе регламентируются в ИКД соответствующих ГНСС.

Так условно возможные эфемериды, характерные для разных ГНСС, можно разделить на следующие: кеплеровский формат применяется в GPS, Galileo, Beidou и

использует для описания орбитального положения НКА специализированные параметры, введённые Кеплером, например, средняя аномалия, угол наклона орбиты, аргумент перигея и др.; некеплеровский формат применяется в ГЛОНАСС и представляет собой непосредственно значения координат, скоростей и ускорений [6].

Эфемеридная информация описывает реальную траекторию орбиты с заявленной точностью только на некотором ограниченном временном интервале, который обусловлен сложностью точного прогнозирования движения НКА на длительном интервале времени. Реальные математические модели позволяют предсказать лишь на короткий интервал времени, так называемый, “время жизни эфемерид” и имеющий узловой момент в центре интервала. Обычно характерное время жизни эфемерид для кеплеровского формата составляет 2 часа, а для некеплеровского 30 минут. Так в процессе приёма оперативной информации наблюдается последовательная смена от одного набора эфемерид к другому. При переходе между соседними наборами эфемерид может возникать разрыв траектории спутника (скачок ВС).

Для анализа этого эффекта используем реальные наборы эфемерид, которые находятся в открытом доступе в формате RINEX.nav в различных международных сервисах, и вычислим радиус-вектор разности ВС НКА на краях временных интервалов наборов эфемерид.

$$\Delta r = \sqrt{((x_{(i+1)} - x_i)^2 + (y_{(i+1)} - y_i)^2 + (z_{(i+1)} - z_i)^2)}\,, \tag{3.1}$$

где xyz_i и xyz_{i+1} – координаты НКА рассчитанные по i-му и (i+1)-му наборам эфемерид в момент их стыка.

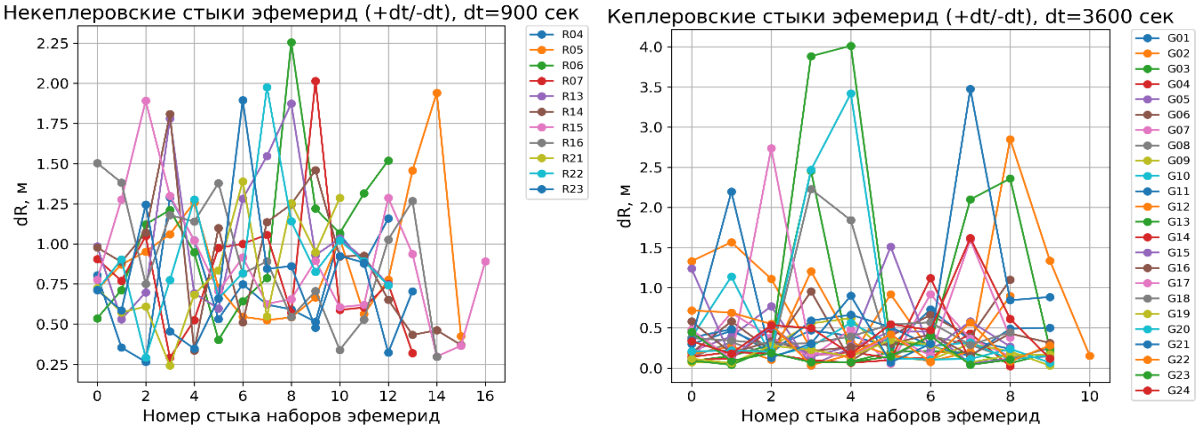


Рис. 2. Оценка разрывов траекторий НКА, сформированных на основе реальных некеплеровских и кеплеровский эфемерид

Таблица 1. Оценка макс., мин., сред. значений разрывов траекторий НКА, сформированных на основе реальных кеплеровских и некеплеровских эфемерид

Формат орбит	**мин**	**макс**	**сред**
Кеплеровский	0,022	4,012	0,485
Некеплеровский	0,242	2,256	0,889

На основе полученных данных (рисунок 2 и таблица 1) следует, что при смене эфемерид, то есть в моменты их стыка, могут наблюдаться скачки координат НКА на величину существенно превышающую длину волны, что может вызвать, как описывалось в прошлом разделе, срыв слежения за имитируемым сигналов в приёмнике. Тем самым использование реальных данных эфемерид для качественной имитации на длительных интервалах не является возможным. Рассмотрим альтернативный подход на основе неоперативной информации.

4. Анализ орбитальных эффектов на основе неоперативной информации

Неоперативная информация, передаваемая в навигационном сообщении, содержит различные данные, например, альманах, который непосредственно можно использовать для приблизительного расчёта вектора состояния НКА на определённый момент времени по отношению к реальному наблюдаемому созвездию. Так на основе альманаха можно организовать формирование движения НКА для имитируемого сигнала, однако этого недостаточно для получения решения в приёмнике на основе такого сигнала. Необходимо также заложить в сигнал оперативную информацию, в частности эфемериды. Эфемеридные данные можно получить следующими путями:

1. Взять из общедоступных источников или использовать сторонний приёмник для получения в реальном времени наборы эфемерид, соответствующие во времени данным альманаха;

2. Сформировать эфемериды на основе альманаха.

Первый вариант оказывается не применим для формирования сигнала на длительных интервалах в приложениях с повышенными требованиями к качеству имитации по следующим причинам:

1. Наборы данных в общедоступных источниках обычно определены на время, неактуальное в текущий момент, что является проблемой для использования данного подхода в реальном времени, а также имитатор, как и любая встраиваемая система, имеет ограниченный ресурс памяти, которого может не хватить для хранения множества наборов эфемерид;

2. Использование эфемеридной информации с внешнего приёмника также вызывает проблемы, так как получаемые данные с приёмника априорно не могут одномоментно использоваться для имитации сигнала. Всегда будет существовать временная задержка между приёмом данных и использования их для имитации, что может вызвать непредсказуемую реакцию от приёмника к приёмнику;

3. Нарастание расхождения между получаемыми траекториями НКА на основе альманаха и эфемерид. Чем дальше во времени от узлового момента альманаха рассчитывается ВС НКА, тем больше он будет различаться от реального орбитального состояния спутника, а значит и от значения вектора состояния, получаемого по эфемеридам, что, как описывалось ранее, негативно отразится на имитируемом сигнале.

Альтернативным вариантом остаётся формирование эфемерид непосредственно на основе альманаха. Действительно, данный подход позволяет не тратить память на лишнюю информацию, а получать необходимые данные без каких-либо задержек, а также отсутствует нарастание ошибки между расчётными ВС НКА по альманаху и эфемеридам, так как реальная динамика НКА основывается на альманахе, а эфемериды определяются из неё. Такой подход обеспечивает качество имитации на длительных интервалах, но не позволяет максимально отразить наблюдаемое созвездие в имитируемом сигнале, что также критично в некоторых специализированных приложениях, выходящих за рамки данной работы. Чаще в условиях испытаний или разработки требуется качественная имитация, чем к повторению радионавигационного поля. Поэтому рассмотрим использование именно этого подхода в решении задачи

длительной имитации сигналов ГНСС. Опишем алгоритмы пересчёта альманаха в эфемериды на заданный момент времени как для кеплеровского формата, так и некеплеровского форматов описания орбит.

$$toe = floor\left(\frac{time}{7200}\right)\cdot 7200 + 3600, \tag{4.1}$$

$$dt = \left(wn - wna\right)\cdot 604800 + \left(toe - toa\right), \tag{4.2}$$

где $time$ – системное время в пределах недели, на которое нужно рассчитать эфемериды;

toe – узловой момент эфемерид кратный 2 часам;

wn – номер недели системного времени, на которое нужно рассчитать эфемериды;

wna – номер недели, соответствующий узловому моменту альманаха;

toa – системное время в пределах недели, соответствующее узловому моменту альманаха;

dt – разница во времени между узловыми моментами альманаха и формируемыми эфемеридами;

$$a = a_a, e = e_a, i = i_a, \tag{4.3}$$

$$m = \mathrm{mod}\left(m_a + \sqrt{\frac{GM}{a^3}}\cdot dt, \pi\right), \tag{4.4}$$

$$\dot{\Omega} = \dot{\Omega}_a, \tag{4.5}$$

$$\Omega = \mathrm{mod}\left(\Omega_a + \dot{\Omega}\cdot dt - \left(wn - wna\right)\cdot\dot{\Omega}_e, \pi\right), \tag{4.6}$$

$$\omega = \mathrm{mod}\left(\omega_a, \pi\right), \tag{4.7}$$

где a, a_a, e, e_a, i, i_a – большая полуось, эксцентриситет, наклонение орбиты в расчётных эфемеридах и альманахе соответственно;

GM – гравитационная постоянная по ИКД;

$\dot{\Omega}_e$ – угловая скорость вращения Земли по ИКД;

$m, m_a, \Omega, \Omega_a, \omega, \omega_a$ – средняя аномалия, долгота восходящего узла, аргумент перигея в расчётных эфемеридах и альманахе соответственно;

mod – функция приведения получаемых значений к диапазону $\pm\pi$.

$$toc = toe, \tag{4.8}$$

$$af_1 = af_{1a}, \tag{4.9}$$

$$af_0 = af_{0a} + af_{1a}\cdot dt, \tag{4.10}$$

где toc – узловой момент данных коррекции бортовых часов НКА;

$af_1, af_{1a}, af_0, af_{0a}$ – линейные и постоянные члены полинома коррекции бортовых часов в расчётных эфемеридах и альманахе соответственно;

Прочие возмущающие орбитальные и временные параметры в расчётных эфемеридах обнуляются для создания траектории НКА максимально приближенной к формируемой на основе альманаха.

Алгоритм расчёта эфемерид на основе альманаха для некеплеровского формата орбит выглядит следующим образом.

$$tb = floor\left(\frac{time}{1800}\right)\cdot 1800 + 900, \tag{4.11}$$

$$nt = \mathrm{mod}\left(\left(nDay - 1\right), 1461\right) + 1, \tag{4.12}$$

$$n4 = floor\left(\frac{nDay-1}{1461}\right)+1, \tag{4.13}$$

$$\tau_n = \tau_{na}, \tag{4.14}$$

где $time$ – системное время в пределах дня, на которое нужно рассчитать эфемериды;

$nDay$ – номер дня от начала СШВ, на который нужно рассчитать эфемериды;

tb – узловой момент эфемерид кратный 30 минутам;

$nt, n4$ – номер дня и четырёхлетия для эфемерид;

τ_n, τ_{na} – сдвиг БШВ относительно СШВ в расчётных эфемеридах и альманахе соответственно.

Вектор состояния НКА, закладываемый в качестве эфемерид, рассчитывается на основе альманаха при помощи стандартного алгоритма из ИКД [4-5]. Возмущающие ускорения и прочие временные параметры задаются нулевыми.

Используя полученные алгоритмы, можно сформировать эфемериды на основе альманаха и заложить их в НС или также использовать для формирования динамики НКА. Оценим возможные разрывы траектории НКА при переходе от одного набора эфемерид к другому на краях интервала времени жизни эфемерид для кеплеровского и некеплеровского форматов описания орбит.

На основе проведённого анализа (рисунок 3) можно заключить, что ранее описанный подход, позволяет существенно снизить краевые эфемеридные ошибки при обоих способах описания орбит.

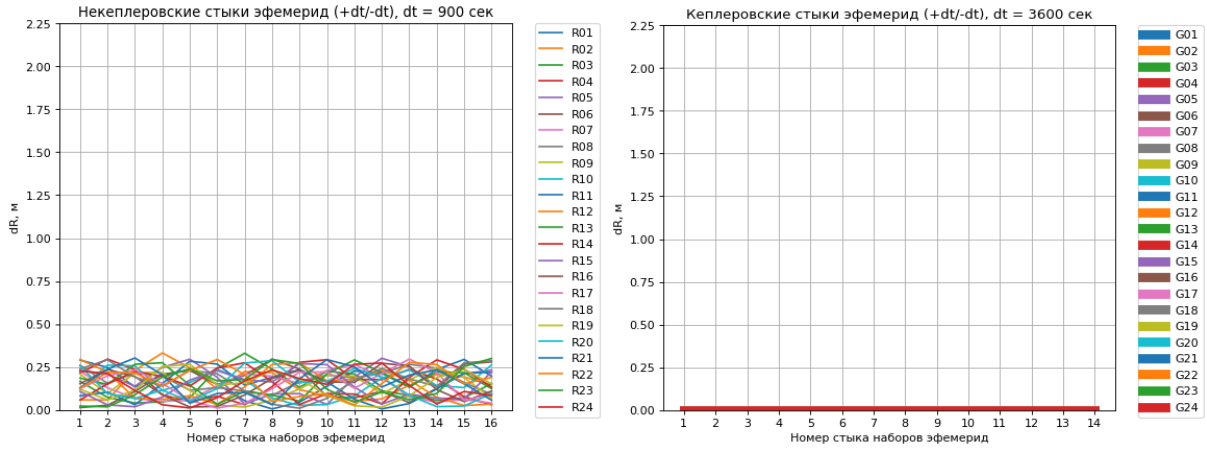


Рис. 3. Оценка разрывов траекторий НКА, сформированных на основе эфемерид, рассчитанных по альманаху

Таблица 2. Оценка макс., мин., сред. значений разрывов траекторий НКА, сформированных на основе эфемерид, рассчитанных по альманаху

Формат орбит	**мин**	**макс**	**сред**
Кеплеровский	1,01e-7	0,0	1,56e-8
Некеплеровский	0,3317	0,0059	0,1544

Однако, если в случае кеплеровского формата описания орбит наблюдается идеальное совпадение рассчитанных векторов состояния НКА на краях интервала эфемеридной аппроксимации за счёт вырождения эфемеридного алгоритма расчёта ВС в алгоритм по данным альманаха, то в случае некеплеровского формата описания орбит наблюдается остаточная ошибка на уровне значения длины волны, обусловленная фундаментальным различием алгоритмов определения ВС по эфемеридам (численное интегрирование ДУ) и альманаху (вычисление по формулам) для некеплеровского

описания орбит. Так как данная ошибка фигурирует исключительно на границе смены эфемерид, которая обычно ассоциируется с передачей последних частей неоперативной информации, и имеет значение в диапазоне длины волны, то она вызывает лишь редкую инверсию в некритических битах НС при декодировании ЦИ в приёмнике и не вызывает срывов слежения в петлях ФАП. Тем самым алгоритм расчёта по эфемеридам также допустим для расчёта ВС в задаче длительной имитации, но с допущением редких ошибок в помехоустойчивом кодировании НС.

Далее рассмотрим степень расхождения во времени алгоритмов расчёта ВС по эфемеридам и по данным альманаха. Для кеплеровского формата описания орбит данное сравнение имеет очевидный результат совпадения из-за вырожденности алгоритмов друг в друга, поэтому в дальнейшем рассматривается только вариант некеплеровского формата описания орбит.

На рисунке 4 на левом графике представлено изменение радиус-вектора между координатами одного и того НКА посчитанными по алгоритмам на основе эфемерид и данных альманаха на интервале около 4 часов. Во времени наблюдаются скачки координат, обусловленные коррекцией значений в алгоритме на драконический период (число витков).

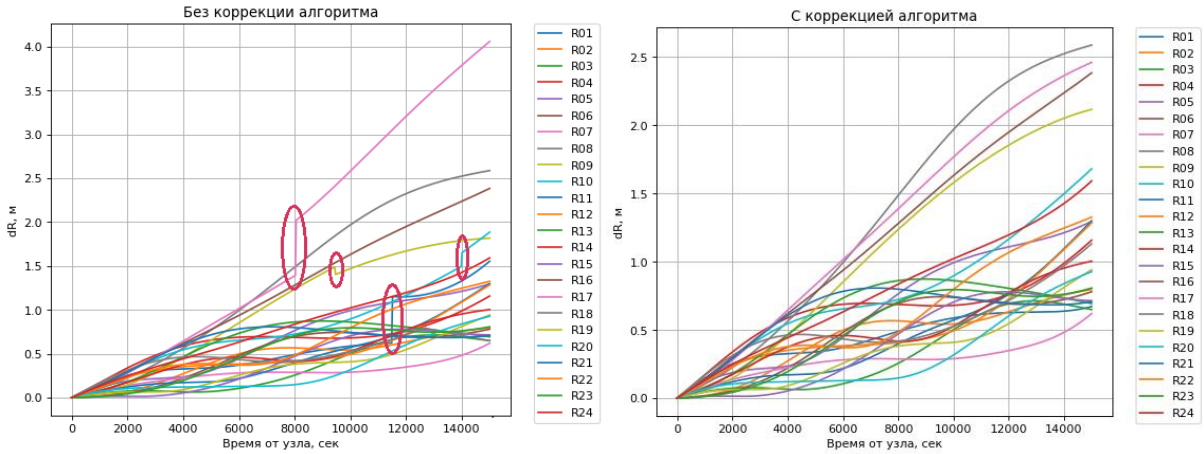


Рис. 4. Оценка расхождения алгоритмов определения ВС НКА по данным альманаха и эфемерид, рассчитанных на основе альманаха, для некеплеровского формата описания орбит без учёта и с учётом коррекции на драконический период

Данная коррекция приемлема в условиях приёма сигнала, но вызывает всё те же негативные эффекты на стороне задачи имитации сигнала. Поэтому в стандартный алгоритм необходимо ввести модификацию, которая устраняет коррекцию на число витков и обеспечивает непрерывно-гладкую траекторию движения НКА на рассматриваемом интервале времени на основе расчёта по данным альманаха для некеплеровского формата описания орбит НКА. Также обеспечивается приемлемое расхождение между алгоритмами на основе эфемерид и данных альманаха, не вносящее негативных эффектов на формируемый сигнал.

Моделирование орбитального движения в рамках предложенного подхода на интервалах до 7 суток подтверждает, что полученные алгоритмы обеспечивают непрерывно-гладкую траекторию, которая остается в небольшой окрестности от некоторой номинальной орбиты НКА, описываемой сформированной оперативной информацией.

5. Оценка временных затрат алгоритмов на примере СнК Zynq7035

Для демонстрации временных затрат в реальной программно-аппаратной системе в качестве примера была выбрана общеизвестная платформа семейства Zynq7000 компании

Xilinx [7], в частности 35 модель. На основе операционной системы реального времени (ОСРВ) FreeRTOS, настроенной по умолчанию, за исключением включения использования FPU в задачах при их создании (use_task_fpu_support = 2) и изменённой частотой тиков системы (tick_rate = 1000), создана простая тестовая задача, в которой будет производиться измерение времени выполнения функции алгоритма с помощью стандартных средств Xilinx из библиотеки xtime_l.h.

В таблице 3 представлена сравнительная таблица результатов измерений времени выполнения алгоритмов расчёта ВС НКА, используемых в ГЛОНАСС, на основе альманаха или эфемерид с шагом 300 секунд от узлового момента эфемерид и усреднённых по набору из 24 НКА.

Приведённые результаты измерений показывают, что стандартный алгоритм вычисления ВС одного НКА на основе альманаха требует больше временных ресурсов, чем эфемеридный алгоритм для временных отклонений от узлового момента ±300 секунд. Однако, увеличивая отклонение, наблюдается обратная картина. Данный эффект обусловлен использованием численного решения ДУ в эфемеридном алгоритме с помощью метода Рунге-Кутта 4 порядка. Чем больше отклонение от узлового момента, тем больше нужно итераций для численного интегрирования.

Таблица 3. Измеренные с помощью средств Xilinx временные затраты на расчёт по рассматриваемым алгоритмам для ГЛОНАСС

Тип алгоритма	**Эфемериды**							**Альманах**
	отклонение от узлового момента эфемерид, сек							время выполн. алг., мкс
	-900	-600	-300	0	300	600	900	
	время выполнения алгоритма, мкс							
Усреднён. значение по 24 НКА	51,12	34,53	17,91	4,63	21,19	37,69	50,95	27,46

Возможно ускорение эфемеридного алгоритма, используя подход запоминания предыдущего значения для расчёта следующего. Данное решение приведёт время выполнения алгоритма на краях времени жизни эфемерид к похожим значениям, получаемым около узлового момента. Тем самым, используя эфемеридный алгоритм, можно существенно сэкономить временной ресурс во встраиваемых системах, в отличие от стабильного расчётного значения по альманаху. Однако, в случае некеплеровского формата описания орбит, как говорилось ранее, содержится остаточная ошибка разрыва траектории НКА в точках стыка эфемерид порядка длины волны, что вызывает редкие нежелательные, но терпимые эффекты при приёме такого имитируемого сигнала.

Тем самым при разработке подобных систем имитации на длительных интервалах возможно выбрать либо подход, обеспечивающий наименьшие временные затраты, но имеющий редкие эффекты, ухудшающие качество имитации, либо затратное по производительности решение, но обеспечивающее лучшее качество имитации.

6. Заключение

В рамках проведённого исследования было рассмотрено влияние орбитальных эффектов на алгоритмы формирования сигналов ГНСС, как для кеплеровского, так и некеплеровского формата описания орбит. Предложено системное решение, позволяющее обеспечить непрерывно-гладкую траекторию НКА на длительном промежутке времени, необходимое для специализированных приложений с повышенным требованием к качеству имитации, но не требующих точного повторения наблюдаемого созвездия. Так же представлена оценка временных затрат рассматриваемых алгоритмов,

используемых для системы ГЛОНАСС, на примере СнК Zynq7035. Представлено предложение по выбору используемого алгоритма формирования динамики НКА в задаче имитации в зависимости от целевых требований.

Литература

1. Перов А.И., Харисов В.Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. – 4-е издание, – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Карутин С. Н., Власов И. Б., Дворкин В. В. Дифференциальная коррекция и мониторинг глобальных навигационных спутниковых систем, – М.: Изд-во Галерия, 2014. – 463 с.
3. Алгоритм формирования и передачи сигнала ГЛОНАСС L1 с использованием программно-определяемого радио (SDR): теоретические основы и практическая реализация / Д. С. Кузищин, П. Н. Чижиков, Я. В. Мыкольников, А. А. Рогозин / Теория и техника радиосвязи. – 2025. – № 2. – С. 66-72.
4. ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Общее описание системы с кодовым разделением / АО «Российские космические системы». – Версия 1.0. – 2016.
5. Интерфейсный контрольный документ NAVSTAR IS-GPS-200N. NAVSTAR GPS Space Segment / Navigation User Segment Interfaces. – 2022.
6. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие для вузов / под. ред. Федоров И. Б. – 3-е издание, – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2011. – 846 с.
7. Калачёв А. Многоядерная конфигурируемая вычислительная платформа Zynq-7000 / Современная электроника. – 2013. – № 1. – С. 22–31.

References

1. Perov A.I., Kharisov V.N. GLONASS. Principles of Construction and Operation. – 4th ed. – Moscow: Radiotekhnika, 2010. – 800 p.
2. Karutin S.N., Vlasov I.B., Dvorkin V.V. Differential Correction and Monitoring of Global Navigation Satellite Systems. – Moscow: Galeria Publishing, 2014. – 463 p.
3. GLONASS L1 Signal Generation and Transmission Algorithm Using Software-Defined Radio (SDR): Theoretical Foundations and Practical Implementation / D. S. Kuzishchin, P. N. Chizhikov, Y. V. Mykolnikov, A. A. Rogozin / Radio Communication Theory and Equipment. – 2025. – № 2. – C. 66-72.
4. GLONASS. Interface Control Document. General Description of the Code Division Multiple Access System / JSC « Russian Space Systems». – Version 1.0. – 2016.
5. Interface specification NAVSTAR IS-GPS-200N. NAVSTAR GPS Space Segment / Navigation User Segment Interfaces. – 2022.
6. Information Technologies in Radiotechnical Systems: A Textbook for Universities / Ed. by Fedorov I.B. – 3rd ed. – Moscow: Publishing House of Bauman Moscow State Technical University, 2011. – 846 p.
7. Kalachev A. Multi-core configurable computing platform Zynq-7000 / Modern Electronics. – 2013. – № 1. – C. 22–31.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИ ДОСТИЖИМОЙ ТОЧНОСТИ ПРИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИИ БПЛА РАЗНОСТНО – ДАЛЬНОМЕРНЫМ МЕТОДОМ ПО РАДИОСИГНАЛУ ВИДЕОКАНАЛА С ЧАСТОТОЙ 5,8 ГГЦ

Е. В. Хахин[1], А. А. Дружков[1], О. В. Родионов[1]

[1]Военный университет радиоэлектроники (ВУРЭ), Череповец, Россия

Аннотация. Представлены результаты исследования точности пассивного позиционирования беспилотных летательных аппаратов разностно-дальномерным методом по радиосигналу видеоканала частотой 5,8 ГГц в условиях имитационного моделирования. Проведен системный анализ влияния геометрической конфигурации приемной сети и выбора опорной станции на результирующую ошибку позиционирования. Экспериментально подтверждено, что геометрический фактор снижения точности (GDOP) является доминирующим при высокоточной синхронизации станций. Установлено, что для сопровождения целей на линейных траекториях оптимальна линейная конфигурация с центральной опорной станцией. Для локализации в ограниченной зоне предпочтительна квадратная конфигурация с центральной станцией. Выявлено критическое влияние выбора опорной станции: неоптимальное назначение может увеличить ошибку позиционирования в несколько раз. Определено, что конфигурации со значением GDOP свыше 6 являются нежелательными для практического применения. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании систем пассивного радиотехнического контроля воздушного пространства.

Ключевые слова: беспилотные летательные аппараты, разностно-дальномерный метод, TDoA, позиционирование, GDOP, пассивный радиотехнический контроль.

INVESTIGATION OF THEORETICALLY ACHIEVABLE ACCURACY IN THE POSITIONING OF UAVS USING THE DIFFERENCE–RANGE METHOD ACCORDING TO THE RADIO SIGNAL OF A VIDEO CHANNEL WITH A FREQUENCY OF 5.8 GHZ

E. V. Khakhin[1], A. A. Druzhkov [1], O. V. Rodionov[1]

[1]Military University of Radio Electronics (VURE), Cherepovets, Russia

Abstract. The results of a study of the accuracy of passive positioning of unmanned aerial vehicles using the difference-range method based on the radio signal of a video channel with a frequency of 5.8 GHz under simulation conditions are presented. A systematic analysis of the influence of the geometric configuration of the receiving network and the choice of a reference station on the resulting positioning error has been carried out. It has been experimentally confirmed that the geometric dilution of precision (GDOP) is dominant in high-precision station synchronization. It has been established that a linear configuration with a central support station is optimal for tracking targets on linear trajectories. For localization in a limited area, a square configuration with a central station is preferred. A critical influence of the choice of a reference station has been revealed: a suboptimal assignment can increase the positioning error several times. It is determined that configurations with a GDOP value over 6 are undesirable for practical use. The results obtained can be used in the design of passive radio control systems for airspace.

Keywords: unmanned aerial vehicles, difference-ranging method, TDoA, positioning, GDOP, passive radio control.

1. Введение

Активное применение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), в том числе малоразмерных, в военной и гражданской сферах требует своевременного обнаружения и точного определения местоположения – особенно в случаях, когда БПЛА не передают идентификационные данные или используют нестандартные протоколы обмена. При этом, практически все БПЛА, выполняющих задачи в реальном времени, будь то разведка, инспекция, доставка или first position video (FPV)-полёт, — излучают радиосигнал видеоканала на частоте 5.8 ГГц для передачи видео с бортовой камеры. Это излучение является стабильным и пассивно доступным, что дает возможность для его радиотехнического обнаружения и разностно дальномерного позиционирования.

Одним из наиболее перспективных пассивных методов позиционирования излучающих объектов является разностно-дальномерный метод (РДМ), так же известный как Time Difference of Arrival (TDoA). Его суть заключается в измерении разностей времени прихода радиосигнала, излучаемого БПЛА, на несколько разнесённых наземных приёмных станций с известными координатами. Ключевое преимущество метода заключается в том, что система опирается только на высокоточную синхронизацию между собственными станциями, реализуемую, например, оптоволоконной синхронизацией или с помощью Global Navigation Satellite System (GNSS)-синхронизации.

Однако практическая реализация TDoA-локации сталкивается с рядом сложностей: измерения подвержены шумам и многолучевому распространению, система уравнений позиционирования нелинейна и чувствительна к геометрии «объект–станции», а координаты воздушной цели должны оцениваться в реальном времени.

В связи с этим, рассматривается актуальный вопрос, связанный с исследованием теоретически достижимой точности позиционирования БПЛА при разностно – дальномерном позиционировании и влияние на неё факторов, не обусловленных внешними и внутренними помехами.

2. Основы разностно-дальномерного позиционирования

В классическом наземном варианте РДМ используется сеть стационарных синхронизированных по времени приемников с известными координатами. Зная разность времен прихода сигнала для каждой пары приёмников, можно записать уравнение, описывающее линию положения. Соответственно, имея N приемников на земле, получается набор из N – 1 независимых уравнений.

Рассмотрим систему, состоящую из N приемных станций с известными координатами (x_i, y_i, z_i) где i = 1, 2, 3, …, N, и источник сигнала, находящийся в неизвестной точке r с координатами (x, y, z). Пусть t_0 – неизвестный момент излучения сигнала, а t_i – время прихода сигнала на i-ю станцию. Тогда:

$$t_i = t_0 + \frac{\sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2}}{c} + \varepsilon_i \qquad (1)$$

где ε_i – собственный шум приемника и помехи в канале распространения сигнала.

Для устранения неизвестной величины t_0 формируются разности времён прихода относительно одной из станций, принимаемой в качестве опорной. Предположим, что опорная станция с индексом i=1, тогда:

$$\Delta t_{i1} = t_i - t_1 =$$

$$= \frac{1}{c} * \left(\sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (z-z_1)^2}\right) + \eta_{i1} \qquad (2)$$

Величина $\eta_{i1} = \varepsilon_i - \varepsilon_1$представляет собой ошибку измерения разности времен прихода (TdoA-ошибку), возникающую в результате совместного влияния погрешностей

измерений на опорной и i-й приемных станциях. При условии некоррелированных гауссовых ошибок времени прихода ε_i, $\varepsilon_1 \sim N(0, \sigma_\varepsilon^2)$. TDoA-ошибка распределена как $\eta_{i1} \sim N(0, 2\sigma_\varepsilon^2)$.

Умножив обе части уравнения (2) на скорость распространения радиосигнала получим систему разностно – дальномерных уравнений:

$$\sqrt{(x-x_i)^2+(y-y_i)^2+(z-z_i)^2}-\sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+(z-z_1)^2}=c\Delta t_{i1}+c*\eta_{i1} \quad (3)$$

Геометрически каждая разность расстояний (3) определяет поверхность положения - гиперболоид вращения или линию положения в двухмерном пространстве-гиперболу (рисунок 1), на которой может находиться объект. Пересечение нескольких таких гипербол (гиперболоидов) позволяет однозначно определить координаты объекта.

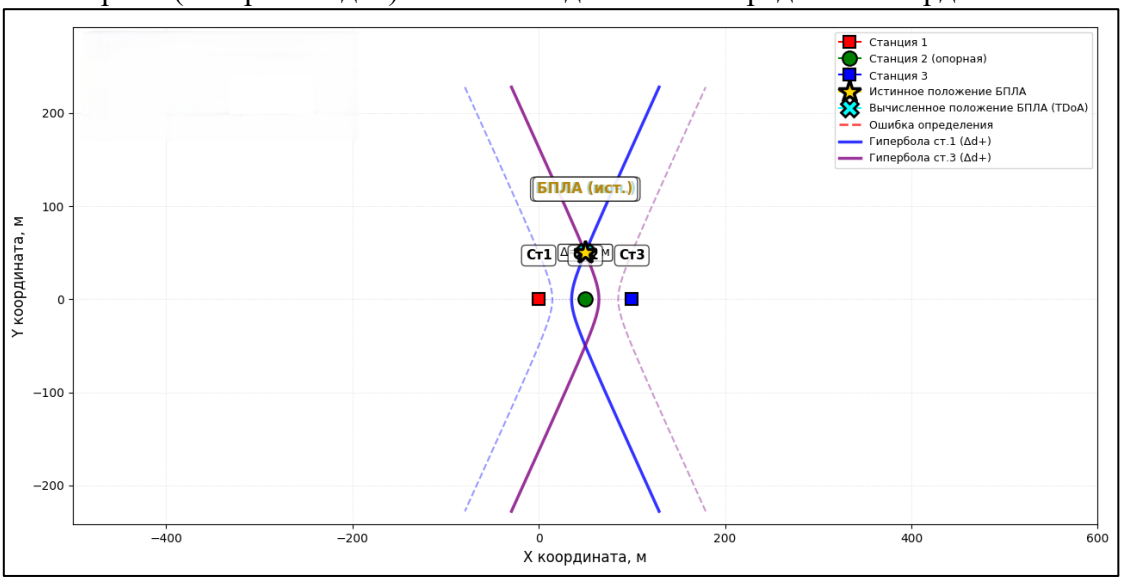


Рис. 1. Линии положения (гиперболы) в разностно – дальномерном методе

3. Методика постановки эксперимента

Целью эксперимента является подтверждение гипотезы о возможности позиционирования БПЛА по его радиосигналу видеоканала с частотой 5,8 ГГц и исследование влияния на точность позиционирования изолированных от внешних и внутренних помех факторов, а именно погрешности измерения разности времен прихода сигнала на приемные станции, GDOP – фактора и выбора опорной станции в приемной сети.

Эксперименты проводились в среде имитационного моделирования, реализованной в виде программного комплекса на языке программирования python. Ход эксперимента следующий:

1. Задаются параметры моделирования: сценарий полёта БПЛА, расположение приемных станций и среднеквадратическое отклонение ошибки измерения разностей времени прихода сигнала на приемные станции, обусловленное измерением максимума взаимной корреляционной функции;
2. В каждом эксперименте фиксируются метрики для каждого измерения и средние по прогонам в зависимости от варьирующегося параметра;
3. Проводится анализ полученного набора данных, с соответствующими выводами по исследуемому параметру.

Для обеспечения сопоставимости результатов все эксперименты проводились при следующих фиксированных условиях:

Таблица 1. Фиксированные условия эксперимента

Параметр	Значение
Начальная координата x_0 БПЛА, м	50
Начальная координата y_0 БПЛА, м	300
Проекция скорости v_x БПЛА, м/с	30
Проекция скорости v_y БПЛА, м/с	0
Время моделирования, с	10
Период измерения разности времен прихода сигнала БПЛА на приемные станции, с	10^{-2}
Отношение сигнал/шум на входе антенных систем приемных станций, dB	0
Среднеквадратическое отклонение ошибки измерения разности времен прихода, с	$2*10^{-8}$

Таблица 2. Координаты приемных станций в различных конфигурациях

Конфигурация	Координаты приемных станций (x, y)				
	Станция №1	Станция №2	Станция №3	Станция №4	Станция №5
Линейная	(0, -50)	(500, -50)	(1000, -50)	-	-
Треугольная	(0, -50)	(500, -50)	(250, -483)	-	-
Квадратная	(0, -50)	(500, -50)	(500, -550)	(0, -550)	-
Квадратная с центральной станцией	(0, -50)	(500, -50)	(500, -550)	(0, -550)	(250, -300)
Сжатый треугольник	(200, -50)	(300, -50)	(250, -150)	-	-
Ассиметричный квадрат	(0, -50)	(700, -50)	(700, -550)	(0, -300)	-

4. 4. Влияние расположения приемных станций на точность позиционирования

В условиях реального развёртывания систем пассивного радиотехнического контроля размещение станций часто ограничено рельефом местности, инфраструктурой и экономическими факторами. Поэтому важно понимать, как различные типовые конфигурации влияют на достижимую точность позиционирования.

Ниже представлены результаты расчета геометрического фактора снижения точности для области позиционирования БПЛА в виде GDOP – карты для конфигураций, показавших наилучший результат, а также зафиксированные в ходе эксперимента метрики:

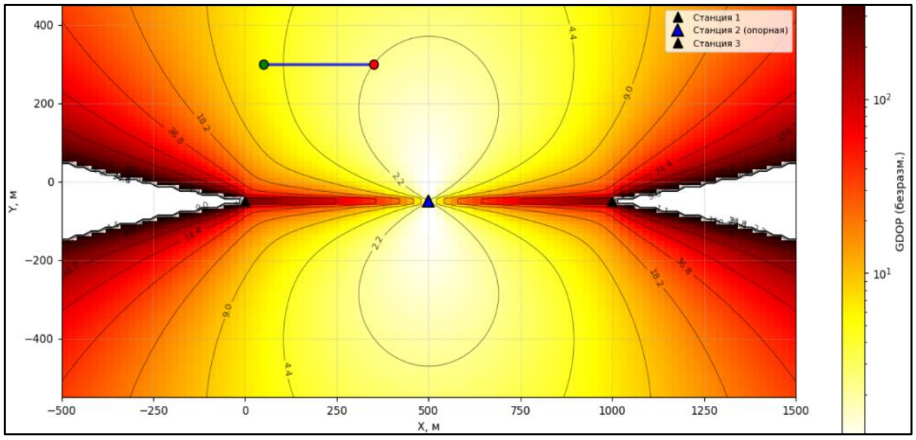


Рис. 2. GDOP – карта для линейной конфигурации

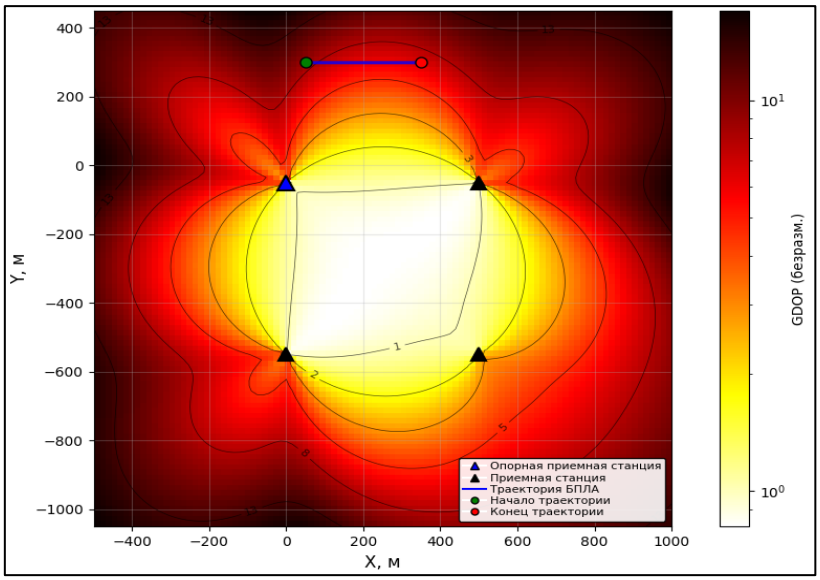


Рис. 3. GDOP – карта для квадратной конфигурации

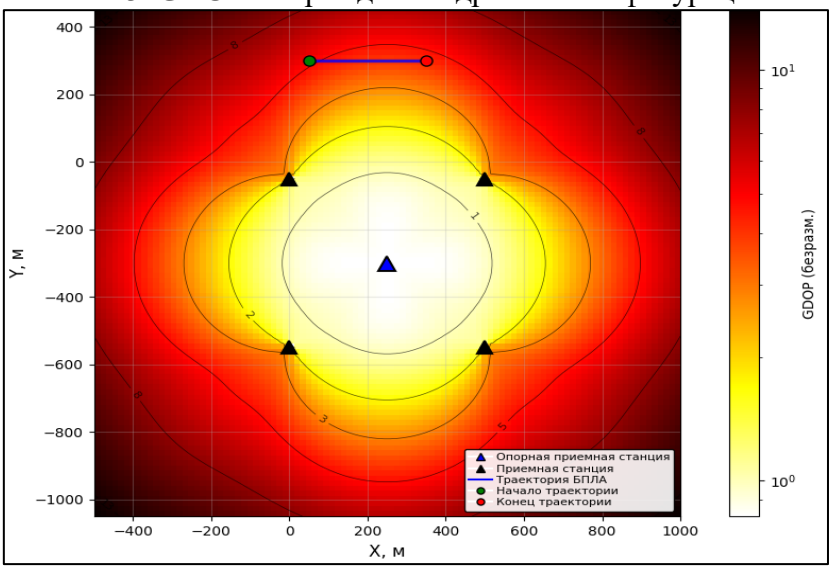


Рис. 4. GDOP – карта для квадратной конфигурации с центральной станцией

Таблица 3. Зафиксированные метрики при исследовании GDOP

Конфигурация	№ Опорной станции	Среднее СКО, м	GDOP вдоль траектории		
			Минимальный	Максимальный	Средний
Линейная	2	11,2	2.19	3,3	2,75
Треугольная	1	24,8	6,06	8,5	6,61
Квадратная	1	24,8	5,9	8,65	6,53
Квадратная с центральной станцией	5	13,85	3,87	4,93	4,13
Сжатый треугольник	3	252701	70,53	699,43	137,95
Ассиметричный квадрат	4	20,4	4,61	7,69	5,61

Проведённый анализ обращает внимание на то, что геометрический фактор снижения точности оказывает существенное влияние на разностно-дальномерное

позиционирование БПЛА: даже при фиксированной ошибке измерения в 20 наносекунд СКО может варьироваться от 11,2 метров до неприемлемых сотен километров. Таким образом, критическими условиями практической применимости являются соизмеримость базы станций с дистанцией до цели и избегание конфигураций с высоким средним GDOP, рассчитанным вдоль траектории.

Отсюда можно сделать вывод: оптимальная геометрия расположения приемных станций зависит от зоны интереса – зоны полета БПЛА и его траектории, поэтому для достижения максимальной точности без увеличения числа станций необходимо адаптировать их размещение под требуемый профиль покрытия, используя предварительное построение GDOP-карт.

5. Влияние выбора опорной станции на точность позиционирования

В предыдущем разделе, выбор опорной станции рассматривался как вспомогательный элемент при анализе влияния геометрической конфигурации приёмных станций на точность позиционирования: для каждой конфигурации опорная станция выбиралась эвристически. В этом разделе при фиксированных параметрах и неизменной конфигурации приемных станций, в качестве варьируемого параметра выступает опорная станция, относительно которой меряются разности времен прихода сигнала.

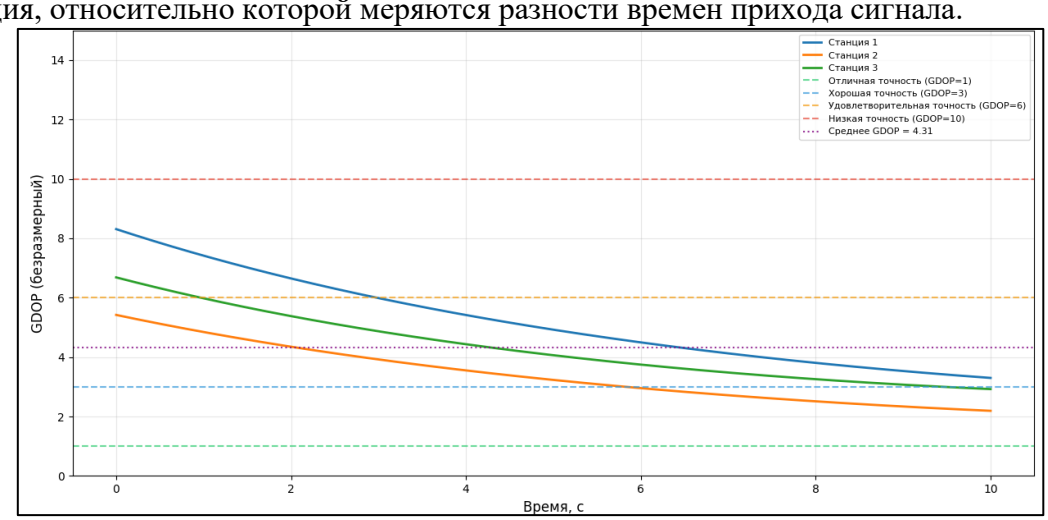


Рис. 5. GDOP(t) для разных опорных станций в линейной конфигурации

Ниже приведены результаты исследования для трех конфигураций, показавших свою эффективность при позиционировании вдоль заданной траектории, а именно: линейной конфигурации, квадратной конфигурации с центральной станцией и конфигурации «ассиметричный квадрат». Уже из рисунка 5 видно, что выбор опорной станции влияет на геометрический фактор снижения точности, рассчитанный вдоль траектории, а соответственно и на точность позиционирования.

Таблица 4. Зафиксированные метрики при исследовании опорных станций

Конфигурация	№ опорной станции	Среднее СКО, м	GDOP вдоль траектории		
			Минимальный	Средний	Максимальный
Линейная	1	18,4	3,3	5,21	8,31
	2	**11,2**	**2,19**	**3,42**	**4,3**
	3	15	2,92	4,3	6,68
Треугольная	1	24,5	6,06	6,61	8,5
	2	26	6,06	6,8	9,43
	3	14,8	3,99	4,42	5,97
	1	18,7	4,7	5,14	6,58

Квадратная с центральной станцией	2	18,4	4,7	5,13	6,4
	3	18,1	4,93	5,2	6
	4	20,7	4,93	5,73	7,45
	5	**13,8**	**3,87**	**4,13**	**4,93**
Ассиметричный квадрат	1	19,2	4,53	5,3	7,25
	2	18	4,37	4,98	6,5
	3	**13,2**	**3,64**	**3,87**	**5,61**
	4	20,4	4,61	5,61	7,69

Таким образом, стоит отметить, что выбор опорной станции критически влияет на точность TDoA-позиционирования даже при фиксированной геометрии сети: например, в квадратных конфигурациях неоптимальный выбор опорной станции увеличивает среднее СКО позиционирования и максимальный GDOP-фактор почти в 2 раза. Как показало исследование, оптимальной является станция, минимизирующая средний GDOP в зоне полета БПЛА (центральная в симметричных конфигурациях или ближайшая к траектории), при этом интуитивные критерии (близость к началу траектории) ненадёжны — например, в треугольной конфигурации лучший результат дала удалённая вершина, а не основание. На основании вывода можно сформулировать практическую рекомендацию: перед развёртыванием системы необходим количественный анализ чувствительности приемной системы к выбору опорной станции, особенно при асимметрии или ограниченном числе станций, чтобы избежать ухудшения точности. Впоследствии, этот выбор должен рассматриваться наравне с общей геометрией сети при проектировании.

6. Заключение

В результате проведенного исследования подтверждена возможность пассивного позиционирования беспилотных летательных аппаратов разностно-дальномерным методом по радиосигналу видеоканала частотой 5,8 ГГц. Актуальность работы обусловлена необходимостью создания эффективных средств контроля воздушного пространства, способных функционировать без сотрудничества со стороны объекта наблюдения.

Наибольшую практическую значимость имеют выводы о критическом влиянии геометрического фактора на точность локализации. Установлено, что при высокоточной синхронизации станций именно геометрия сети и выбор опорной станции определяют итоговую ошибку позиционирования.

На основе полученных результатов сформулированы рекомендации по проектированию систем пассивного радиотехнического контроля. Перед развертыванием сети необходимо проводить количественный анализ чувствительности к выбору опорной станции и построение GDOP-карт для адаптации под профиль зоны интереса. С практической точки зрения, наиболее эффективным подходом является адаптация геометрии сети под задачу. Внедрение данных рекомендаций позволит минимизировать геометрическую составляющую ошибки и повысить надежность и качество мониторинга воздушного пространства.

Литература

1. Еремеев И.Ю., Печурин В.В., Саниев Р.Р. Сравнение точностей угломерной и разностно-дальномерной систем определения местоположения с минимальным числом приемных станций // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2022. – Т. 27, № 4. – С. 19–26. – DOI: 10.18127/j5604128-202204-03. – EDN: WGOOGN.

2. Семенюк С.С., Печурин В.В., Саниев Р.Р. Оценивание возможностей повышения точности определения местоположения космических аппаратов разностно-дальномерным методом путем аппроксимации оценок координат // Успехи современной радиоэлектроники. – 2023. – Т. 77, № 4. – С. 62–69. – EDN: VDARST.
3. Gustafsson F., Gunnarsson F. Mobile positioning using wireless networks: possibilities and fundamental limitations based on available wireless network measurements // IEEE Signal Processing Magazine. – 2005. – Vol. 22, № 4. – P. 41–53. – DOI: 10.1109/MSP.2005.1458284.

REFERENCES

1. Eremeev I.Yu., Pechurin V.V., Saniev R.R. Comparison of accuracy of angle-measuring and difference-ranging systems for location determination with a minimum number of receiving stations // Electromagnetic Waves and Electronic Systems. – 2022. – Vol. 27, No. 4. – P. 19–26. – DOI: 10.18127/j5604128-202204-03. – EDN: WGOOGN.
2. Semenyuk S.S., Pechurin V.V., Saniev R.R. Estimation of possibilities for improving the accuracy of spacecraft location determination by the difference-ranging method through coordinate estimates approximation // Advances in Modern Radioelectronics. – 2023. – Vol. 77, No. 4. – P. 62–69. – EDN: VDARST.
3. Gustafsson F., Gunnarsson F. Mobile positioning using wireless networks: possibilities and fundamental limitations based on available wireless network measurements // IEEE Signal Processing Magazine. – 2005. – Vol. 22, No. 4. – P. 41–53. – DOI: 10.1109/MSP.2005.1458284.

УМЕНЬШЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА OFDM-СИМВОЛОВ ПРИ ПАКЕТНОМ ОБМЕНЕ С БЛОЧНЫМИ ПИЛОТАМИ

И. Б. Мещеряков[1], И. В Сухов[1], М. Н. Рогулин[1], А. С. Козин[1], А. А. Фролов[1], В. Д .Гапоненко[1]

[1]АО «Радиозавод», Пенза, Россия

Аннотация. Работа посвящена повышению эффективности уже существующих радиолиний ДКМВ-диапазона на основе модернизации передатчика модема без изменения сигнально-кодовых конструкций (СКК). Результат достигается за счет уменьшения пик-фактора OFDM-последовательности и учета особенностей работы АРУ передатчика и приемника.

Ключевые слова: OFDM, PAPR, ACE, TR, block pilots, 16APSK, ДКМВ.

PAPR REDUCTION IN OFDM PACKET SYSTEM WITH BLOCK PILOTS

I.B. Meshcheryakov[1], I.V. Sukhov[1], M.N. Rogulin[1], A.S. Kozin[1], A.A. Frolov[1], V.D. Gaponenko[1]

JSC "Radiozavod", Penza, Russia

Abstract. The work is devoted to improving the efficiency of existing HF radio lines by upgrading the modem transmitter without changing waveforms (signal-code structures). This is achieved by reducing the OFDM sequence PAPR and taking into account the specific features of the transmitter and receiver AGC.

Keywords: OFDM, PAPR, ACE, TR, block pilots, 16APSK, DCMV

1. Введение

Увеличение пропускной способности унаследованных режимов без изменения СКК (встречная работа) возможна с помощью использования более эффективных алгоритмов обработки принятых данных без изменения передатчика. Это позволяет сэкономить временные и финансовые ресурсы при модернизации уже существующих систем/комплексов связи, обеспечивая «бесшовную» интеграцию старого парка с новым оборудованием, одновременно существенно повышая пропускную способность всей системы. Возможность использования новых алгоритмов обеспечивается стремительным прогрессом вычислительной базы: от 16-ти разрядов и 80 МГц до 64-х разрядов и 5 ГГц (более чем на 2 порядка). Реально, с учетом специализированных векторных SIMD-вычислителей, а также многократного увеличения объема и скорости обращения доступной оперативной памяти, вычислительная мощность выросла минимум на 4 порядка! Это позволило реализовать, в частности, широкополосные ДКВМ-системы со средней скоростью 57 кбит/с в полосе 40 кГц [39], что составляет около 4,4 кбит/с в полосе ТЧ и соответствует основной 8PSK большинства унаследованных СКК. Очевидно, что результат получен в практически идеальных условиях, далеких от реально используемых в существующих системах: однонаправленная передача в полудуплексном режиме на оптимизированных радиосредствах, средняя скорость по состоявшимся успешным сеансам (когда система оценила канал как достаточно эффективный), дневное время, направленная логопериодическая антенна, произвольный выбор частот, размер перемежителя 19,2 секунды, который имеет практически максимальный «interleaver gain» для турбокодов.

Однако, важен сам факт: получено практическое подтверждение, что увеличение вычислительной мощности может увеличивать и пропускную способность всей системы. Для объективности следует упомянуть, что в более поздней работе [40] авторы представили более скромные результаты (как минимум, сопоставимые с унаследованными радиолиниями/сетями в полосе ТЧ при реальных условиях работы), однако, поскольку эффективность системы определяется не только модемом (СКК), но и алгоритмами перезапроса [42] и адаптации, (которые мало зависят от вычислительной мощности, но вместе с тем, могут сносить существенней вклад), то можно утверждать, что достаточно мощное вычислительное ядро устройств, реализующее унаследованные СКК, может существенно увеличить общую эффективность системы. В частности, результаты, полученные авторами [41-43] показывают, что модернизация приемника позволяет увеличить эффективную скорость более, чем в 1,5 раза относительно исходной, без изменения СКК только за счет использования более ресурсоемких, но эффективных алгоритмов обработки. Однако, модернизация приемника позволяет увеличить скорость передачи только в одну сторону (от унаследованной аппаратуры). Данная работа посвящена способам увеличения эффективности работы приемника существующих радиолиний (унаследованных СКК) посредством изменения алгоритмов работы передатчика модернизируемой аппаратуры.

2. Анализ факторов, определяющие эффективность работы передатчика

Используемый метод OFDM-модуляции унаследованных режимов обеспечивает высокую помехоустойчивость за счёт увеличения длительности передачи единичного символа (канала). С другой стороны, сигнал OFDM чувствителен к нарушению ортогональности каналов, что является, в том числе, и следствием нелинейных искажений/внеполосных излучений. Основным источником нелинейных искажений в тракте передачи (на которые можно повлиять непосредственно) являются искажения в усилителе мощности (УМ), которые возникают в случае, когда диапазон входного сигнала больше рабочего линейного диапазона УМ (HPA- High Power Amplifier).

Анализ существующих систем показал, что алгоритм демодуляции использует простой относительный принцип только по двум символам [41], в алгоритм определения эффективной скорости (оценивается приемником по обрабатываемому пакету) основной вклад вносит «жесткая» оценка успешности декодирования информационных кадров (ИК) по выходу декодера [42], а оценка импульсной характеристики (ИХ) выполняется тривиальным способом [43], что обусловлено низкой вычислительной мощностью аппаратной платформы. Снижение пик-фактора для унаследованных режимов актуально для всех кратностей модуляции, однако следует учитывать, что в 16APSK (то есть, скорости передачи выше 6 кбит/с), используется оценка ИХ для демодуляции символов. Более того, для радиосредств старого парка характерно сильное влияние автоматической регулировки усиления (АРУ) входного аналогового тракта, что вызывает необходимость работать на 10 % номинальной мощности. Следует учесть, что далеко не все методы уменьшения пик-фактора возможно применить, поскольку необходимо сохранить возможность встречной работы. Структура последовательности OFDM-символов, формирующая транспортный пакет (ТП), состоящий из информационного блока (ИБ) и служебного канал (СК), приведена ниже на рисунке 1. Служебный канал (в качестве псевдопилотных символов) имеет практическое значение для скоростей, использующих амплитудную составляющую 16APSK (более 6 кбит/с), поскольку для BPSK/QPSK/8PSK оценка ИХ не производится. Результаты испытаний показали, что средняя эффективная скорость работы на реальных каналах (исключая Приполярную зону) в дневное время (между терминаторами) для одно- и двух-скачковых трасс колеблется от 2,4 до 8,4 кбит/с, то есть примерно от 10 до 18 дБ

(значения для унаследованных СКК). Уменьшение пик-фактора для сигналов 8PSK/16APSK позволит увеличить мощность передатчика и, соответственно, эффективную скорость. При этом искажениями и, как следствие, вероятностью ошибки (BER - bit error rate) для скоростей с модуляцией BPSK/QPSK можно пренебречь, поскольку на этих скоростях используется низкая скорость кода.

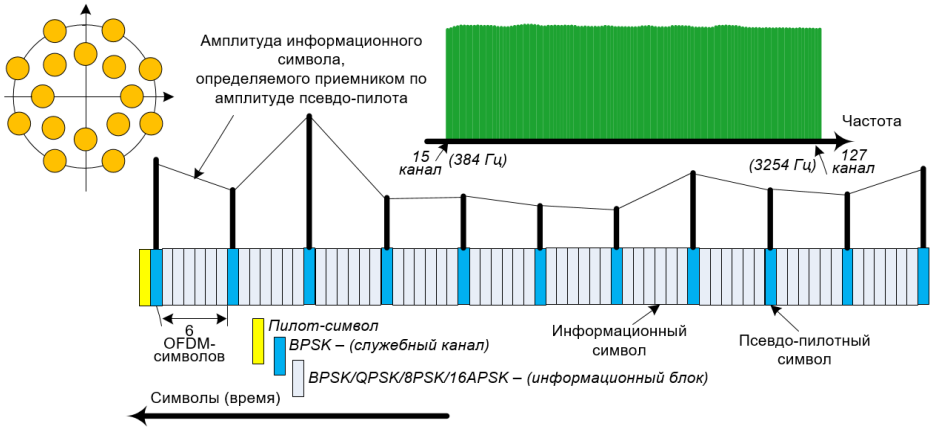


Рис. 1. Структура последовательности OFDM-символов

Анализ источников проводился по направлению реализации механизма уменьшения пик-фактора (PAPR - Peak to Average Power Ratio) только для унаследованных СКК, то есть для транспортного пакета (ТП) с блочными пилотами-служебным каналом (СК) с использованием кода-повторения, и информационным блоком (ИБ) 16APSK/8PSK, поэтому методы, основанные на передаче в приемник дополнительной информации, которая необходимо для демодуляции ИК, не рассматривались. Внимание при анализе материалов уделялось возможности эффективной реализации алгоритмов на гетерогенной СнК (Системе-На-Кристалле) с ядром ЦОС (Цифровой Обработки Сигналов) на VLIW-архитектуре (Very Long Instruction Set) с разрядностью 32/64 бита и тактовой частотой до 1 ГГц (аналогичном 1892ВМ14Я).

Таким образом, можно сформировать область анализа методов на основе следующих способов уменьшения пик-фактора, структурные схемы которых для рассматриваемой СКК приведены ниже на рисунке 2.

На рисунке 2 и далее используются следующие обозначения:

ОБП - обратное быстрое преобразование Фурье (из частотной – во временную область);

БПФ - быстрое преобразования Фурье (из временной – в частотную область);

Интерес представляют следующие работы по теме:

- Seung Hee Han и Jae Hong Lee [1] выполнили обзор общих подходов подавления пик-фактора (PAPR - Peak-to-Average Power Ratio) в OFDM, OFDMA и MIMO (multi-input multi-output), указав критерии для выбора наиболее оптимального метода уменьшения пик-фактора;

- Jiang Tao и Yiyan Wu [2] опубликовали обзорную работу по методам подавления пик-фактора в OFDM, уделив особое внимание теоретическим числовым оценкам уменьшения пик-фактора и сравнению влияния отношения «сигнал/шум» (SNR – signal noise ratio) на величину ошибки (BER – Bit Error Ratio) в зависимости используемого метода ограничения пик-фактора;

- Guosen Yue и Xiaodong Wang [3] описали метод уменьшения пик-фактора для MIMO OFDM с LDPC (кодом с малым количеством проверок на четность) и IRA-кодом (кодом-повторением IRA – incremental repeat accumulation) на основе гибридного

метода: "мягкого" ограничителя (SAL - soft amplitude limiter) и псевдослучайного скремблера;

- Robert Baxley [4] проанализировал использование механизма селективного отображения (SLM - Selected Mapping) созвездия на основе псевдослучайного скремблирования информации;

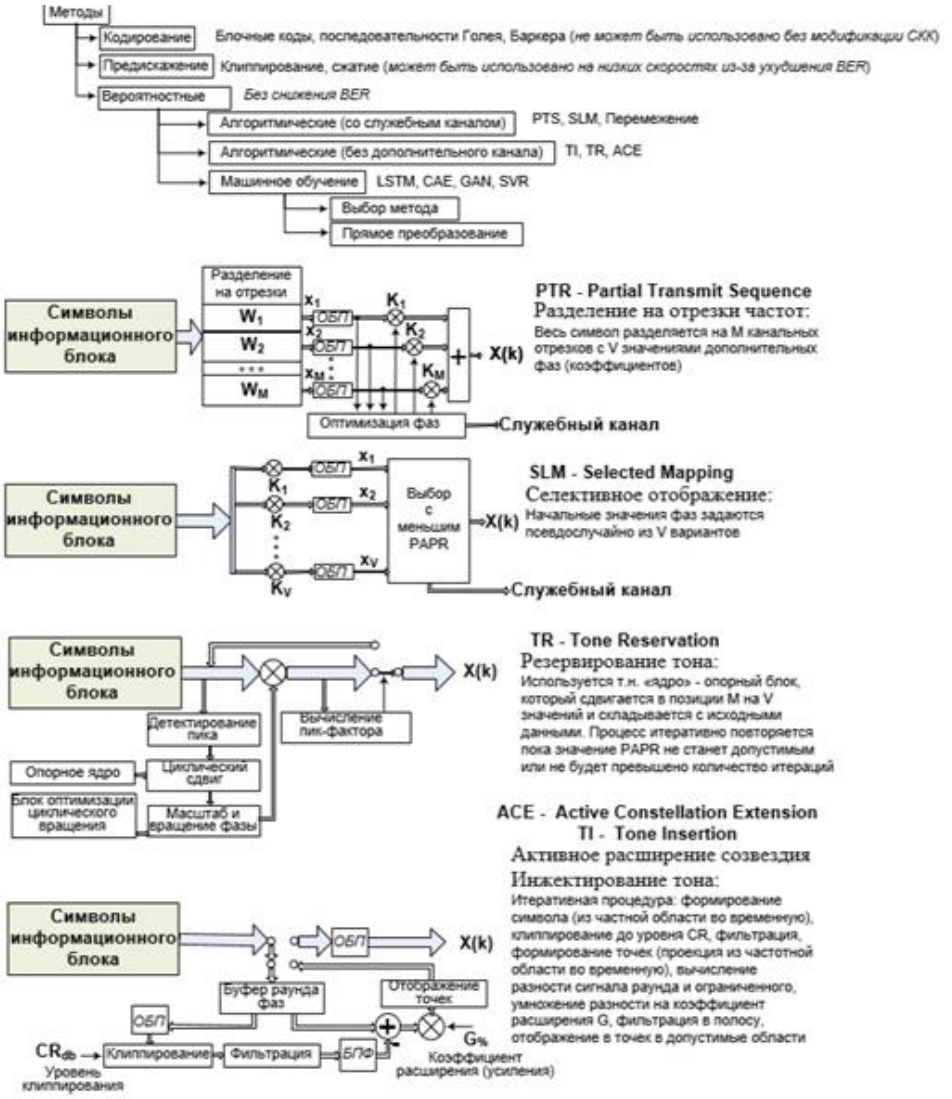


Рис. 2. Структурные схемы способов уменьшения пик-фактора

- Ralph Mounzer [5] опубликовал большое исследование по вопрос уменьшения пик-фактора с помощью метода резервирования каналов (Tone Reservation). Работа подробно, на примерах, показывает, как работают эффективные алгоритмы поиска кандидатов на пики одновременно во временной и частотной области, особое внимание уделено итерационным реализациям метода резервирования каналов для пилот-тонов на основе оценки канала (CEPR - Channel Estimation and PAPR Reduction) их модификаций. Так же, большое внимание уделено методике уменьшения пик-фактора в стандарте DVB-T2 на основе TR и ACE (PAPRICA - Peak to Average Power Ratio Iterative Compression Algorithm);

- Masoud Eddaghel [6] обобщил результаты исследований по снижению пик-фактора

OFDM-последовательностей методом клиппирования в MIMO-сети с учетом влияния многолучевости на итоговую вероятность приема. Заслуживает внимания

предложенный алгоритм реконструкции амплитуды (IAR - iterative amplitude reconstruction) после клиппирования, который предлагается использовать при работе в модернизированных режимах;

- Seungsoo Yoo, Seokho Yoon, Sun Yong Kim и Iickho Song [7] предложили модификацию алгоритма резервирования тонов (TR) на основе селективного отображения части каналов (SMORT - selective mapping of partial tones), где уменьшение вычислительной сложности достигается предварительным вычислением возможных вариантов, которые названы ядром уменьшения пиков (PRK - peak reduction kernel). Алгоритм является фактически комбинацией SLM и PTS;

- Dhammika Jayalath и Chintha Tellambura исследовали методы уменьшения пик-фактора на основе псевдослучайного адаптивного скремблирования (SLM) без передачи исходного инициализирующего вектора [8] и с использованием изменения длины защитного интервала [9];

- Guixin Xn, Xiaoguang Yang, Youhua Zhao, Ke Wang, Fanxin Zeng и Zhenyu Zhang [10] определили практически эффективный уровень клиппирования OFDM-сигнала на основе двух критериев: величины вектора ошибки (EVM - error vector magnitude) и плотности спектральной мощности (PSD - power spectrum density);

- Amin Mobasher и Amir K. Khandani [11] исследовали комбинированный способ снижения пик-фактора: кубическое созвездие Адамара (cubic Hadamard constellation) и селективное отображение на основе декомпозиции Смита (SNF - Smith Normal Form). Такая комбинация требует меньших вычислительных ресурсов и так же фактически является комбинацией SLM и PTS;

- Serdar Sezginer и Hikmet Sari [12] предложили алгоритм внесения предыскажений (predistortion) на основе метрик с использованием простых амплитудных предыскажений (Simple Amplitude Predistortion), многоуровневых амплитудных предыскажений (Multilevel Amplitude Predistortion), комплексных предыскажений символа (Complex Symbol Predistortion), которые основаны на методе проекции в выпуклые наборы (POCS - Projection onto Convex Sets). Для ускорения вычислительной сходимости использовался метод умных проекций градиентов (SGP - smart gradient project);

- Haibo Li, Tao Jiang и Yang Zhou [13] представили итеративный способ линейной комбинации подблоков (SLC - subblock linear combination) на основе циклических проекций для уменьшения PAPR и его модификацию с коэффициентом ослабления (relaxation factor), который существенно уменьшает вычислительную сложность;

- Jing Gao, Jinkuan Wang и Bin Wang [14] модифицировали алгоритм разделения отрезков частот/частичной последовательности передачи (PTS - partial transmit sequence) на основе циклических итераций (cyclic iteration) с целью уменьшения вычислительной сложности;

- Thota Sravanti и N Vasantha [15] представили комбинацию метода активного расширения созвездий (ACE - Active Constellation Extension) и резервирование тонов на нулевых каналах (TRNS - Tone Reservation based on Null Subcarriers) обладающей меньшей вычислительной сложностью при меньшем уровне пик-фактора;

- Anuj Singal и Deepak Kedia [16] сравнили вычислительную сложность обычного селективного отображения (SLM) и аддитивного SLM (SLM with Additive mapping), которая отличается от исходного SLM тем, что последовательность фаз для символов формируется по заранее заданному закону (принцип формирования похож на код Грея в комплексном виде).

- J.G. Mestdagh, J.L. Gulfo Monsalve и J.-M. Brossier [17] предложили GreenOFDM – развитие метода селективного отображения (SLM), имеющий при одинаковой вычислительной сложности с оригинальным алгоритмом большее уменьшение пик-

фактора. Идея алгоритма заключается в представление псевдослучайной последовательности линейной комбинацией двух равных сформированных из половины частот(каналов) групп кандидатов, что либо уменьшает вычислительную сложность при одинаковом уровне снижения PAPR, либо снижает PAPR при одинаковом уровне вычислительной сложности;

- Sagar Harne1 и Ashish Zanjade [18] описали развитие метода SLM на основе использования матрицы Римана для формирования кандидатов. Основная идея метода заключается в кратном увеличении фаз каналов при неизменном значение увеличения суммы фаз всех каналов. Интересно, что используемый в унаследованных СКК метод уменьшения PAPR является частным случаем (используется фактически модификации главной диагонали во времени по модулю простого числа), что требует значительно меньше вычислительных ресурсов. Так же, вместо матрицы Римана используются матрицы на основе последовательностей Голея, Шапиро-Рудина;

- Panca Dewi Pamungkasari и Yukitoshi Sanada [19] развили метод SLM, предложив механизм, который позволяет обойтись без служебного канала (SI - side information) на основе корреляционного приема символов. Этот метод интересен тем, что модифицированный приемник унаследованных СКК так же использует метод наибольшего правдоподобия для многосимвольного псевдокогерентного приема (фактически, корреляционный прием) для относительной модуляции;

- Rajwant Kaur и Vikas Gupta [20] выполнили обзор субоптимальных алгоритмов оптимизации основного блока метода разделения на отрезки (PTS) на основе метода роя частиц (PSO - Particle Swarm Optimization), алгоритма пчелиного роя (ABC - Artificial Bee Colony), генетического алгоритма (GA - Genetic Algorithm), алгоритма дифференциальной эволюции (DE - Differential Evolution), муравьиного алгоритма (ACO - Ant Colony Optimization), алгоритм светлячков (FF - Firefly Algorithm) и алгоритма бактериального поиска пищи (BFO - Bacterial Foraging Optimization). В работе указаны общие свойства и различия алгоритмов, а также границы применения;

- Funmilayo B. Offiong, Sinan Sinanovi´c и Wasiu O. Popoola [21] исследовали вопрос эффективного использования пилот-тонов для уменьшения PAPR информационных символов. Хотя результаты выводятся для оптического канала на основе светодиодов, но предложенный механизм вращения информационных фаз на основе изменения начальных фаз пилотов применим и для унаследованных СКК с блочными псевдопилотами;

- Tanairat Mata, Pisit Boonsrimuang и Pitchaya Boontra [22] предложили реализацию шага оптимизации в методе разделения на отрезки частот (PTS) на основе алгоритма пчелиного роя (ABC - Artificial Bee Colony) для 128 канального OFDM с 2-х периодной реализацией, имеющей меньшую вычислительную сложность чем стандартный PTS при незначительном проигрыше в величине уменьшения PAPR;

- Hieu Trung Dang, Nghia Tran и Nguyen Le Cuong [23] выполнили обзор различных алгоритмов уменьшения пик-фактора: ACE (проект адаптивного градиента SGP – Smart Gradient Project, группировки подканалов SGT – subcarrier grouping technique,) клиппирования (включая итеративную версию), а также предложили гибридный алгоритм ACE-CCNF (constrained clipping noise filtering): комбинацию ACE и модифицированного метода клиппирования, когда набор каналов (поднесущих) формирует анти-пик, причем набор каналов получается через решение оптимизационной задачи уменьшения величины вектора ошибки EVM на основе градиента;

- Yuzhuo Liu, Yong Wang и Bo Ai [24] предложили метод расширенных проекций в выпуклые наборы EPOCS-ACE (Extension Projection Onto the Convex Sets) с очень высокой скоростью сходимости для амплитудно-фазовой модуляции высоких порядков

(случай унаследованных СКК) за счет адаптивного выбора уровня клиппирования (CR - Clipping Ratio), изменения правил расширения точек и введения адаптивного правила изменения коэффициента расширения;

- Yong Xiao, Lei Zhang и Muhammad Imran [25] предложили не только расширять точки созвездия, но и уменьшать их относительно предыдущей операции (Positive and Negative Iterations) в допустимой области. Идея состоит в том, что при итеративном процесс возможно попадание в локальный минимум функции уменьшения пик-фактора, тогда как глобальный минимум функции будет другим. Таким образом, «возвращение» (перемещение по направлению) точки внутри области к исходному положению допустимых значений позволяет статистически более точно находить минимум функции, и, соответственно, уменьшать величину пик-фактора;

- Yung-Ping Tu и Chen-Wei Hsu [26] модифицировали метод разделения на отрезки на основе двухстадийной схемы (DPA-PTS - dual-phase alternating partial transmission sequence), превосходящей как стандартный PTS, так и SLM по уровню уменьшения PAPR при этом имеющей значительно меньшую вычислительную сложность;

- Rongxiang Niu и Lingyin Wang [27] предложили модификацию алгоритма разделения на отрезки на основе пороговой функции (TS-PTS -threshold selection) с уменьшенной вычислительной сложностью. Алгоритм похож на параллельную реализацию DPA-PTS и имеет аналогичные характеристики;

Также дополнительный анализ источников проводился для случая встречной работы модернизированного передатчика на модернизированный приемник, при котором возможно применение более эффективных алгоритмов уменьшения пик-фактора на основе искусственных нейронных сетей (ИНС) при сохранении унаследованных СКК в автоматическом режиме без передачи дополнительной информации. Способность приемника определять модифицированный передатчик с необходимой вероятностью основана на анализе параметров ТП, символы которого имеют характерные особенности из-за применения алгоритмов уменьшения пик-фактора.

Интерес представляют следующие работы по теме:

Karthik Kumar Vaigandla [28] опубликовал обзорную работу по технологии OFDM с упором на методы машинного обучения для минимизации PAPR. Работа интересна тем, что дает сжатый (тезисный) анализ особенностей различных методов по отношению к механизму обучения (статистические, с учителем или с подкреплением): на основе регрессии (SVR – Support Vector Regression), классификации (Decision Trees, Random Forest), кластеризации (K-means clustering), автоэнкодеров (Deep Autoencoders Learn), глубоких сетей (CNN - Convolutional Neural Networks, RNN - Recurrent Neural Networks, LSTM - Long Short-Term Memory), генеративных моделей (GAN – Generative Adversarial Networks), а также использование предобученных сетей (Transfer Learning);

- Bianca S. de C. da Silva, Victoria D. P. Souto, Richard D. Souza и Luciano L. Mendes [29] выполнили подробный анализ методов уменьшения пик-фактора на основе ИНС с указанием конкретных реализаций (архитектуры), уменьшения пик-фактора и ссылок на опубликованные описания;

- Bdelfatah Mohamed, Adly S. Tag Eldien, Mostafa M. Fouda и Reham S. Saad [30] представили компактную (оптимизированную под накристальную кэш-память) реализацию автоэнкодера на основе элементов с памятью (LSTM-AE - Long Short Term Memory-Autoencoder), которая обеспечивает значительное уменьшение пик-фактора. Предложенная архитектура интересна тем, что практически инварианта к длине последовательности, что позволяет использовать ее в унаследованных режимах без обучения на конкретные значения СКК;

- Omar Alnaseri, Ibtesam R. K. Al-Saedi, Yassine Himeur и Hongxiang Li [31] описали реализацию простого автоэнкодера на основе стандартной ReLU для OFDM с 16QAM. В работе приведена конкретная реализация архитектуры с достаточно скромными требованиями к вычислительным ресурсам, но обладающая достаточным уровнем снижения пик-фактора;

- Pavan Kumar Mangipudi, Maneesh Merugu, Janise McNair, John Terry и David Veney [32] реализовали сверточную ИНС для уменьшения количества операций ОБП (обратного быстрого преобразования Фурье) PESTnet (PAPR Estimation Technique). Архитектура интересна тем, что осуществляет оценку пик-фактор без непосредственного преобразования данных из частной области во временную, что для итеративной техники (ACE, SLM, PTS) является одним из основных вычислительно нагруженных узлов;

- Xing Cheng, Deli Chen, Shuaishuai Li, Shanbao He и Dejin Kong [33] описали архитектуру автоэнкодера с глубоким обучением, отличительной особенностью которого является работа во временной области (DAE-PAPR deep denoising autoencoder). Предложенная архитектура является развитием PRnet;

Среди отечественных учёных следует отметить работы следующих авторов:

- Александр Юрьевич Родионов [34] обосновал теоретические оценки пик-фактора на основе функции плотности вероятности нормального распределения информационных фаз и предложил способы снижения пик-фактора на основе угловой модуляции COFDM-ЧМ (ДГТУ);

- Андрей Валерьевич Рашич [35] исследовал вопрос снижения пик-фактора OFDM-сигнала применением блочного кодирования и спектрально-эффективных методов манипуляции. Предложенный метод эффективен для малого числа каналов и низкой скорости кода, что соответствует служебному каналу унаследованных СКК (СПб ГПУ);

- Ле Ван Ки [36] разработал модифицированный метод резервирования тона (TR) и модифицированный метод адаптивного расширения созвездия (ACE), уменьшающий пик-фактор сигналов RAVIS (Real-time Audiovisual Information System) на 1дБ и 1,7 дБ соответственно (МИФИ);

- Арсен Арамаисович Ишмияров [37] предложил использовать комбинацию механизма предкодирования подканалов (умножения на матрицу – линейная комбинация подканалов) и поворота сигнального созвездия (аналог матрицы Адамара), позволяющая снизить пик-фактор до 5,1 дБ (УГАТУ);

- Павел Валерьевич Луферчик [38] выполнил анализ методов уменьшения пик-фактора на основе различных алгоритмов и показал, что комбинация методов TR и ACE дает существенное уменьшение пик-фактора при умеренной вычислительной сложности. Рассмотрены методы учета параметров УМ на основе предыскажений (СибФУ);

3. Реализация механизма уменьшения пик-фактора передатчика

Для определения эффективного механизма уменьшения пик-фактора рассмотрим функциональную схему передатчика и приемника унаследованных СКК на рисунке 3.

При выборе механизма уменьшения пик-фактора УМ передатчика рассматривался как безынерционный, то есть глубина памяти нелинейного устройства не учитывалась.

Анализ возможных вариантов уменьшения пик-фактора показал, что наиболее эффективным методом для модернизации приёмника является комбинация методов, которые применяются итеративно и последовательно:

- метод адаптивного расширения созвездия с группировкой каналов (ACE-SGT) [23] для модификации фазы и амплитуды каналов (уменьшение пик-фактора в «частотной» области);

- метод резервирования тонов [5] для уменьшения пик-фактора во «временной» области;



Рис. 3. Функциональная схема передатчика и приемника унаследованных СКК

Метод адаптивного расширения каналов фактически является модификацией метода инжектирования тонов для случая равномерного масштабирования точек созвездий.

Следует отметить, что в унаследованных режимах уже есть простейший механизм уменьшения пик-фактора как способ решения т.н. задачи Л. И. Мандельштама и Н. Д. Папалекси (оптимального подбора начальных фаз, аналогично [37]), поэтому среднее значение пик-фактора меньше, чем дает оценка (1), однако составляет большую величину 14 дБ при вероятности превышения более 12 дБ около 0,03%.

Кратко укажем хорошо известные математические отношения, на которые будем ссылаться при реализации описания способов уменьшения пик-факторов.

A) Каждый OFDM-символ (СК или ИБ) является суммой множества условно независимых сигналов (если рассматривать каждый символ отдельно) модулированных несущих. Положим весь набор данных X_n= 0,1...N-1 в виде вектора $X = [X_0, X_1 \dots X_{N-1}]^T$, называемого фазами OFDM-символа. Непрерывное представление сигнала как набора N подканалов (где N = 112):

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n-0}^{N-1} X_n \cdot e^{j2\pi n\square f_0 t} \qquad (1)$$

где $0 \le t \le N$ (112) и Δf - межканальный интервал (25,621 Гц).

Значение PAPR рассчитывается по формуле:

$$PAPR = \frac{\max\limits_{0 \le t \le NT} |x(t)|^2}{\frac{1}{NT} \int\limits_0^{NT} |x(t)| \partial t} \qquad (2),$$

Далее будет использоваться дискретизированное представление x(t) длиной NL, где L – натуральное число, задающее уровень передискретизации (oversampling), то есть уровень приближения сигнала к идеальному аналоговому виду.

Тогда выражение для сигнала x_k можно представить в форме:

$$x_k = x\left(\frac{k \cdot T}{L}\right) = x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n-0}^{N-1} X_n \cdot e^{j 2\pi n f_0 t} \quad (3)$$

где $0 \le k \le NL-1$

Как было показано, хорошее представление получается при L=4.

Выражение PAPR рассчитывается при условии L-кратной дискретизации:

$$PAPR = \frac{\max\limits_{0 \le k \le NT} |x_k|^2}{E\left[|x_k|^2\right]} \quad (4),$$

Уменьшения пик-фактора – это решение упомянутой выше задачи

$$\left\{b_0^*, \ldots b_{N-1}^*\right\} = \min_{\{b_0, \ldots b_{N-1}\}} \left(\max_{0 \le k \le NL} \left| \sum_{n=0}^{N-1} b_n \right| \right) \quad (5),$$

где b_i – начальная фаза каждого канала.

Мерой появления больших значений пик-фактора является использование кумулятивной функции распределения (CCDF), которая определяется как

$$CCDF=P(PAPR>PAPR_0) \quad (6)$$

Б) При построении интерполяционного многочлена для кусочно-линейного сплайна решается оптимизационная задача минимизации суммы невязок между данными и моделью, представляющую собой линейную комбинацию базисных треугольных функций («шапо-функций»)

$$f(t) = \sum_{j=1}^{k} c_j \varphi_j(x) \quad (7)$$

то есть, нахождения таких коэффициентов c_i, которые обеспечивают задачу минимизации

$$S(c_1, c_2, \ldots, c_k) = \sum_{i=1}^{m} \left[y_i - f(x_i)\right]^2 = \sum_{i=1}^{m} \left[y_i - \sum_{j=1}^{k} \left[c_j \varphi_j(x_i) \right] \right] \to \min \quad (8)$$

где c_i – комплексная амплитуда точек «перелома» кусочно-линейной функции.

Решение задачи (5) приводит к системе линейных уравнений

$$(\Phi^T \Phi)\, c = \Phi^T y$$

где Ф – матрица плана «шапо-функций» (в столбце j содержаться значения базисной функции).

y – вектор-столбец с известными значениями;

c – вектор-столбец искомых коэффициентов;

$(\Phi^T\Phi)$ – матрица Грамма (далее обозначается как A).

Матрицу Грамма (симметричную и положительно определенную) можно представить в виде произведения двух (прямой и транспонированной) нижних треугольных матриц с помощью разложения Холецкого (метода квадратного корня)

$$A = LL^T \quad (9)$$

И, таким образом, алгоритм определения опорных векторов (BPSK) на основе кусочно-линейной интерполяции включает:

1. Формирование матрицы Грамма A (вычисляется заранее из матрицы плана Ф);
2. Вычисление вектора $b = \Phi^T y$;
3. Разложение Холецкого для определения L;
4. Прямая подстановка Ld=b для нахождения d;

5. Обратная подстановка $L^T c=d$ для нахождения опорных векторов;

C) При решении задачи уменьшения пик-фактора используется формирование «пик-гасящего» сигнала c, который представляет собой вектор $\{c_{k(0)},...,c_{k(L)}\}$, где k – индексы резервных тонов, S - количество тонов резервирования. Для каждого k формируется базовый kernel-вектор $b^{(i)}$, представляющий его отклик во временной области.

Очевидно, что для вектора $b^{(i)}$ возможно выполнить циклический сдвиг (что эквивалентно $b^{(i)}{}_m = b^{(i)} \bmod m$ и получить другой вектор с максимальной амплитудой в заданной точке, который вычитается из исходного.

Для каждого $b^{(i)}$ и для каждого m можно сформировать предрассчитанную матрицу сдвигов размерности N x S, которая будет использоваться для определения «пик-гасящего» сигнала как линейной комбинации предрассчитанных ядер.

$$S_i(c_0{}^i,...,c^i{}_{m-1}) = \sum_{i=1}^{S}\sum_{m=0}^{N-1} a^{(i)}{}_m b^{(i)}{}_m , \tag{10}$$

где $c_m{}^{(i)}$ – искомые коэффициенты, i – позиция пика.

Поскольку задача оптимизации решается только относительно позиции наибольшего пика, то она сводится к поиску предрассчитанных для этой позиции векторов,

$$c = \sum_{i=1}^{S} a^{(i)} b_n{}^{(i)} , \tag{11}$$

где n – позиция наибольшего пика.

И определяются итерационной процедурой

$$a^{(i)} = \gamma \frac{(b_{n,n}{}^i)}{\sum_{i=1}^{S} \left| b_{n,n}{}^{(j)} \right|^2} \tag{12},$$

где шаг γ- выбирается из желаемой скорости и точности.

Структурная схема блока уменьшения пик-фактора на основе ACE представлена на рисунке 4.

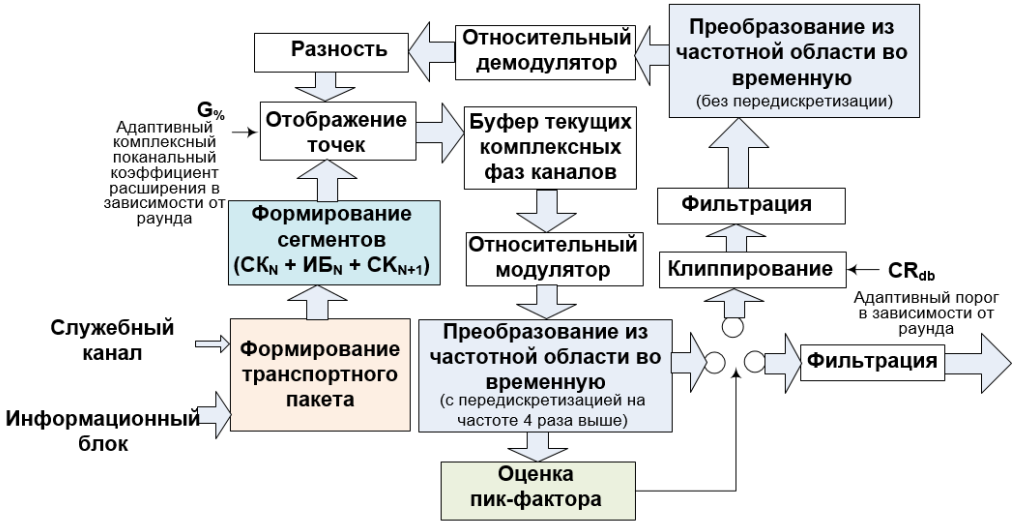


Рис. 4. Структурная схема блока уменьшения пик-фактора на основе ACE

Особенностью реализации блока отображения точек является линейная интерполяция в пределах сегмента амплитуд каналов прямой линией в диапазоне от 1,0

до 1,2 от исходной амплитуды (т.е. кусочно-линейная интерполяция амплитуд ТП), а фаз каналов – одинаковым значением в диапазоне ±22,5 градусов. Алгоритм одного раунда обработки ТП представлен на рисунке 5.

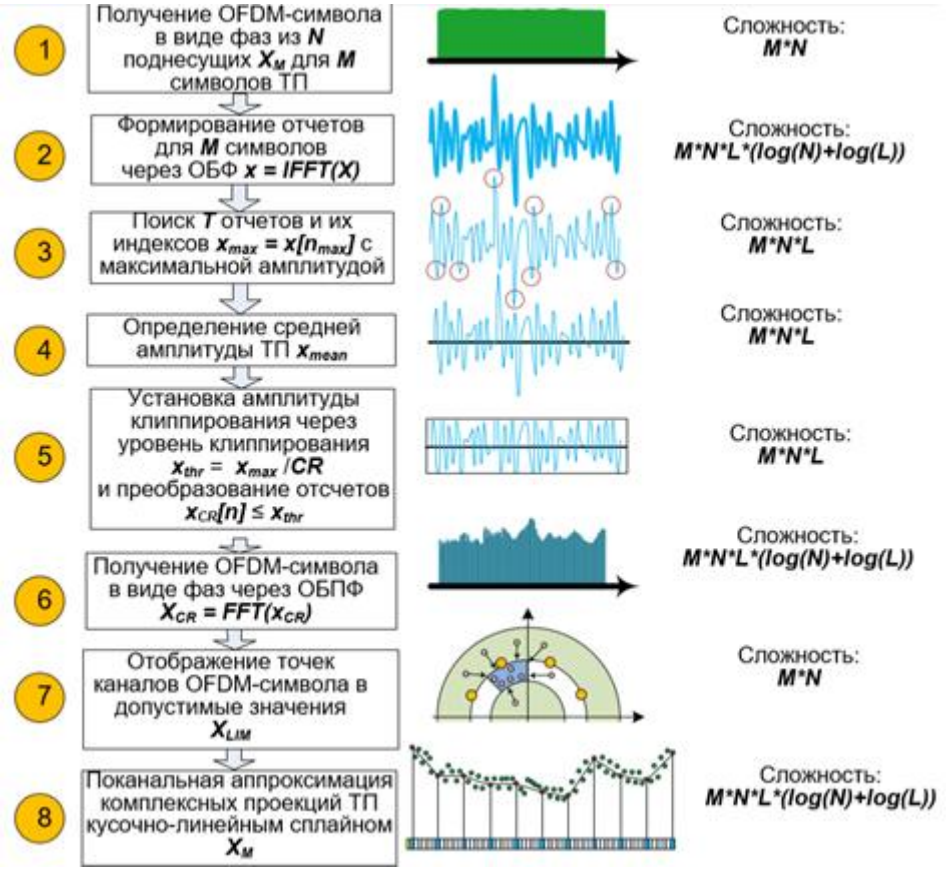


Рис. 5. Алгоритм одного раунда обработки ТП

Алгоритм поканальной аппроксимации амплитуды и фазы кусочно-линейным сплайном с учетом относительной модуляции показаны на рисунке 6.

Фазы представлены в комплексном виде в ограниченном диапазоне, который задается на этапе 7 основного цикла (фаза – в диапазоне ±22,5 градуса, амплитуда – от 1.0 до 1.2). Поэтому решение системы линейных уравнений методом Холецкого (6) устойчиво.

Анализ СКК унаследованных режимов показал, что возможно использование метода резервирования тонов, пояснения возможности применения показаны на рисунке 7.

Количество и размещение информационных каналов выбрано таким образом, чтобы при рассинхронизации радиосредств на передаче от минус 50 Гц до + 50 Гц каналы размещались в диапазоне 0,3 – 3,4 кГц. То есть, система АПЧ на приеме выполняет перенос диапазона информационных каналов в исходное положение. При этом, на передаче появляется возможность сформировать дополнительные каналы, которые не обрабатываются приемником, поскольку в приемнике унаследованных режимов используется полосовой фильтр после переноса на диапазон 384 – 3280 Гц. Предусмотрено три режима работы: - только ACE, ACE/TR4 для работы со старыми радиосредствами и ACE/TR8 для работы в современных SDR-SCA;

Структурная схема блока уменьшения пик-фактора на основе TR представлена на рисунке 8.

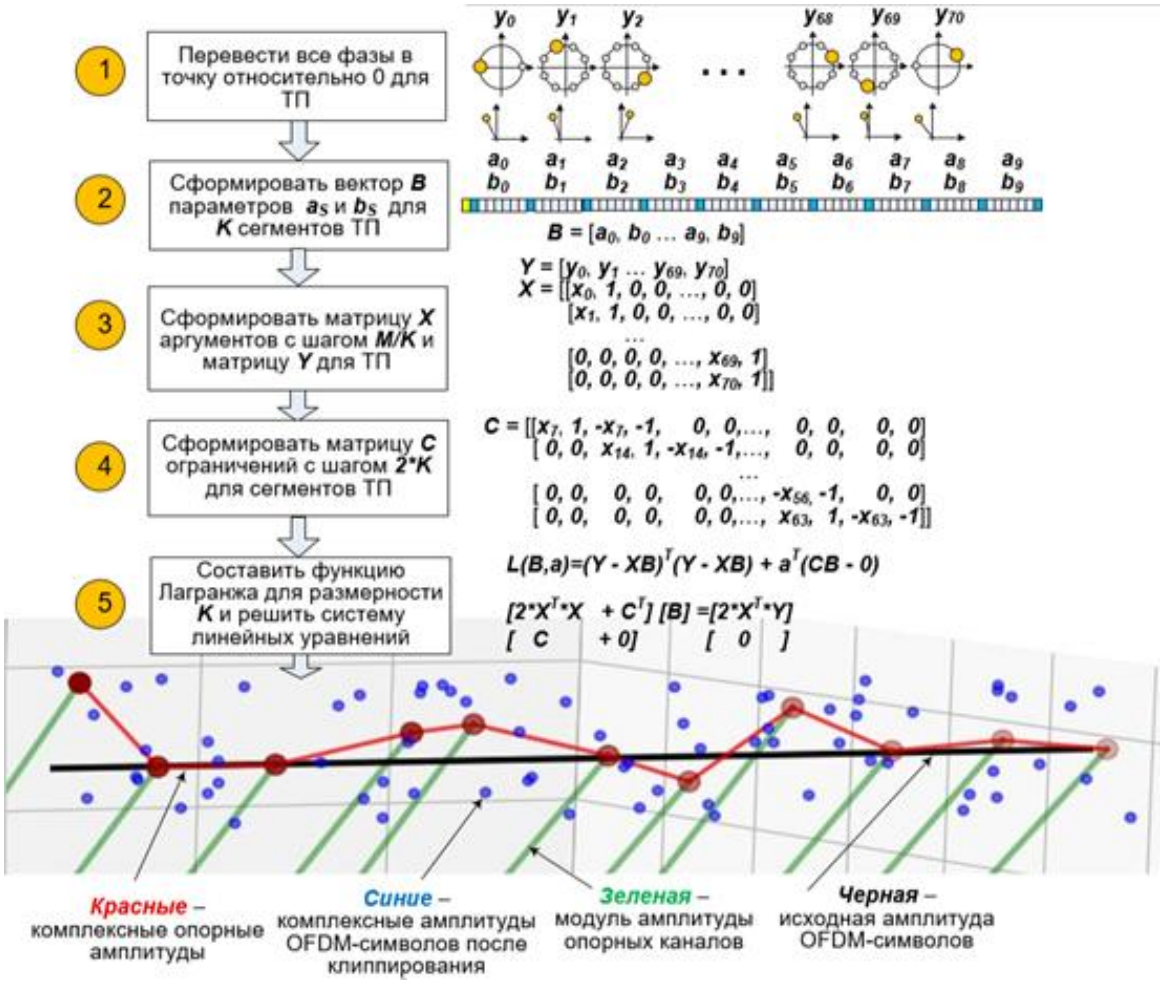


Рис. 6. Алгоритм поканальной аппроксимации амплитуды и фазы кусочно-линейным сплайном с учетом относительной модуляции

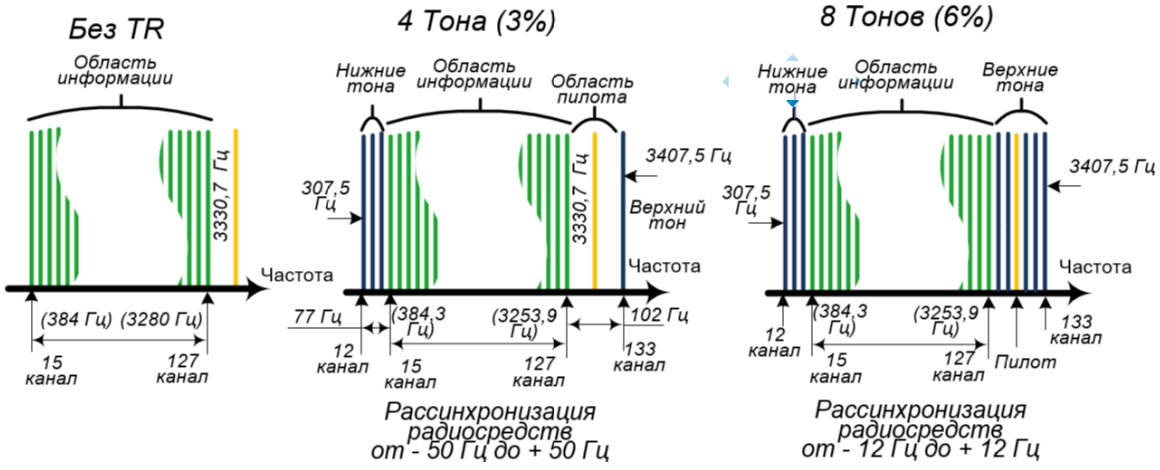


Рис. 7. Возможность применения

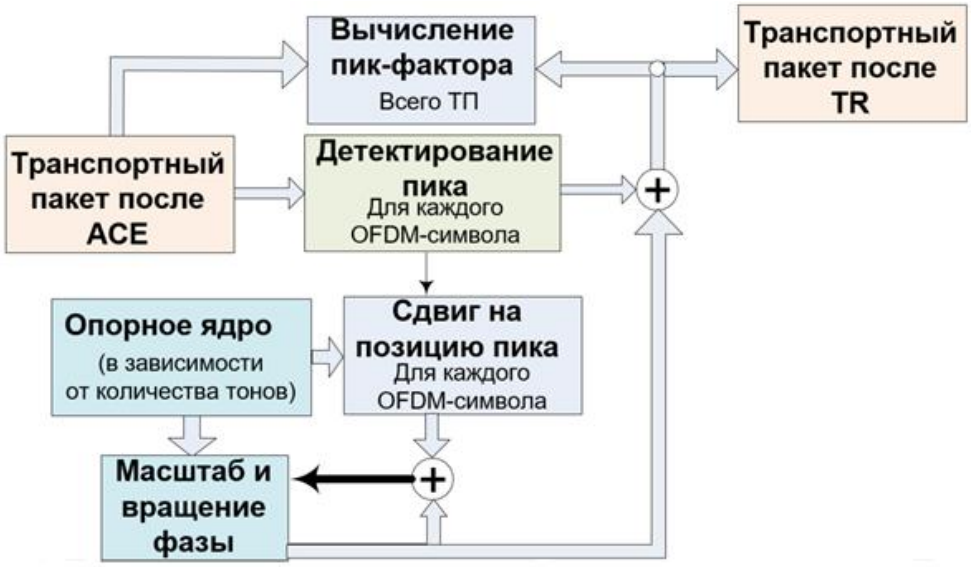


Рис. 8. Структурная схема блока уменьшения пик-фактора на основе TR

Схема реализует итерационную процедуру (7) со следующими параметрами:

- количество каналов $S = 4$;
- индексы каналов $k = \{12,13,14,133\}$;
- длина OFDM-символа = NL, где $L = 4$ уровень передискретизации;
- шаг γ- 0.8;
- количество итераций – не более 10;
- уровень клиппирования – 6 дБ;

Для большей скорости сводимости алгоритма ACE/TR используется перемежение модулей между итерациями адаптивного процесса для последовательного применения методов: TR эффективного уменьшает редкие «высокие» (более 4 раз относительно среднего уровня) пики, а ACE – сдвигает точки созвездий и уменьшает амплитуду большого количества сравнительно небольших (не более 2,75 раз) пиков.

Итоговая схема одного раунда алгоритма уменьшения пик-фактора приведена на рисунке 9

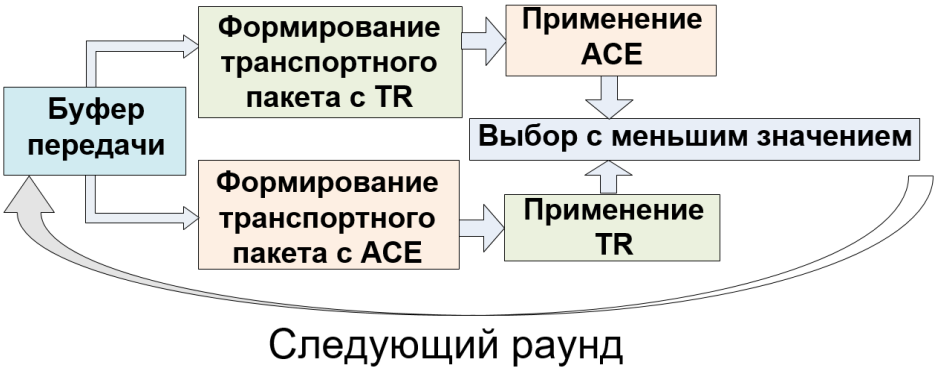


Рис. 9. Итоговая схема одного раунда алгоритма уменьшения пик-фактора

4. Результаты

Использование механизма снижения пик-фактора повлияло на оценку приемником унаследованных СКК возможной эффективной скорости приема. Поэтому в передатчик внесено изменение, которое учитывает влияние механизма уменьшения пик-фактора на эту оценку. Следует учитывать тот факт, что примененные механизмы не повлияли на увеличение вероятности ошибки.

Модифицированная схема передачи данных с учетом влияния пик-фактора приведена на рисунке 10.



Рис. 10.Модифицированная схема передачи данных с учетом влияния пик-фактора

Итоговое уменьшение пик-фактора составило 4,2 дБ для случая ACE/TR4 для 16APSK, однако при применении длинных линий связи между модемом и РПдУ наблюдалось увеличение значения пик-фактора из-за влияния передаточной характеристики самой линии.

5. Заключение

Рассмотренные модификации передатчика на основе комбинации алгоритмических методов позволяет повысить эффективность работы приёмников унаследованных СКК за счет повышения излучаемой мощности и уменьшения влияния АРУ передатчика при «бесшовной» интеграции. Направление дальнейших исследований авторов ведется в направлении:

- использования методов машинного обучения для прямого преобразования СК и ИБ в ТП для вычислительно эффективной структуры DelCore50M на основе использования LSTM и CAE;
- улучшения работы приёмника и передатчика в унаследованных режимах (в случае, если оба являются модернизированными) на основе механизма итеративной совместной оценки канала и учета работы схемы уменьшения пик-фактора в приемнике;
- комплексной оценки реального влияния уменьшения пик-фактора унаследованных СКК (и как следствие, увеличения излучаемой мощности) на увеличения скорости передачи с учетом тракта: модели УМ (включая поведение АРУ) на основе рядов Вольтерра, моделей канала распространения и модели приемника.

Литература

1. Han S.H., Lee J.H., An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission // IEEE Wireless Communications - April 2005 - P.P. 56 - 65.
2. Jiang T., Wu Y., An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals // IEEE Transactions on Broadcasting - June 2008 - Volume 54, Issue 2, P. 257–268.
3. Yue G., Wang X., A Hybrid PAPR Reduction Scheme for Coded OFDM // IEEE Transactions on Wireless Communications - October 2006 - Volume 5, Number 10, P.P. 2712 – 2722.
4. Baxley R., Analyzing Selected Mapping for Peak-to-Average Power Reduction in OFDM, Thesis presented for Ph. D. - Georgia Institute of Technology, 2005 - 99 c.

5. Mounzer R., New tone reservation PAPR reduction techniques for multicarrier systems, Thesis presented for Ph. D. – Institut National des Sciences Appliquees de Rennes, 2016 - 177 c.
6. Eddaghel M., Mitigating PAPR in Cooperative Wireless Networks with Frequency Selective Channels and Relay Selection, Thesis presented for Ph. D. – Loughborough University, 2014 - 203 c.
7. Yoo S., Yoon S., Kim S. Y., Song I., A Novel PAPR Reduction Scheme for OFDM Systems: Selective Mapping of Partial Tones (SMOPT) // IEEE Transactions on Consumer Electronics - February 2006. - Volume 52, Number 1., P. 40–43.
8. Jayalath A. D. S., Tellambura C., SLM and PTS Peak-Power Reduction of OFDM Signals Without Side Information // IEEE Transactions On Wireless Communications - September 2005 - Volume 4, Number 5., P. 2006–2013.
9. Jayalath A. D. S., Tellambura C., Reducing the out of Band Radiation of OFDM Using an Extended Guard Interval // 54th Vehicular Technology Conference – October 2001 - Volume 4, P. 829–833.
10. Guixin X., Xiaoguang Y., Youhua Z., Ke W., Fanxin Z., Zhenyu Z., Implementation of PAPR Reduction in OFDM System Based on Clipping Technique with EVM
11. Mobasher A, K. Khandani A., Integer-Based Constellation Shaping Method for PAPR Reduction in OFDM Systems, Thesis presented for Ph. D. – University of Waterloo, 2005 - 26 c.
12. Sezginer S., Sari H., Metric-Based Symbol Predistortion Techniques for Peak Power Reduction in OFDM Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications - July 2007- Volume 6, Number 7, P.P. 1 – 8.
13. Li H., Jiang T., Zhou Y., A Hybrid PAPR Reduction Scheme for Coded OFDM // IEEE Transactions on Broadcasting - September 2012 - Volume 58, Number 3, P.P. 360 – 369.
14. Gao J., Wang J., Wang B., Peak-to-Average Power Ratio Reduction Based on Cyclic Iteration Partial Transmit Sequence // 2009 Third International Symposium on Intelligent Information Technology Application, P.P. 161 – 164.
15. Sravanti T., Vasantha N., Performance Analysis of Precoded PTS and SLM Scheme for PAPR Reduction in OFDM System // Proceedings of IEEE International Conference on Innovations in Electrical, Electronics, Instrumentation and Media Technology ICIEEIMT 17, P.P. 255 – 164.
16. Singal A., Kedia D., Complexity Analysis of SLM PAPR Reduction Schemes in Wireless OFDM System // International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT) - 2016, P.P. 2082 – 2087.
17. Mestdagh J.G., Gulfo Monsalve J.L. Brossier J.-M., GreenOFDM: a new selected mapping method for OFDM PAPR reduction // IEEE Transactions on Broadcasting - September 2012 - Volume 58, Number 3, P.P. 360 – 369. // Electronics Letters 5th April 2018 Vol. 54 No. 7 pp. 449–450
18. Harne1 S., Zanjade A., PAPR Reduction in OFDM System using Phase Sequence of Riemann Matrix // International Advanced Research Journal in Science, Engineering and Technology - Vol. 3, Issue 9, September 2016, P.P. 56 – 60
19. Pamungkasari P. D., Sanada Y., Estimation of Cyclic Shift with Delayed Correlation and Matched Filtering in Time Domain Cyclic-SLM for PAPR Reduction // Hindawi Publishing Corporation International Scholarly Research Notices - Volume 2016, Article ID 8506986, 8 pages.
20. Kaur R., Gupta V., Review of PTS based Algorithms for PAPR Reduction Techniques in OFDM System // International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT) - Vol. 4 Issue 06, June-2015, P.P. 57 – 60.

21. Offiong F. B., Sinanovi´c S., Popoola W. O., On PAPR Reduction in Pilot-Assisted Optical OFDM Communication Systems // IEEE Access- Vol. 4, May-2017, P.P. 8916 – 8929.
22. Mata T., Boonsrimuang P., Boontra P., A PAPR Reduction Scheme based on Improved PTS with ABC Algorithm for OFDM Signal // 15th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology 2018, P.P. 469 – 472.
23. Dang H.T., Tran. N., Cuong N.L., Active Constellation Modification Technique for PAPR Reduction of OFDM signals // IEEE Access- Vol. 11, November-2023, P.P. 137779 – 137797.
24. Liu Y., Wang Y., Ai B., An Efficient ACE Scheme for PAPR Reduction of OFDM Signals With High-Order Constellation // IEEE Access- Vol. 7, August-2019, P.P. 118322 – 118332.
25. Xiao, Y., Zhang, L. Imran, M., Active Constellation Extension for Peak Power Reduction Based on Positive and Negative Iterations in OFDM Systems. // 4th International Conference on UK - China Emerging Technologies (UCET 2019), Glasgow, UK, 21-22 Aug 2019.
26. Tu Y.-P., Hsu C.-W., A Low Complexity Dual-Phase Alternating Scheme is Used With the PTS Method to Reduce PAPR for B5G Systems // IEEE Access- Vol. 13, Febrary-2025, P.P. 23971 – 23986.
27. Niu R., Wang L., Threshold Selection PTS Method for PAPR Reduction in OFDM Systems // 2020 IEEE 20th International Conference on Communication Technology - P.P. 361 – 365.
28. Vaigandla K. K., A Comprehensive Review on Multi-Carrier Modulation Schemes, 5G and Various PAPR Minimization Techniques based on Machine Learning // Journal of Sensors, IoT & Health Sciences Vol.03(01), March 2025, P.P. 20-45.
29. Bianca S. de C. da Silva, Victoria D. P. Souto, Richard D. Souza, Luciano L. Mendes., A Survey of PAPR Techniques Based on Machine Learning // Sensors 2024, 24, 1918 P.P. 1-35.
30. Mohamed B., Eldien A. S. T., Fouda M. M., Saad R. S., LSTM-Autoencoder Deep Learning Technique for PAPR Reduction in Visible Light Communication // IEEE Access- Vol. 10, November-2022, P.P. 113028 – 113034.
31. Alnaseri O., Ibtesam R. K. Al-Saedi, Himeur Y., Li H., Deep Learning Autoencoders for Reducing PAPR in Coherent Optical Systems // arXiv:2408.14248v2 [eess.SP] 28 Feb 2025.
32. Mangipudi P. K., Merugu M., McNair J., Terry J., Veney D., PESTnet - Pre-IFFT PAPR Estimation using Neural Networks for Improved OFDM Systems // 2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), IEEE, Glasgow, United Kingdom, P.P. 1-7.
33. Cheng X.; Chen D.; Li S.; He S.; Kong D., A Novel PAPR Reduction Scheme Based on Deep Autoencoder Network for FBMC Systems // IEEE Access- Vol. 13, April-2025, P.P. 68948 – 68958.
34. Родионов А.Ю., Помехоустойчивость и энергетическая эффективность многочастотных сигналов в нестационарных каналах связи с замираниями: дис. канд./ физ. мат. наук. Дальневосточный гос. тех. университет, Владивосток, 2007
35. Рашич А.В., Снижение пик-фактора случайных последовательностей многочастотных сигналов путём применения блочного кодирования и спектрально-эффективных методов манипуляции: дис. канд./ тех. наук. Санкт-Петербургский гос. политех. университет, Санкт-Петербург, 2009.

36. Ле Ван Ки., Повышение эффективности систем цифрового вещания при OFDM-модуляции радиосигнала: дис. канд./ тех. наук. МИФИ, Москва, 2018.
37. Ишмияров А. А., Повышение помехоустойчивости систем связи с ортогональным частотным уплотнением на основе метода предкодирования поднесущих частот: дис. канд./ тех. наук. УГАТУ, Уфа, 2019.
38. Луферчик П. В., Разработка и исследование алгоритмов обработки сигналов в OFDM-модемах тропосферно-радиорелейных станций связи: дис. канд./ тех. наук. СибФУ, Красноярск, 2022.
39. Пукса Д.О. Романов Ю.В., Результаты трассовых испытаний адаптивной КВ-радиолинии высокоскоростной передачи данных файлового типа на базе радиомодема с полосой сигнала до 40 кГц // Техника радиосвязи. 2015. № 27. С. 14–20.
40. Ю. В. Романов, Д. О. Пукса, М. С. Намзина, Н. С. Будвис, Результаты трассовых испытаний автоматической адаптивной КВ-радиолинии высокоскоростной передачи данных файлового типа на базе радиомодема с полосой сигнала до 24 кГц// Техника радиосвязи. 2023. № 58. С. 7–20.
41. И.Б. Мещеряков, И.В. Сухов, М.Н. Рогулин, А.С. Козин, А.А. Фролов, В.Д. Гапоненко. Итеративная обработка кадровой последовательности, переданной OFDM-символами с канальным свёрточным кодированием и перемежение по спектру и времени //Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.): в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2025– т.2. – с 313-322.
42. И.Б. Мещеряков, И.В. Сухов, М.Н. Рогулин, А.С. Козин, А.А. Фролов, В.Д. Гапоненко.Передача кадровой последовательности, переданной OFDM-символами с канальным свёрточным кодированием и перемежение по спектру и времени на основе решающей обратной связи. Сборник трудов VII Всероссийской межведомственной научно-технической конференции (г. Пенза, 14 мая 2025 г.).
43. И.Б. Мещеряков, И.В. Сухов, М.Н. Рогулин, А.С. Козин, А.А. Фролов, В.Д. Гапоненко.Учет результатов итеративной обработки кадровой последовательности, переданной OFDM-символами с канальным свёрточным кодированием и перемежение по спектру и времени при определении импульсной характеристики канала передачи. //Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки – 2025. – Спецвыпуск №1.

REFERENCES

1. Han S.H., Lee J.H., An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission // IEEE Wireless Communications - April 2005 - P.P. 56 - 65.
2. Jiang T., Wu Y., An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals // IEEE Transactions on Broadcasting - June 2008 - Volume 54, Issue 2, P. 257–268.
3. Yue G., Wang X., A Hybrid PAPR Reduction Scheme for Coded OFDM // IEEE Transactions on Wireless Communications - October 2006 - Volume 5, Number 10, P.P. 2712 – 2722.
4. Baxley R., Analyzing Selected Mapping for Peak-to-Average Power Reduction in OFDM, Thesis presented for Ph. D. - Georgia Institute of Technology, 2005 - 99 c.
5. Mounzer R., New tone reservation PAPR reduction techniques for multicarrier systems, Thesis presented for Ph. D. – Institut National des Sciences Appliquees de Rennes, 2016 - 177 c.

6. Eddaghel M., Mitigating PAPR in Cooperative Wireless Networks with Frequency Selective Channels and Relay Selection, Thesis presented for Ph. D. – Loughborough University, 2014 - 203 c.
7. Yoo S., Yoon S., Kim S. Y., Song I., A Novel PAPR Reduction Scheme for OFDM Systems: Selective Mapping of Partial Tones (SMOPT) // IEEE Transactions on Consumer Electronics - February 2006. - Volume 52, Number 1., P. 40–43.
8. Jayalath A. D. S., Tellambura C., SLM and PTS Peak-Power Reduction of OFDM Signals Without Side Information // IEEE Transactions On Wireless Communications - September 2005 - Volume 4, Number 5., P. 2006–2013.
9. Jayalath A. D. S., Tellambura C., Reducing the out of Band Radiation of OFDM Using an Extended Guard Interval // 54th Vehicular Technology Conference – October 2001 - Volume 4, P. 829–833.
10. Guixin X., Xiaoguang Y., Youhua Z., Ke W., Fanxin Z., Zhenyu Z., Implementation of PAPR Reduction in OFDM System Based on Clipping Technique with EVM
11. Mobasher A, K. Khandani A., Integer-Based Constellation Shaping Method for PAPR Reduction in OFDM Systems, Thesis presented for Ph. D. – University of Waterloo, 2005 - 26 c.
12. Sezginer S., Sari H., Metric-Based Symbol Predistortion Techniques for Peak Power Reduction in OFDM Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications - July 2007- Volume 6, Number 7, P.P. 1 – 8.
13. Li H., Jiang T., Zhou Y., A Hybrid PAPR Reduction Scheme for Coded OFDM // IEEE Transactions on Broadcasting - September 2012 - Volume 58, Number 3, P.P. 360 – 369.
14. Gao J., Wang J., Wang B., Peak-to-Average Power Ratio Reduction Based on Cyclic Iteration Partial Transmit Sequence // 2009 Third International Symposium on Intelligent Information Technology Application, P.P. 161 – 164.
15. Sravanti T., Vasantha N., Performance Analysis of Precoded PTS and SLM Scheme for PAPR Reduction in OFDM System // Proceedings of IEEE International Conference on Innovations in Electrical, Electronics, Instrumentation and Media Technology ICIEEIMT 17, P.P. 255 – 164.
16. Singal A., Kedia D., Complexity Analysis of SLM PAPR Reduction Schemes in Wireless OFDM System // International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT) - 2016, P.P. 2082 – 2087.
17. Mestdagh J.G., Gulfo Monsalve J.L. Brossier J.-M., GreenOFDM: a new selected mapping method for OFDM PAPR reduction // IEEE Transactions on Broadcasting - September 2012 - Volume 58, Number 3, P.P. 360 – 369. // Electronics Letters 5th April 2018 Vol. 54 No. 7 pp. 449–450
18. Harne1 S., Zanjade A., PAPR Reduction in OFDM System using Phase Sequence of Riemann Matrix // International Advanced Research Journal in Science, Engineering and Technology - Vol. 3, Issue 9, September 2016, P.P. 56 – 60
19. Pamungkasari P. D., Sanada Y., Estimation of Cyclic Shift with Delayed Correlation and Matched Filtering in Time Domain Cyclic-SLM for PAPR Reduction // Hindawi Publishing Corporation International Scholarly Research Notices - Volume 2016, Article ID 8506986, 8 pages.
20. Kaur R., Gupta V., Review of PTS based Algorithms for PAPR Reduction Techniques in OFDM System // International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT) - Vol. 4 Issue 06, June-2015, P.P. 57 – 60.
21. Offiong F. B., Sinanovi´c S., Popoola W. O., On PAPR Reduction in Pilot-Assisted Optical OFDM Communication Systems // IEEE Access- Vol. 4, May-2017, P.P. 8916 – 8929.

22. Mata T., Boonsrimuang P., Boontra P., A PAPR Reduction Scheme based on Improved PTS with ABC Algorithm for OFDM Signal // 15th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology 2018, P.P. 469 – 472.
23. Dang H.T., Tran. N., Cuong N.L., Active Constellation Modification Technique for PAPR Reduction of OFDM signals // IEEE Access- Vol. 11, November-2023, P.P. 137779 – 137797.
24. Liu Y., Wang Y., Ai B., An Efficient ACE Scheme for PAPR Reduction of OFDM Signals With High-Order Constellation // IEEE Access- Vol. 7, August-2019, P.P. 118322 – 118332.
25. Xiao, Y., Zhang, L. Imran, M., Active Constellation Extension for Peak Power Reduction Based on Positive and Negative Iterations in OFDM Systems. // 4th International Conference on UK - China Emerging Technologies (UCET 2019), Glasgow, UK, 21-22 Aug 2019.
26. Tu Y.-P., Hsu C.-W., A Low Complexity Dual-Phase Alternating Scheme is Used With the PTS Method to Reduce PAPR for B5G Systems // IEEE Access- Vol. 13, Febrary-2025, P.P. 23971 – 23986.
27. Niu R., Wang L., Threshold Selection PTS Method for PAPR Reduction in OFDM Systems // 2020 IEEE 20th International Conference on Communication Technology - P.P. 361 – 365.
28. Vaigandla K. K., A Comprehensive Review on Multi-Carrier Modulation Schemes, 5G and Various PAPR Minimization Techniques based on Machine Learning // Journal of Sensors, IoT & Health Sciences Vol.03(01), March 2025, P.P. 20-45.
29. Bianca S. de C. da Silva, Victoria D. P. Souto, Richard D. Souza, Luciano L. Mendes., A Survey of PAPR Techniques Based on Machine Learning // Sensors 2024, 24, 1918 P.P. 1-35.
30. Mohamed B., Eldien A. S. T., Fouda M. M., Saad R. S., LSTM-Autoencoder Deep Learning Technique for PAPR Reduction in Visible Light Communication // IEEE Access- Vol. 10, November-2022, P.P. 113028 – 113034.
31. Alnaseri O., Ibtesam R. K. Al-Saedi, Himeur Y., Li H., Deep Learning Autoencoders for Reducing PAPR in Coherent Optical Systems // arXiv:2408.14248v2 [eess.SP] 28 Feb 2025.
32. Mangipudi P. K., Merugu M., McNair J., Terry J., Veney D., PESTnet - Pre-IFFT PAPR Estimation using Neural Networks for Improved OFDM Systems // 2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), IEEE, Glasgow, United Kingdom, P.P. 1-7.
33. Cheng X.; Chen D.; Li S.; He S.; Kong D., A Novel PAPR Reduction Scheme Based on Deep Autoencoder Network for FBMC Systems // IEEE Access- Vol. 13, April-2025, P.P. 68948 – 68958.
34. Rodionov A.Yu., Noise Immunity and Energy Efficiency of Multicarrier Signals in Nonstationary Fading Communication Channels: Cand. Sci. (Phys.–Math.) Diss. Far Eastern State Technical University, Vladivostok, 2007.
35. Rashich A.V., Reduction of the Peak Factor of Random Multicarrier Signal Sequences by Means of Block Coding and Spectrally Efficient Modulation Methods: Cand. Sci. (Eng.) Diss. Saint Petersburg State Polytechnic University, Saint Petersburg, 2009.
36. Le Van Ki., Improving the Efficiency of Digital Broadcasting Systems with OFDM Radio Signal Modulation: Cand. Sci. (Eng.) Diss. MEPhI, Moscow, 2018.
37. Ishmiyarov A.A., Enhancing the Noise Immunity of Communication Systems with Orthogonal Frequency Division Multiplexing Based on Subcarrier Precoding Method: Cand. Sci. (Eng.) Diss. USATU, Ufa, 2019.

38. Luferchik P.V., Development and Study of Signal Processing Algorithms in OFDM Modems of Tropospheric Radio Relay Communication Stations: Cand. Sci. (Eng.) Diss. SibFU, Krasnoyarsk, 2022.
39. Puksa D.O., Romanov Yu.V., Results of Route Tests of an Adaptive HF Radio Link for High-Speed File-Type Data Transmission Based on a Radiomodem with Signal Bandwidth up to 40 kHz // Radio Communication Engineering. 2015. No. 27. P. 14–20.
40. Romanov Yu.V., Puksa D.O., Namzina M.S., Budvis N.S., Results of Route Tests of an Automatic Adaptive HF Radio Link for High-Speed File-Type Data Transmission Based on a Radiomodem with Signal Bandwidth up to 24 kHz // Radio Communication Engineering. 2023. No. 58. P. 7–20.
41. Meshcheryakov I.B., Sukhov I.V., Rogulin M.N., Kozin A.S., Frolov A.A., Gaponenko V.D., Iterative Processing of a Frame Sequence Transmitted by OFDM Symbols with Convolutional Channel Coding and Time–Frequency Interleaving // Radar, Navigation, Communication: Proceedings of the XXXI International Scientific and Technical Conference (Voronezh, April 15–17, 2025): in 6 vols. / Voronezh State University; JSC "Concern Sozvezdie". – Voronezh: VSU Publishing House, 2025 – Vol. 2. – P. 313–322.
42. Meshcheryakov I.B., Sukhov I.V., Rogulin M.N., Kozin A.S., Frolov A.A., Gaponenko V.D., Transmission of a Frame Sequence Using OFDM Symbols with Convolutional Channel Coding and Time–Frequency Interleaving Based on Decision Feedback. Proceedings of the VII All-Russian Interdepartmental Scientific and Technical Conference (Penza, May 14, 2025).
43. Meshcheryakov I.B., Sukhov I.V., Rogulin M.N., Kozin A.S., Frolov A.A., Gaponenko V.D., Accounting for the Results of Iterative Processing of a Frame Sequence Transmitted by OFDM Symbols with Convolutional Channel Coding and Time–Frequency Interleaving in Determining the Channel Impulse Response. //News of Higher Education Institutions. Volga Region. Technical Sciences – 2025. – Special Issue No. 1.

РАЗЛОЖЕНИЕ НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА С ТРОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ НА СУММУ BOC-КОМПОНЕНТ

М.А. Лебедев[1], В.В. Неровный[2], Н.А. Неровная[1]

[1]Военный учебно-научный центр Военно-Воздушных сил «Военно-воздушной академии имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия
[2]Акционерное общество научно-внедренческое предприятие «ПРОТЕК» (АО НВП «ПРОТЕК»), г. Воронеж, Россия

Аннотация. В развитии исследований сигналов с тройной меандровой модуляцией (*TBOC*) ключевой задачей является поиск их компактных математических представлений, упрощающих анализ и синтез алгоритмов обработки. Для дальнейшего упрощения теоретического анализа и аппаратной реализации целесообразно получить разложение сложного *TBOC*-сигнала на элементарные составляющие (BOC-компоненты). В данной работе рассматривается разложение сигнала $TBOC_{(ssc)}$ с оптимальными корреляционными свойствами на сумму четырех классических меандровых шумоподобных сигналов (*BOC-сигналы*).

Ключевые слова: Навигационный сигнал, тройная меандровая модуляция (TBOC), двойная меандровая модуляция (DBOC), бинарная меандровая модуляция (BOC), виртуальные поднесущие, спектральное разложение.

DECOMPOSITION OF THE NAVIGATION SIGNAL WITH TRIPLE MEANDER MODULATION BY THE SUM OF BOC-COMPONENT

M.A. Lebedev[1], V.V. Nerovny[2], N.A. Nerovnaya[1]

[1]N. E. Zhukovsky and U. A. Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia
[2]Joint-Stock Company Scientific and Implementation Enterprise "PROTEK" (JSC NVP "PROTEK"), Voronezh, Russia

Abstract. In the development of research on triple meander-modulated signals (TBOC), a key task is to find their compact mathematical representations that simplify analysis and synthesis of processing algorithms. Previously, the decomposition of the TBOC signal into the sum of two DBOC components with virtual subcarrier frequencies was considered. For further simplification of theoretical analysis and hardware implementation, it is advisable to obtain a decomposition of the complex TBOC signal into elementary components (BOC components). This work discusses the decomposition of the TBOC signal with optimal correlation properties into the sum of four classical meander-like noise signals (BOC signals).

Keywords: Navigation signal, Triple Meander Modulation (TBOC), Double Meander Modulation (DBOC), virtual subcarriers, signal decomposition.

1. Введение

Совершенствование глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) напрямую связано с усложнением модуляции навигационных сигналов для достижения высокой точности, помехоустойчивости и эффективного использования частотного ресурса [3]. Одним из перспективных направлений для достижения данных критериев является использование сигналов с множественной меандровой модуляцией.

В работах [1, 2] авторами были исследованы спектральные и корреляционные характеристики восьми вариантов сигналов с тройной меандровой модуляцией (*TBOC*). Было установлено, что, несмотря на преимущества, такие сигналы обладают сложной структурой спектра и многолепестковой автокорреляционной функцией (АКФ), что осложняет их обработку в приемной аппаратуре. Для сигнала TBOC была выявлена оптимальная комбинация начальных фаз, обеспечивающая минимальный уровень боковых лепестков АКФ [2]: первое и второе меандровые поднесущие колебания (МПК) синусные, третье МПК косинусное.

С целью представления сложного сигнала на более простые составляющие предлагается использовать метод разложения *TBOC*-сигнала на сумму восьми сигналов с меандровой модуляцией (*BOC*) с введением понятия **виртуальных поднесущих частот**, являющихся комбинациями исходных частот.

Целью данной работы является упрощение представления сложного *TBOC*-сигнала путем его разложения на элементарные «**классические» *BOC*-сигналы**. Такой подход позволяет свести анализ свойств перспективного *TBOC*-сигнала к хорошо изученным свойствам базовых *BOC*-модуляций.

2. Математическое разложение $TBOC_{(ssc)}(4,2,1,1)$ на сумму BOC-компонент

Исходное выражение для сигнала $TBOC_{(ssc)}(4,2,1,1)$ сформированного путем перемножения трех МПК и псевдослучайной последовательностью (ПСП) имеет вид:

$$S(t) = AG(t)M_{s1}(t)M_{s2}(t)M_{c3}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (1)$$

где A – амплитуда сигнала; $G(t)$ – псевдослучайная последовательность дальномерного кода; $M_{s1}(t)$, $M_{s2}(t)$, $M_{c3}(t)$ – модулирующие МПК аппроксимируемые гармоническими функциями sin или cos в зависимости от начальной фазы; ω_0 и φ – круговая частота и начальная фаза несущего колебания соответственно; t –текущее значение времени;

Аналитически МПК можно описать как:

$$M_{s1}(t) \approx \sin \omega_{M1} t \quad (2)$$

$$M_{s2}(t) \approx \sin \omega_{M2} t \quad (3)$$

$$M_{c3}(t) \approx \cos \omega_{M3} t \quad (4)$$

$$\omega_{M1} > \omega_{M2} > \omega_{M3}$$

Навигационный $TBOC_{(ssc)}(4,2,1,1)$ сигнал можно разложить сигнала на сумму двух DBOC компонент, а именно:

$$TBOC_{(ssc)}(4,2,1,1) = DBOC_{ss}(4,3,1) + DBOC_{ss}(4,1,1) \quad (5)$$

что соответствует общему виду сигнала:

$$S(t) = 0,5AG(t)M_{s1}(t)M_{s\Sigma 23}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) + 0,5AG(t)M_{s1}(t)M_{s\Delta 23}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (6)$$

Для аппроксимации TBOC сигнала (1) на *BOC*-компоненты, используя тригонометрические преобразования, перемножим МПК $M_{s1}(t)$, $M_{s\Sigma 23}$, образующие первую $DBOC_{ss}(4,3,1)$ составляющую и МПК $M_{s1}(t)$ и $M_{s\Delta 23}(t)$, образующие вторую $DBOC_{ss}(4,1,1)$ составляющую:

В первом случае

Первое слагаемое (6) имеет вид:

$$S_1(t) = 0,5AG(t)M_{s1}(t)M_{s\sum 23}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi),$$

где

$$M_{s1}(t) \approx \sin \omega_{M1}(t) \quad (7)$$

$$M_{s\sum 23}(t) \approx sin\omega_{\sum 23}(t) \quad (8)$$

Тогда произведение МПК примет вид:

$$M_{s1}(t)M_{s\sum 23}(t) = \sin \omega_{M1}(t) sin\omega_{\sum 23}(t) = 0,5(\cos(\omega_{M1} - \omega_{\sum 23})t - \cos(\omega_{M1} + \omega_{\sum 23})$$

Первое слагаемое выражения (6) в результате перемножения МПК можно записать:

$$S_1(t) = 0,25AG(t)\cos(\omega_{M1} - \omega_{\sum 23})t\cos(\omega_0 t + \varphi) - 0,25AG(t)\cos(\omega_{M1} + \omega_{\sum 23})t\cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (9)$$

Учитывая, что:

$$\cos(\omega_{M1} - \omega_{\sum 23})t = \cos(\omega_{M1} - \omega_{M2} - \omega_{M3})t \approx M_{c1-2-3}(t) \quad (10)$$

$$\cos(\omega_{M1} + \omega_{\sum 23})t = \cos(\omega_{M1} + \omega_{M2} + \omega_{M3})t \approx M_{c1+2+3}(t) \quad (11)$$

Получаем:

$$S_1(t) = 0,25AG(t)M_{c1-2-3}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) - 0,25AG(t)M_{c1+2+3}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (12)$$

Что соответствует случаю:

$$S_1(t) \approx BOC_c(1,1) + BOC_c(7,1) \quad (13)$$

Во втором случае:

Второе слагаемое выражения (6) имеет вид:

$$S_2(t) = 0,5AG(t)M_{s1}(t)M_{s\Delta 23}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi)$$

Где:

$$M_{s1}(t) \approx \sin \omega_{M1}(t) \quad (14)$$

$$M_{s\Delta 23}(t) \approx sin\omega_{\Delta 23}(t) \quad (15)$$

Тогда:

$$M_{s1}(t)M_{s\Delta 23}(t) = \sin \omega_{M1}(t) sin\omega_{\Delta 23}(t) == 0,5(\cos(\omega_{M1} - \omega_{\Delta 23})t - \cos(\omega_{M1} + \omega_{\Delta 23})t) \quad (16)$$

Выражение для второго слагаемого $S_2(t)$ примет вид:

$$S_2(t) = 0,25AG(t)\cos(\omega_{M1} - \omega_{\Delta 23})t\cos(\omega_0 t + \varphi) - 0,25AG(t)\cos(\omega_{M1} + \omega_{\Delta 23})t\cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (17)$$

Принимая во внимание следующие равенства:

$$\cos(\omega_{M1} - \omega_{\Delta 23})t = \cos(\omega_{M1} - \omega_{M2} + \omega_{M3})t \approx M_{c1-2+3}(t) \quad (18)$$

$$\cos(\omega_{M1} + \omega_{\Delta 23})t = \cos(\omega_{M1} + \omega_{M2} - \omega_{M3})t \approx M_{c1+2-3}(t) \quad (19)$$

Получаем:

$$S_2(t) = 0,25AG(t)M_{c1-2+3}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) - 0,25AG(t)M_{c1+2-3}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (20)$$

Что соответствует:

$$S_2(t) \approx BOC_c(3,1) + BOC_c(5,1) \quad (21)$$

Общий вид TBOC сигнала с учетом суммы двух составляющий $S_1(t)$ и $S_2(t)$ примет вид:

$$\begin{aligned} S(t) = {} & 0,25AG(t)M_{c1-2-3}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) - 0,25AG(t)M_{c1+2+3}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) + \\ & + 0,25AG(t)M_{c1-2+3}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) - 0,25AG(t)M_{c1+2-3}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) \end{aligned} \quad (22)$$

Для частного случая $\boldsymbol{TBOC_{(ssc)}}(4,2,1,1)$

$$TBOC_{(ssc)}(4,2,1,1) \approx BOC_c(1,1) + BOC_c(3,1) + BOC_c(5,1) + BOC_c(7,1) \quad (23)$$

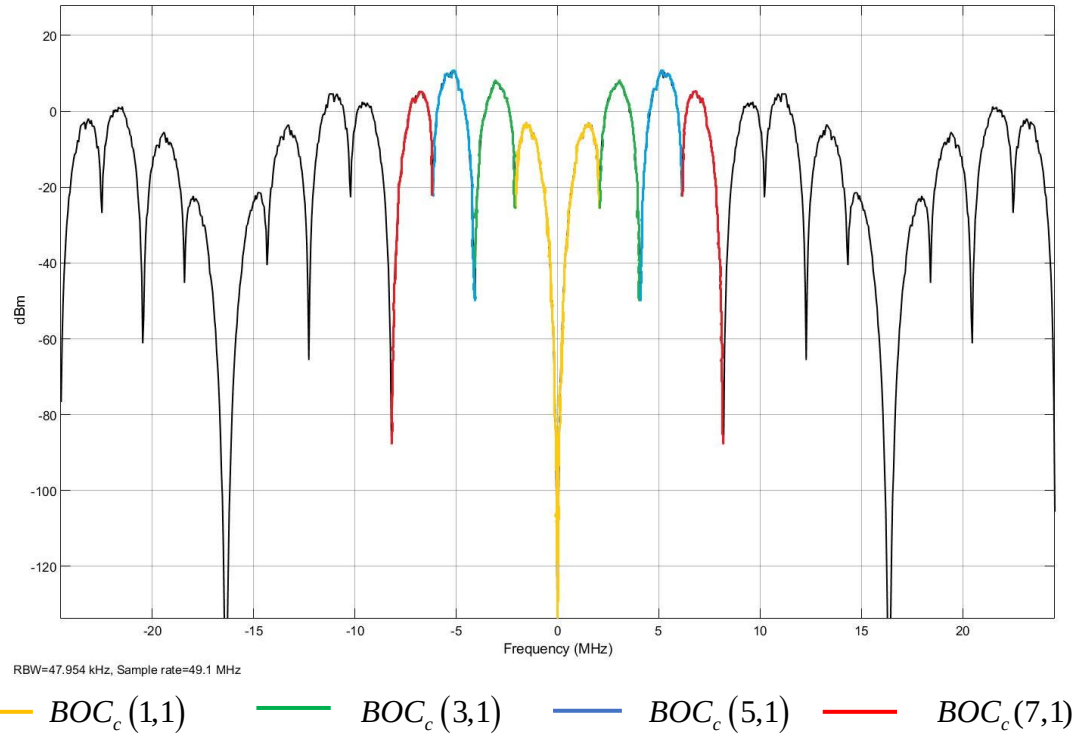


Рис. 1 Разложение TBOC сигнала на BOC компоненты с косинусными

На рис. 1 представлен спектр сигнала $TBOC_{(ssc)}(4,2,1,1)$, на котором выделены суммирующие BOC компоненты.

Четыре пары лепестков в спектре сигнала $TBOC_{(ssc)}(4,2,1,1)$, соответствуют спектрам компонент $BOC_c(1,1), BOC_c(3,1), BOC_c(5,1), BOC_c(7,1)$, смещенным относительно несущей частоты.

Представленный метод разложения может быть применен к другим типам *TBOC*-сигналов [1], а также обобщен для сигналов с большим числом меандровых поднесущих.

3. Заключение

На основе последовательного применения тригонометрических преобразований к промежуточному разложению *TBOC*-сигнала на *DBOC*-компоненты получено и доказано аналитическое разложение сигнала $\boldsymbol{TBOC}_{(ssc)}(4,2,1,1)$ на сумму четырех классических *BOC*-сигналов с косинусной фазой меандра: $BOC_c(1,1), BOC_c(3,1), BOC_c(5,1), BOC_c(7,1)$. Данный результат имеет прикладное значение и позволяет практически реализовать передачу сигнала навигационного сообщения с разными характеристиками точности определения координат в навигационной аппаратуре потребителей.

Полученные выводы создают основу для разработки оптимизированных алгоритмов приема и обработки перспективных навигационных сигналов с множественной меандровой модуляцией в ГНСС нового поколения.

Литература

1. Неровный В.В., Журавлев А.В., Неровная Н.А., Лебедев М.А. Формирование навигационного сигнала с тройной меандровой модуляцией // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 7. С. 84−90.
2. Неровный В.В., Журавлев А.В., Лебедев М.А. Автокорреляционные функции сигналов с меандровой модуляцией на трех поднесущих частотах // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 7. С. 91−96.
3. Неровный В.В., Журавлев А.В., Урывская Т.Ю., Коратаев П.Д. Математические модели навигационных сигналов с требуемой формой спектральной плотности мощности // Радиотехника. 2022. № 7. С. 69–75.
4. Ярлыков М.С. Характеристики меандровых сигналов (BOC-сигналов) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения // Радиотехника. 2008. № 8. С. 61−75.
5. Вейтцель А.В. Новый класс меандровых шумоподобных радиосигналов для радионавигационных систем // Вестник МАИ. 2009. Т. 16. № 7. С. 43–48.

References

1. Nerevny V.V., Zhuravlev A.V., Nerevna N.A., Lebedev M.A. Formation of a navigation signal with triple meander modulation // Radio Engineering. 2025. Vol. 89. No. 7. Pp. 84-90.
2. Nerevny V.V., Zhuravlev A.V., Lebedev M.A. Autocorrelation functions of signals with meander modulation at three carrier frequencies // Radio Engineering. 2025. Vol. 89. No. 7. Pp. 91-96.
3. Yarlykov M.S. Meander-like noise-like signals (VOS-signals) and their varieties in satellite radio navigation systems. Monograph. Moscow: Radio Engineering, 2017. 416 p.
4. Weitzel A.V. A new class of meander-like noise-like radio signals for radio navigation systems // Bulletin of the MAP. 2009. Vol. 16. No. 7. Pp. 43-48.
5. Nerevny V.V., Zhuravlev A.V., Kiryushkin V.V., Filonenko V.V., Nerevna N.A. Autocorrelation functions of navigation signals with meander modulation on two carrier frequencies // Radio Engineering, 2022. No. 7, Pp. 56-61.

АППРОКСИМАЦИЯ TBOC-СИГНАЛА В ВИДЕ СУММЫ DBOC- КОМПОНЕНТ

М.А. Лебедев[1], В.В. Неровный[2], Т.Ю. Урывская[1]

[1]Военный учебно-научный центр Военно-Воздушных сил «Военно-воздушной академии имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия
[2]Акционерное общество научно-внедренческое предприятие «ПРОТЕК» (АО НВП «ПРОТЕК»), г. Воронеж, Россия

Аннотация. В развитие исследований спектральных и корреляционных характеристик сигналов с тройной меандровой модуляцией (TBOC) возникает задача нахождения их компактного математического представления. Такое представление необходимо для упрощения теоретического анализа и синтеза алгоритмов обработки данных сигналов в навигационной аппаратуре потребителей. В данной статье разработан и математически обоснован метод представления сложного TBOC-сигнала в виде суммы двух более простых сигналов с двойной меандровой модуляцией (DBOC). На основе тригонометрических преобразований получены аналитические выражения, доказывающие, что TBOC-сигнал может быть точно разложен на сумму двух DBOC-компонент. Частоты меандровых поднесущих в полученных DBOC-компонентах являются виртуальными и определяются как комбинации (суммы и разности) исходных частот.

Ключевые слова: Навигационный сигнал, тройная меандровая модуляция (TBOC), двойная меандровая модуляция (DBOC), виртуальные поднесущие, разложение сигнала.

APPROXIMATION OF THE TBOC SIGNAL IN THE FORM OF THE DBOC SUM – COMPONENT

M.A. Lebedev[1], V.V. Nerovny[2], T.Yu. Uryvskaia[1]

[1]N. E. Zhukovsky and U. A. Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia
[2]Joint-Stock Company Scientific and Implementation Enterprise "PROTEK" (JSC NVP "PROTEK"), Voronezh, Russia

Abstract. In the development of research on the spectral and correlation characteristics of triple meander-modulated signals (TBOC), the task arises to find their compact mathematical representation. Such a representation is necessary to simplify the theoretical analysis and synthesis of data processing algorithms in consumer navigation equipment. This article develops and mathematically substantiates a method for representing a complex TBOC signal as a sum of two simpler signals with double meander modulation (DBOC). Based on trigonometric transformations, analytical expressions are obtained, proving that the TBOC signal can be accurately decomposed into the sum of two DBOC components. The frequencies of the meander subcarriers in the obtained DBOC components are virtual and are defined as combinations (sums and differences) of the original frequencies.

Keywords: Navigation signal, triple meander modulation (TBOC), double meander modulation (DBOC), virtual subcarriers, spectral decomposition.

1. Введение

Современное развитие глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) характеризуется усложнением модуляции навигационных сигналов для повышения

точности, помехоустойчивости и спектральной эффективности [3, 4]. Одним из перспективных направлений является использование множественной меандровой модуляции, в частности, сигналов с тройной меандровой модуляцией (*TBOC*).

В ранее опубликованных исследованиях авторами рассматривались спектральные характеристики восьми вариантов *TBOC*-сигналов [1], а также детально проанализированы их автокорреляционные функции (АКФ) с целью выявления оптимальной по уровню боковых лепестков комбинации начальных фаз поднесущих [2]. Было установлено, что *TBOC*-сигналы обладают сложной многолепестковой структурой как в спектральной, так и во временной (корреляционной) области, что создает сложность их однозначного захвата и сопровождения в приемнике.

С целью повышения эффективности процесса анализа и синтеза алгоритмов обработки, целесообразно найти более простое представление сложного *TBOC*-сигнала. Известно, что сигналы с двойной меандровой модуляцией (*DBOC*) достаточно изучены, а их свойства хорошо формализованы [5].

Целью работы является теоретическое обоснование и вывод математического представления *TBOC*-сигнала в виде суммы двух *DBOC*-сигналов. Такое разложение позволяет аппроксимировать сложный сигнал в виде простых компонент, что позволяет оптимизировать методы построения эффективных алгоритмов обработки.

2. Математическое разложение TBOC-сигнала на DBOC-компоненты

Общее выражение для *TBOC*-сигнала с произвольным набором начальных фаз меандровых поднесущих колебаний (МПК) имеет вид [1, 2]:

$$S(t) = AG_{ДК}(t)M_1(t)M_2(t)M_3(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где A – амплитуда сигнала; $G_{ДК}(t)$ – псевдослучайная последовательность дальномерного кода; $M_1(t)$, $M_2(t)$, $M_3(t)$ – модулирующие меандровые последовательности аппроксимируемые гармоническими функциями sin или cos в зависимости от начальной фазы; f_0 и φ_0 – частота и начальная фаза несущего колебания соответственно; t –текущее значение времени;

Рассмотрим для определенности $TBOC_{ssc}(4,2,1,1)$ сигнал с оптимальной конфигурацией начальных фаз [1]:

Меандровые модулирующие последовательности $M_{s1}(t)$, $M_{s2}(t)$, $M_{c3}(t)$ в данном случае представлены как:

$$M_{s1}(t) \approx \sin \omega_{M1} t \quad (2)$$

$$M_{s2}(t) \approx \sin \omega_{M2} t \quad (3)$$

$$M_{c3}(t) \approx \cos \omega_{M3} t \quad (4)$$

$$\omega_{M1} > \omega_{M2} > \omega_{M3}$$

где $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ - круговые частоты первого, второго и третьего МПК соответственно.

Для разложения сложного TBOC сигнала применим тригонометрические тождества к произведению двух меандровых функций. В таком случае существуют два варианта перемножения меандровых последовательностей.

В первом варианте применим тождество для произведения синусов двух компонент $M_{s1}(t)$ и $M_{s2}(t)$.

$$M_{s1}(t)M_{s2}(t)=\sin\omega_{M1}t\sin\omega_{M2}t=\frac{1}{2}\left[cos\left(\omega_{M1}t-\omega_{M2}t\right)-cos\left(\omega_{M1}t+\omega_{M2}t\right)\right]=$$

$$=\frac{1}{2}cos\left(\omega_{M1}-\omega_{M2}\right)t-\frac{1}{2}cos\left(\omega_{M1}+\omega_{M2}\right)t$$

Введем обозначение:

$$\omega_{\Delta12}=\omega_{M1}-\omega_{M2}$$

$$\omega_{\Sigma12}=\omega_{M1}+\omega_{M2}$$

Выражение (1) примет вид:

$$S(t)\approx\frac{1}{2}AG(t)M_s(t)\cos\omega_{\Delta12}t\cos\left(\omega_0t+\varphi\right)-\frac{1}{2}AG(t)M_s(t)cos\,\omega_{\Sigma12}tcos\left(\omega_0t+\varphi\right)$$

Учитывая, что функция модулирующего меандра может быть представлена в виде $M_n(t)\approx\sin\omega_nt$, получаем:

$$\cos\omega_{\Delta12}t\approx M_{c\Delta12}(t) \quad (5)$$

$$cos\omega_{\Sigma12}t\approx M_{c\Sigma12}(t) \quad (6)$$

С учетом выражений (5) и (6) исходный TBOC сигнал (1) примет вид*:*

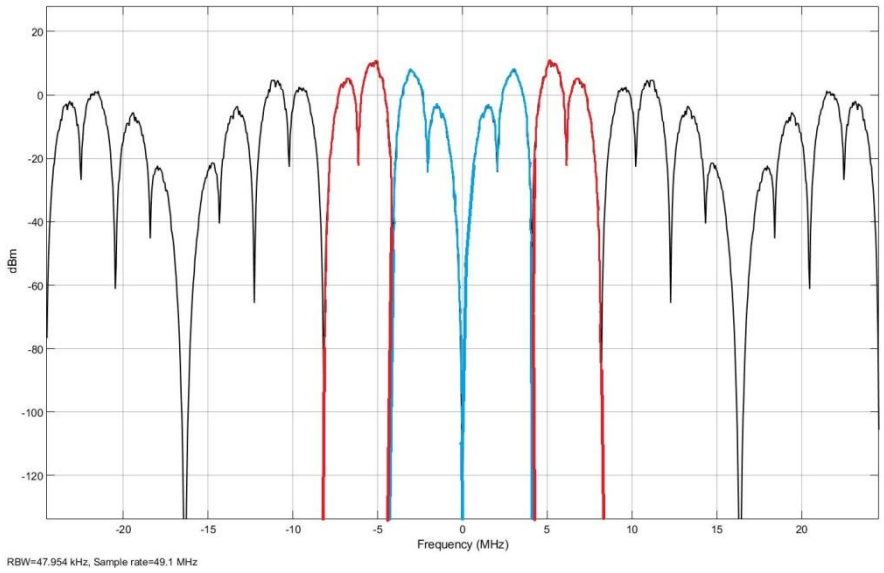
$$S(t)\approx\frac{1}{2}AG(t)M_{c\Delta12}(t)M_{c3}(t)\cos\left(\omega_0t+\varphi\right)-\frac{1}{2}AG(t)M_{c\Sigma12}(t)M_{c3}(t)cos\left(\omega_0t+\varphi\right)$$

(7)

Для сигнала $TBOC_{ssc}(4,2,1,1)$ разложение соответствует виду:

$$S(t)\approx DBOC_{cc}(6,1,1,)+DBOC_{cc}(2,1,1) \quad (8)$$

Таким образом каждое слагаемое в (8) представляет собой сигнал с **двойной меандровой модуляцией (*$DBOC_{cc}$*)** с поднесущими частотами для первого DBOC сигнала $\omega_{\Delta12}$ и ω_{M3}, для второго DBOC сигнала $\omega_{\Sigma12}$ и ω_{M3}.



$DBOC_{cc}(6,1,1,)$

$DBOC_{cc}(2,1,1)$

Рис. 1 Разложение TBOC сигнала на DBOC компоненты с косинусными составляющими

Второй вариант аппроксимации TBOC-сигнала предусматривает перемножение меандров $M_{s2}(t)$ и $M_{c3}(t)$, имеющих синусную и косинусную начальные фазы соответственно. Применив тригонометрическое тождество произведения синуса и косинуса, получаем:

$$M_{s2}(t)M_{c3}(t) = \sin\omega_{M2}t\cos\omega_{M3}t = \frac{1}{2}\left[sin\left(\omega_{M2}+\omega_{M3}\right)t + sin\left(\omega_{M2}-\omega_{M3}\right)t\right] \quad (9)$$

Введем обозначение

$$\omega_{\Delta 23} = \omega_{M2} - \omega_{M3}; \quad (10)$$

$$\omega_{\Sigma 23} = \omega_{M2} + \omega_{M3} \quad (11)$$

Следовательно выражение (9) приобретет вид:

$$S(t) \approx \frac{1}{2}AG(t)M_{s1}(t)sin\omega_{\Sigma 23}t\cos\left(\omega_0 t+\varphi\right) + \frac{1}{2}AG(t)M_{s1}(t)sin\,\omega_{\Delta 23}tcos\left(\omega_0 t+\varphi\right)$$

Учитывая, что:

$$sin\omega_{\Sigma 23}t \approx M_{s\Sigma 23}(t);$$

$$sin\,\omega_{\Delta 23}t \approx M_{s\Delta 23}(t)$$

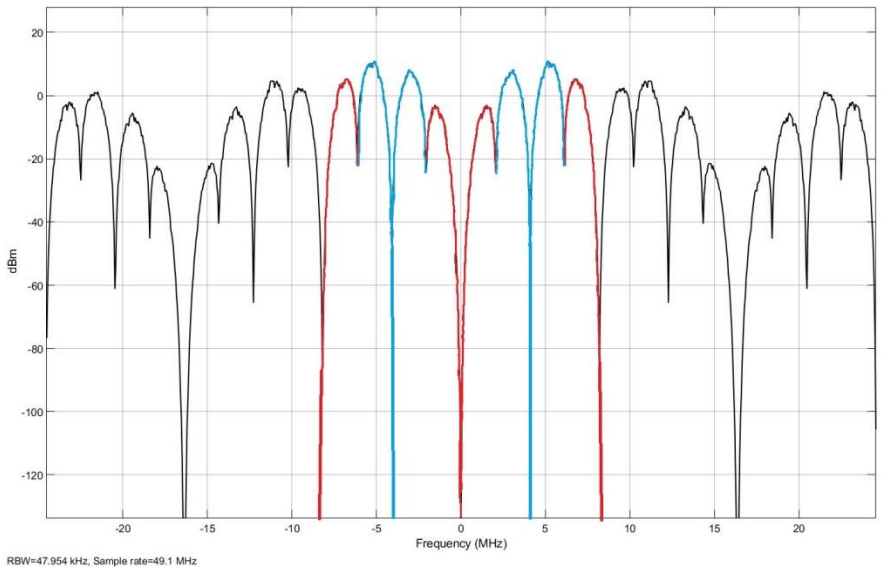
В результате преобразований получаем выражение TBOC сигнала (1) в виде:

$$S(t) \approx \frac{1}{2}AG(t)M_{s1}(t)M_{s\Sigma 23}(t)\cos\left(\omega_0 t+\varphi\right) + \frac{1}{2}AG(t)M_{s1}(t)M_{s\Delta 23}(t)cos\left(\omega_0 t+\varphi\right) \quad (12)$$

Для сигнала $TBOC_{ssc}(4,2,1,1)$ соответствует случаю

$$S(t) \approx DBOC_{ss}(4,3,1,) + DBOC_{ss}(4,1,1) \quad (13)$$

Оба слагаемых в (13) являются *DBOC*-сигналами типа $DBOC_{ss}$ с парами поднесущих $\omega_{\Sigma 23}$ и $\omega_{\Delta 23}$.



$DBOC_{ss}(4,3,1,)$

$DBOC_{ss}(4,1,1)$

Рис. 2 Разложение TBOC сигнала на DBOC компоненты с синусными составляющими

Таким образом исследуемый *TBOC*-сигнал тождественно равен сумме двух *DBOC*-сигналов с целочисленными индексами. Частоты $\omega_{\Delta 12}, \omega_{\Sigma 12}$, $\omega_{\Delta 23}$, $\omega_{\Sigma 23}$ поднесущих колебаний в компонентах *DBOC* являются **виртуальными**, так как непосредственно не присутствуют в исходном сигнале, но возникают в результате его математического преобразования.

Представленный метод разложения применим к любому из восьми типов *TBOC*-сигналов [1]. Выбор пары перемножаемых МПК определяет тип результирующих *DBOC*-сигналов (*SS*, *SC*, *CS*, *CC*).

Частоты $\omega_{\Delta 12}$, $\omega_{\Sigma 12}$, $\omega_{\Delta 23}$, $\omega_{\Sigma 23}$ представляют собой математические производные разложения, объясняющие возникновение специфических боковых лепестков в спектре и многопиковости АКФ *TBOC*-сигнала. Каждая *DBOC*-компонента отвечает за формирование определенной пары лепестков в спектре и корреляционных пиков во временной области.

Полученное разложение позволяет предложить возможность использования единого TBOC – сигнала для передачи информационных символов с разной заданной точностью (использование закрытого и открытого сегмента), а также упростить аппаратную реализацию и позволить применять известные техники обработки, разработанные для *DBOC*-сигналов.

3. Заключение

В работе впервые представлено и математически обосновано разложение навигационного сигнала с тройной меандровой модуляцией (*TBOC*) на сумму двух сигналов с двойной меандровой модуляцией (*DBOC*). Введено и использовано понятие **виртуальных поднесущих частот**, возникающих как суммы и разности исходных частот меандровых колебаний.

На примере сигнала $TBOC_{ssc}(4,2,1,1)$ доказано его тождественное равенство сумме $DBOC_{cc}(6,1,1,) + DBOC_{cc}(2,1,1)$ или сумме $DBOC_{ss}(4,3,1,) + DBOC_{ss}(4,1,1)$ Данный результат не только раскрывает теоретическое понимание сложных меандровых сигналов, но и открывает практические перспективы для оптимизации синтеза алгоритмов и структур навигационных приемников, предназначенных для работы с перспективными видами модуляции в ГНСС.

Литература

1. Неровный В.В., Журавлев А.В., Неровная Н.А., Лебедев М.А. Формирование навигационного сигнала с тройной меандровой модуляцией // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 7. С. 84–90.
2. Неровный В.В., Журавлев А.В., Лебедев М.А. Автокорреляционные функции сигналов с меандровой модуляцией на трех поднесущих частотах // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 7. С. 91–96.
3. Ярлыков М.С. Меандровые шумоподобные сигналы (BOC-сигналы) и их разновидности в спутниковых радионавигационных системах. Монография. М.: Радиотехника, 2017. 416 с.
4. Вейтцель А.В. Новый класс меандровых шумоподобных радиосигналов для радионавигационных систем // Вестник МАИ. 2009. Т. 16. № 7. С. 43–48.
5. Неровный В.В., Журавлев А.В., Кирюшкин В.В., Филоненко В.В., Неровная Н.А.. Автокорреляционные функции навигационных сигналов с меандровой модуляцией на двух поднесущих частотах. Радиотехника. 2022. №7, С.56-61

REFERENCES

1. Nerovny V.V., Zhuravlev A.V., Nerovnya N.A., Lebedev M.A. Formation of a navigation signal with triple meander modulation // Radio Engineering. 2025. Vol. 89. No. 7. Pp. 84-90.
2. Nerovny V.V., Zhuravlev A.V., Lebedev M.A. Autocorrelation functions of signals with meander modulation on three subcarrier frequencies // Radio Engineering. 2025. Vol. 89. No. 7. Pp. 91-96.
3. Nerovny V.V., Zhuravlev A.V., Uryvskaya T.Yu., Korataev P.D. Mathematical models of navigation signals with the required shape of power spectral density // Radio Engineering. 2022. No. 7. Pp. 69-75.
4. Yarlykov M.S. Characteristics of meander signals (VOS signals) in next-generation satellite radio navigation systems // Radio Engineering. 2008. No. 8. Pp. 61-75.
5. Veitzel A.V. A new class of meander-like noise-like radio signals for radio navigation systems // Bulletin of MAI. 2009. Vol. 16. No. 7. Pp. 43-48.

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЛУАТАЦИИ ГОСУДАРСТВЕННОГО ПЕРВИЧНОГО СПЕЦИАЛЬНОГО ЭТАЛОНА КООРДИНАТ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ГЭТ 218-2022 В ЧАСТИ ИЗМЕРЕНИЙ АЗИМУТА

М. А. Ханзадян, Д. С. Печерица, А. А. Фролов

Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений, р.п. Менделеево, г. Солнечногорск, Московская обл., Российская Федерация

Аннотация. Разработаны модели измерений азимута и погрешности измерений азимута, учитывающие все составные части и компоненты ГЭТ 218-2022, которые оказывают влияние на результат измерений. Исследованы источники погрешности ГЭТ 218-2022 в части измерений азимута. Модель погрешности измерений включает ряд неисключенных систематических погрешностей, обусловленных влиянием следующих факторов: погрешность звездных каталогов, астрономических координат места размещения стационарного комплекса, дискретности матрицы фотоприемного устройства регистрации звезд, измерении углов наклона блока зеркально-призменного, регистрации времени начала экспозиции кадра звездного неба в национальной шкале координированного времени Российской Федерации UTC(SU), неоднозначности определении параметров вращении Земли и погрешности калибровки угловых геометрических параметров блока зеркально-призменного и оптического хранителя азимутальных направлений. Разработанный комплекс обеспечивает определение астрономического азимута с неисключённой систематической погрешностью не более 0,5″, средним квадратическим отклонением 0,5″ и погрешностью хранения азимута в течение 1 года ±2″.

Ключевые слова: неисключённая систематическая погрешность, астрономический азимут, стационарный комплекс, метрологическое обеспечение, средства измерений азимута, государственный первичный специальный эталон, координаты местоположения.

METROLOGICAL RESEARCH AND OPERATIONAL RESULTS OF THE STATE PRIMARY SPECIAL STANDARD OF LOCATION COORDINATES GET 218-2022 IN THE FIELD OF AZIMUTH MEASUREMENTS

M. A. Khanzadyan, D. S. Pecheritsa, A. A. Frolov

Russian Research Institute of Physical, Technical and Radio Engineering Measurements, Mendeleevo settlement, Solnechnogorsk, Moscow Region, Russian Federation

Abstract. Models of azimuth measurements and errors of azimuth measurements have been developed, taking into account all the components of GET 218-2022 that affect the measurement result. The sources of error have been investigated GET 218-2022 in terms of azimuth measurements. The measurement error model includes a number of uneliminated systematic errors caused by the following factors: errors in star catalogs, astronomical coordinates of the stationary complex location, discreteness of the star registration photodetector matrix, measurement of the mirror-prism unit tilt angles, registration of the start time of the star sky frame exposure in the national coordinated time scale of the Russian Federation UTC(SU), ambiguity in determining the Earth rotation parameters, and errors in calibrating the angular geometric parameters of the mirror-prism unit and the optical keeper of

the azimuth directions. The developed complex provides the determination of the astronomical azimuth.

Keywords: systematic error, astronomical azimuth, stationary complex, metrological support, means of measuring azimuth, state primary special standard, and location coordinates.

1. Введение

Приказом Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии (Росстандарт) от 01 сентября 2022 г. №2175 утвержден Государственный первичный специальный эталон координат местоположения ГЭТ 218-2022 в состав которого включен стационарный комплекс средств метрологического обеспечения средств измерений азимута.

Стационарный комплекс средств метрологического обеспечения средств измерений азимута состоит из комплекта следующих технических средств, вспомогательных устройств и специальных инженерных сооружений:

– автоматическая система астрономического азимутального ориентирования;
– комплект оптического хранителя азимутальных направлений;
– переносчик астрономического азимута;
– автоматизированное рабочее место обработки измерительной информации;
– комплекс средств передачи и сравнения шкал времени;
– комплекта средств измерений навигационно-геодезических и астрономических параметров;
– система внутренних геодезических пунктов;
– азимутальный полигон.

В соответствии с утвержденной Государственной поверочной схемой для координатно-временных средств измерений (приказ Росстандарта от 07 июня 2024 № 1374) передача азимута может осуществляться следующим средствам измерений: гироплатформа геодезическия, гиротеодолит, гирокомпас, гироскопическая насадка, астрономический теодолит, специализированная угломерная навигационная аппаратура пользователя, буссоли, измерители курса, топопривязчики, а также азимутальные полигоны и базисы, специализированные стенды.

2. Исследование метрологических характеристик и результаты эксплуатации

Эталонный комплекс из состава ГЭТ 218-2022 состоит из следующих частей: автоматической системы астрономического азимутального ориентирования, представляющей собой оптико-электронный астровизир (далее - ОЭАВ); оптического хранителя азимутальных направлений (далее - ОХАН); комплекса средств передачи и сравнения шкал времени, а также сети наружных пунктов, образующих азимутальный полигон.

Принцип работы ОЭАВ заключается в определении азимута нормали к грани ОХАН из многократных наблюдений множества звезд, кульминирующих вблизи меридиана, на матрице фотоприёмного устройства камеры телевизионной. Идентификации положения звезд определяется по астрономическим каталогам с привязкой результата к национальной шкале координированного времени Российской Федерации UTC(SU) с помощью Государственного первичного эталона единицы времени, частоты и национальной шкалы времени ГЭТ 1-2018 [1, 2].

Оптический хранитель азимутальных направлений – четырёхгранная зеркальная призма с паспортизированными значениями углов между гранями, установленная на одной оптической оси с астровизиром и предназначенная для хранения исходных направлений и передачи азимутов этих направлений гироскопическим,

астрономическим и навигационным средствам измерений азимута [3, 4].

ОЭАВ является основным средством измерений астрономического азимута. Работает в двух режимах измерений [1]. Первый режим – это непосредственно режим измерений астрономического азимута визирной оси и азимута зеркально призменного блока (БЗП) [2]. Второй режим – режим передачи измеренного значения астрономического азимута с вертикальной грани зеркальной плоскости БЗП с помощью автоколлиматора на внутреннюю зеркальную грань ОХАН [2]. Схема измерений астрономического азимута представлена на рисунке 1.

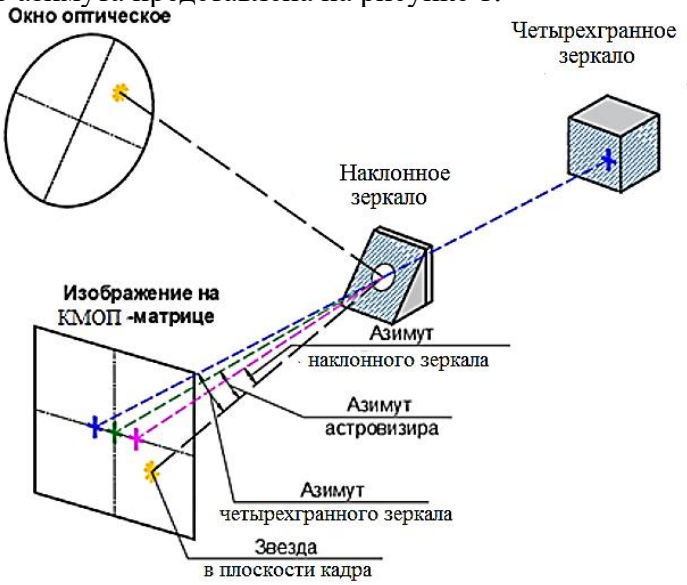


Рис. 1. Схема измерений астрономического азимута ОЭАВ

Астрономический азимут нормали к зеркальной грани ОХАН из измерений ОЭАВ определяется по формуле [5]:

$$An_{ij} = A_{\text{ОВ}_{ij}} + \Delta A_n + \Delta A_{\text{СП}}. \qquad (1)$$

Астрономический азимут визирной оси ОЭАВ $A_{\text{ВО}\,ij}$ определяется по формуле

$$A_{\text{ВО}_{ij}} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\sin\left(s - \alpha_{\text{ВО}_{ij}}\right)}{\sin\varphi_Z \cos\left(s - \alpha_{\text{ВО}_{ij}}\right) - \cos\varphi_Z \operatorname{tg}\delta_{\text{ВО}_{ij}}} \right) \qquad (2)$$

где $\alpha_{BO_{ij}}$, $\delta_{BO_{ij}}$ – экваториальные координаты звезды; φ_Z, λ_Z – астрономические координаты места ОЭАВ; $s = \theta_{GST} + 1,00274T - 0,00274\lambda_Z$ – местное звездное время, соответствующее моменту регистрации изображения звезд; θ_{GST} – Гринвичское истинное звездное время; T – местное время.

Поправка ΔA_n, обусловленная влиянием наклона БЗП относительно плоскости горизонта:

$$\Delta A_n = -\psi_{ДГ} \operatorname{tg} h_0. \qquad (3)$$

Поправка $\Delta A_{СП}$, обусловленная влиянием смещения мгновенного полюса относительно среднего:

$$\Delta A_{\text{СП}} = -(x_p \sin\lambda_Z + y_p \cos\lambda_Z)\sec\varphi_Z \qquad (4)$$

Таким образом, исходя из формул (1) – (4), разработана модель измерений:

$$h\left(A, \alpha, \delta, E, t_{UTC}, \psi_{ДГ}, x_p, y_p, \varphi_Z, \lambda_Z, \gamma, \varphi_x^{\text{БЗП}}, \varphi_y^{\text{БЗП}}, \delta^{\text{ОХАН}}\right) = 0 \qquad (5)$$

Модель погрешности измерений состоит из ряда неисключенных систематических

погрешностей (далее – НСП), обусловленных влиянием следующих компонентов: $\theta_\alpha, \theta_\delta$ – погрешность определения экваториальных координат звезд; $\theta_{\varphi_Z}, \theta_{\lambda_Z}$ – погрешность определения астрономических координат места; θ_E – погрешность дискретности матрицы; $\theta_{\psi_{ДГ}}$ – погрешность, вызванная установкой БЗП в плоскости горизонта; $\theta_{t_{UTC}}$ – погрешность, вызванная временем начала экспозиции кадра звездного времени в шкале UTC; θ_{x_p}, θ_{y_p} – погрешность определения смещения координат мгновенного полюса; $\theta_{\varphi_x^{БЗП}}, \theta_{\varphi_z^{БЗП}}$ – погрешность аттестации углов БЗП; $\theta_{\delta^{ОХАН}}$ – погрешность аттестации углов ОХАН.

Вычисленные значения составляющих НСП:

– НСП дискретности матрицы фотоприемного устройства $\theta_E = 0{,}1''$;

– НСП определения времени начала экспозиции кадра звездного неба в шкале UTC $\theta_{t_{UTC}} = 0{,}02''$;

– НСП измерения углов наклона БЗП относительно плоскости горизонта $\theta_{\psi_{ДГ}} = 0{,}15''$;

– НСП определения астрономической широты места установки ОЭАВ $\theta_{\varphi_z} = 0{,}3''$;

– НСП определения астрономической долготы места установки ОЭАВ $\theta_{\varphi_z} = 0{,}5''$;

– НСП отклонения светового луча, проходящего через окно оптическое, $\theta_\gamma = 0{,}4''$;

– НСП калибровки геометрических параметров БЗП относительно его горизонтальной продольной оси X $\theta_{\varphi_x^{БЗП}} = 0{,}11''$;

– НСП калибровки геометрических параметров БЗП относительно его вертикальной оси Z $\theta_{\varphi_z^{БЗП}} = 0{,}11''$

– НСП калибровки угловых геометрических параметров ОХАН $\theta_{\delta^{ОХАН}} = 0{,}10''$.

Вычисленные соответствующие значениям НСП коэффициенты чувствительности (КЧ):

– КЧ дискретности матрицы фотоприемного устройства $c_E = 0{,}2$;

– КЧ определения времени начала экспозиции кадра звездного неба в шкале UTC $c_{t_{UTC}} = 1{,}0$;

– КЧ измерения углов наклона БЗП относительно плоскости горизонта $c_{\psi_{ДГ}} = 0{,}7$;

– КЧ определения астрономической широты места установки ОЭАВ $c_{\varphi_z} = 0{,}5$;

– КЧ определения астрономической долготы места установки ОЭАВ $c_{\lambda_z} = 0{,}3$;

– КЧ отклонения светового луча, проходящего через окно оптическое, $\theta_\gamma = 0{,}2$;

– КЧ калибровки геометрических параметров БЗП относительно его горизонтальной продольной оси X $c_{\varphi_x^{БЗП}} = 1{,}0$;

– КЧ калибровки геометрических параметров БЗП относительно его вертикальной оси Z $c_{\varphi_z^{БЗП}} = 1{,}6$;

– КЧ калибровки угловых геометрических параметров ОХАН $c_{\delta^{ОХАН}} = 1{,}0$.

Полученные составляющие погрешности являются аддитивными. На основании этого в соответствии с ГОСТ 8.381-2009 неисключенная систематическая погрешность измерения астрономического азимута на ГЭТ218-2022 по разработанной модели

погрешности измерений имеет вид [6]:

$$\theta_K = 1,4\sqrt{c_E^2\theta_E^2 + c_{t_{ИПС}}^2\theta_{t_{ИПС}}^2 + \theta_{\psi_{ДГ}}c_{\psi_{ДГ}} + c_\gamma^2\theta_\gamma^2 + c_{\varphi_z}^2\theta_{\varphi_z}^2 + c_{\lambda_z}^2\theta_{\lambda_z}^2 + c_{\varphi x\,БЗП}^2(\theta_{\varphi x\,БЗП})^2 + c_{\varphi z\,БЗП}^2(\theta_{\varphi z\,БЗП})^2 + c_{\delta\,ОХАН}^2(\theta_{\delta\,ОХАН})^2} \quad (6)$$

Неисключенная систематическая погрешность ГЭТ 218-2022 в части измерений астрономического азимута составляет не более $\theta_K = 0,48''$.

По результатам эксплуатации эталонного комплекса среднее квадратическое отклонение (далее – СКО) результатов измерений азимута в разное время года не превышает 0,5″ (рис. 2).

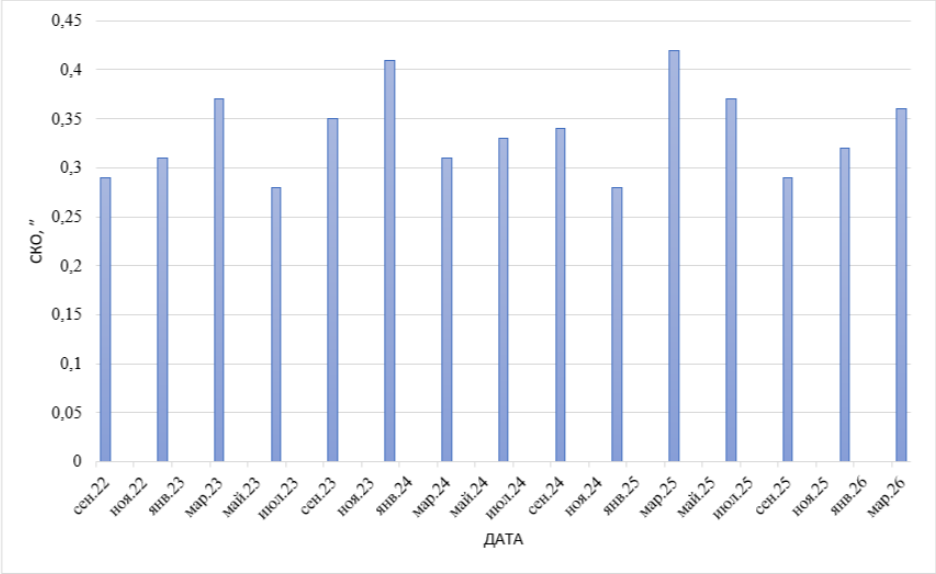


Рис. 2. Результаты среднего квадратического отклонения измерений азимута в процессе эксплуатации

Погрешность хранения азимута в течение одного года составляет не более ±2″ (рис. 3).

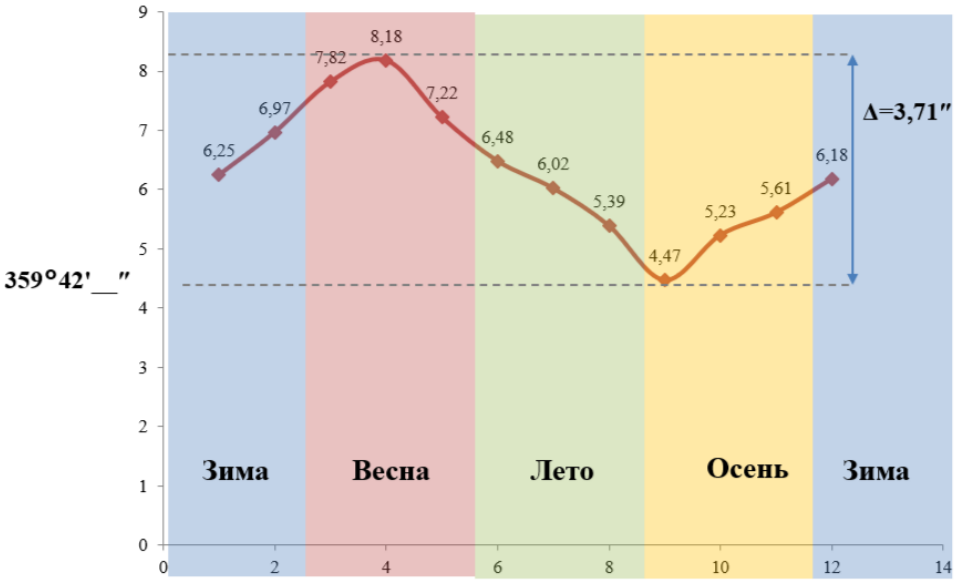


Рис. 3. Результаты оценки погрешности хранения азимута в течение одного года

3. Заключение

Определена НСП измерений астрономического азимута эталоном, она составляет 0,48″. Приведены результаты среднего квадратического отклонения измерений азимута

по результатам эксплуатации, полученные значения не превышают 0,5″. Представлен результат погрешности хранения азимута в течение одного года, полученное значение не превышает ±2″.

Литература

1. Ханзадян М.А. Стационарный комплекс средств метрологического обеспечения средств измерений азимута // Сборник материалов IVвсероссийской научно-практической конференции «Геодезия, картография, геоинформатика и кадастры. Производство и образование», 2021, - С. 136-142.
2. Ханзадян М.А., Мазуркевич А.В. Разработка методики измерений астрономического азимута с помощью электронного тахеометра// Альманах современной метрологии №4 (28) 2021, - С. 206-215.
3. Махаев, А.Ю., Беркович С.Б., Котов Н.И., Чернышев С.Е. Проблемные вопросы метрологического обеспечения испытаний и эксплуатации автоматической системы определения астрономического // Материалы девятой Всероссийской научно-технической конференции Метрологическое обеспечение обороны и безопасности в Российской Федерации. Материалы конференции. – Пос. Поведники Московской обл. 23-25 октября 2012, - С. 92-95.
4. Махаев, А.Ю. Автоматическая система определения астрономического азимута /А.Ю. Махаев, С.Б. Беркович, Н.И. Котов, С.В. Гайворонский, Р.Н. Садеков, В.В. Цодокова/ Метрология. Ежеквартальное приложение к научно-техническому журналу «Измерительная техника»- М.: Стандартинформ, 2015. № 6. - С. 11-20.
5. Воронков Н.Н. Руководство по Астрономо-геодезическим работам при топогеодезическом обеспечении войск. Часть 3 гироскопическое ориентирование/ Изд. ВТС, Москва, 1979. – 230 с.
6. Дойников А.С. Лекции по метрологии.- Менделеево: ФГУП «ВНИИФТРИ». – 2018. – Ил. 20. Таб. 30. – Библ. 48. – 292 с.

References

1. Khanzadyan M.A. Stationary complex of metrological support of azimuth measuring instruments // Collection of materials of the IV All-Russian scientific and practical conference "Geodesy, cartography, geoinformatics and cadastres. Production and Education", 2021, pp. 136-142.
2. Khanzadyan M.A., Mazurkevich A.V. Development of a methodology for measuring astronomical azimuth using an electronic total station// Almanac of Modern Metrology No. 4 (28) 2021, pp. 206-215.
3. Makhaev, A.Yu., Berkovich S.B., Kotov N.I., Chernyshev S.E. Problematic issues of metrological support for testing and operation of an automatic astronomical detection system // Proceedings of the Ninth All-Russian Scientific and Technical Conference Metrological support for defense and security in the Russian Federation. Conference materials. – Pic. Textbooks of the Moscow region, October 23-25, 2012, pp. 92-95.
4. Makhaev, A.Y. Automatic system for determining astronomical azimuth /A.Y. Makhaev, S.B. Berkovich, N.I. Kotov, S.V. Gaivoronsky, R.N. Sadekov, V.V. Tsodokova/ Metrology. Quarterly supplement to the scientific and Technical journal Measuring Technology, Moscow: Standartinform, 2015, No. 6, pp. 11-20.
5. Voronkov N.N. Guidelines for Astronomical and geodetic work in the topogeodetic support of troops. Part 3 gyroscopic orientation/ VTS Publishing House, Moscow, 1979. – 230 p.
6. Doynikov A.S. Lectures on metrology.- Mendeleevo: FSUE "VNIIFTRI". – 2018. – Ill. 20. Tab. 30. – Bibl. 48. – 292 p.

МОДЕЛЬ РАСЧЕТА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ОШИБКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРОЙ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ, ПРИ ЕЕ РАБОТЕ С СИГНАЛАМИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ДОПОЛНЕНИЯ

М.В. Авдеев, И.С. Гончарук

ВУНЦ ВВС «ВВА им.проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г.Воронеж, Россия

Аннотация. Предложена математическая модель определения среднеквадратической ошибки местоположения аппаратуры потребителей спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС, использующей подсистему функционального дополнения на основе геостационарных космических аппаратов. Приведены результаты моделирования.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, функциональные дополнения,навигационная аппаратура потребителей, помехозащищенность

MODEL FOR CALCULATING THE AVERAGE SQUARE ERROR OF COORDINATE DETERMINATION BY NAVIGATION EQUIPMENT OF SATELLITE NAVIGATION SYSTEMS WHEN IT WORKS WITH FUNCTIONAL ADDITION SIGNALS

M.V. Avdeev, I.S. Goncharuk

VUNC VVS "VVA named after Prof. N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin",
Voronegh, Russia

Abstract. A mathematical model is proposed for determining the root-mean-square error of the location of the consumer equipment of the GLONASS satellite radio navigation system using a functional complement subsystem based on geostationary spacecraft. The simulation results are presented.

Keywords: satellite radio navigation systems, functional additions, consumer navigation equipment, noise immunity

1. Введение

Для повышения надежности и точности определения координат наземных объектов в настоящее время широко применяется аппаратура потребителей спутниковых радионавигационных систем (АП СРНС), использующая подсистемы функционального дополнения (ФД), что позволяет снизить ошибки определения местоположения от единиц до долей метров [1]. Подсистемы ФД развёртываются на основе сетей передатчиков, излучающих сигналы на рабочих частотах СРНС, по структуре и формату аналогичные сигналам навигационных спутников (НС) [1,2].

2. Основные положения

Анализ основных тенденций развития СРНС показывает, что подсистемы ФД для обеспечения максимальной зоны покрытия могут развёртываться на основе геостационарных космических аппаратов (ГКА). В настоящее время развернута система дифференциальной коррекции и мониторинга (СДКМ), которая является комплексом высокоточного широкозонного функционального дополнения системы ГЛОНАСС. Одними из функций системы СДКМ является доставка через собственные

геостационарные ретрансляторы корректирующей информации (КИ), информации о целостности (ИЦ) навигационных сигналов ГНСС и цифровой карты ионосферных задержек широкому кругу гражданских и специальных пользователей, находящихся в зоне обслуживания СДКМ - на территории Российской Федерации. Применение приемником пользователя полученной от СДКМ информации позволяет кардинально улучшить точность, целостность, непрерывность и доступность навигационного обслуживания по сигналам навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС (Россия)

Вопросы оценки точностных характеристик АП СРНС ГЛОНАСС, использующей подсистему ФД на основе ГКА, в настоящее время рассматривались недостаточно полно, что определяет актуальность соответствующего исследования.

Цель работы – разработка математической модели определения СКО местоположения аппаратуры потребителей спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС, работающей с сигналами подсистемы функционального дополнения, а также получение на её основе количественных оценок точностных характеристик АП СРНС.

Основные положения

При моделировании были решены следующие задачи:

- разработана модель невозмущенного движения навигационного спутника и геостационарных космических аппаратов;

- выбран показатель эффективности функционирования АП СРНС;

- предложен алгоритм вторичной обработки навигационной информации, используемой в АП СРНС.

В качестве модели движения навигационных спутников орбитальной группировки СРНС выбран алгоритм расчёта геоцентрических координат НС по данным альманаха, в основу которого положено невозмущённое движение спутников (кеплерово движение), подробно изложенный в [4]. При моделировании движения группировки ГКА использованы математические соотношения, приведенные в [5].

Основным показателем эффективности функционирования наземной АП СРНС, как радиотехнического измерителя координат, является текущее значение СКО местоположения носителя аппаратуры потребителей в плоскости [1,2,4]. Однако текущее значение СКО местоположения в плоскости АП СРНС является функцией от величины и формы созвездия видимых спутников, которые зависят от времени наблюдения и параметров орбит НС [4]. Поэтому в качестве показателя эффективности функционирования наземной АП СРНС ГЛОНАСС выбрано значение СКО местоположения носителя аппаратуры потребителей в плоскости, усредненное за время наблюдения, которое в общем виде может быть представлено в виде функционала:

$$\bar{\sigma} = f\left(\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \mathbf{X}_3, \mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2, \mathbf{Y}_3, \mathbf{Y}_4, \mathbf{T}\right) \qquad (1)$$

$$\mathbf{X}_1 \in \Omega_{\mathbf{X}1}, \mathbf{X}_2 \in \Omega_{\mathbf{X}2}, \mathbf{X}_3 \in \Omega_{\mathbf{X}3}, \mathbf{Y}_1 \in \Omega_{\mathbf{Y}1}, \mathbf{Y}_2 \in \Omega_{\mathbf{Y}2}, \mathbf{Y}_3 \in \Omega_{\mathbf{Y}3}, \mathbf{Y}_4 \in \Omega_{\mathbf{Y}4}, \mathbf{T} \in \Omega_{\mathbf{T}},$$

где σ - значение СКО в плоскости усредненное за время наблюдения; $\mathbf{X_i}$ (i=1,2,3) - векторы пространственных характеристик АП СРНС, НС и ГКА; $\mathbf{Y_j}$ (j=1,2,3,4) - векторы энергетических характеристик АП СРНС, передатчиков НС, ГКА и помехи; **T**- вектор временных характеристик АП СРНС; Ω_{Xi} (i=1,2,3) - множества допустимых значений пространственных характеристик АП СРНС, НС и ГКА; Ω_{Yj} (j=1,2,3,4) - множества допустимых значений энергетических характеристик АП СРНС, передатчиков НС и ГКА, а также помехи; Ω_T - множество допустимых значений временных характеристик АП СРНС.

При моделировании определения координат АП выбран алгоритм статистической обработки, реализующий метод наименьших квадратов [1,2]. Достоинством предлагаемого алгоритма является инвариантность к вероятностным свойствам оцениваемых параметров [6], возможность одновременного определения вектора оцениваемых геоцентрических координат

потребителя и СКО местоположения. Таким образом, вектор $\boldsymbol{q_{k,n}}$ оцениваемых навигационных параметров (координат АП СРНС) с использованием метода наименьших квадратов определяется как [1,2]:

$$\mathbf{q}_{k,n} = \mathbf{q}_{k,n-1} + \left(\mathbf{H}^{\mathrm{T}}_{k,n-1}\mathbf{P}\mathbf{H}_{k,n-1}\right)^{-1}\mathbf{H}^{\mathrm{T}}_{k,n-1}\mathbf{P}\left(\mathbf{R}_k - \mathbf{R}_{k,n-1}\right), \qquad (2)$$

где $\boldsymbol{q_{k,n-1}}$ - априорная оценка вектора координат АП; $\boldsymbol{H_{k,n-1}}$ - матрица частных производных от измеряемых навигационных параметров (матрица наблюдения); $\mathbf{R}_k$- вектор измеренных расстояний (псевдодальностей) «АП – НС (ГКА)»; $\boldsymbol{R_{k,n-1}}$- вектор расчётных значений расстояний «АП – НС (ГКА)»; **P**- ковариационная матрица шумов измерений **R**; k- момент времени проведения измерений расстояний «АП – НС (ГКА)»; n- номер итерационного цикла.

В отличие от известного соотношения, приведенного в [1,2,4], совместная обработка навигационных измерений по сигналам НС и ГКА при моделировании навигационного алгоритма учитывалась путём увеличения размерности вектора измеренных расстояний «АП – НС (ГКА)». Тогда математическое соотношение для вектора измеренных расстояний «АП – НС (ГКА)» будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{R} = \left|\mathbf{R}_{\Gamma Л}, \mathbf{R}_{\Gamma КА}\right|^{\mathrm{T}}, \qquad (3)$$

где $\mathbf{R}_{ГЛ}$ - субвектор измеренных расстояний «АП – НС ГЛОНАСС»; $\mathbf{R}_{ГКА}$ - субвектор измеренных расстояний «АП – ГКА».

Ковариационная матрица **P** характеризует точность измерения расстояний «АП – НС (ГКА)». В общем случае ковариационная матрица **P** определяется как [1,2,4]:

$$\mathbf{P} = \begin{vmatrix} \mathbf{P}_{\Gamma Л} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}_{\Gamma КА} \end{vmatrix}, \qquad (4)$$

где $\mathbf{P}_{ГЛ}$, $\mathbf{P}_{ГКА}$ – ковариационные матрицы характеризующие точности измерения расстояний «АП – НС (ГКА)»; **0** – нулевые матрицы, соответствующей размерности.

Диагональными элементами ковариационных матриц $\mathbf{P}_{ГЛ}$, $\mathbf{P}_{ГКА}$ являются дисперсии измерения расстояний σ^2_R.

Дисперсию измерения расстояний можно определить как [1,2]:

$$\sigma_R^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \sigma_4^2 + \sigma_5^2 + \sigma_6^2, \qquad (5)$$

где σ_1, σ_2, σ_3, σ_4, σ_5, σ_6, - составляющие σ_R за счёт погрешностей эфемеридной информации, синхронизации, шумов приёмника, многолучевости, особенностей распространения радиоволн в тропосфере и ионосфере. Предполагается, что величина σ_R одинакова для всех НС (ГКА) и распределена по нормальному закону [1,2]. Текущее значение СКО местоположения в плоскости наземной АП СРНС в момент выдачи навигационной информации можно определить как:

$$\sigma = K_{hg} \cdot \sigma_R, \qquad (6)$$

где: K_{hg} - горизонтальный геометрический фактор, показывающий увеличение СКО определения координат в плоскости за счёт взаимного расположения НС (ГКА) и АП СРНС. Горизонтальный геометрический фактор K_{hg} определяется по следующей формуле:

$$K_{hg} = \sqrt{A_{11} + A_{22}}, \qquad (7)$$

где A_{11},A_{22}, - диагональные элементы корреляционной матрицы **A** - погрешностей оценки вектора измеряемых навигационных параметров.

Матрица **A** определяется как:

$$\mathbf{A} = \left(\mathbf{H}_{k,n-1}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\mathbf{H}_{k,n-1}\right)^{-1}, \quad (8)$$

Количество ненулевых строк матрицы $\mathbf{H}_{k,n-1}$ соответствует количеству видимых НС и ГКА. Матрица частных производных $\mathbf{H}_{k,n-1}$ определяется как:

$$\mathbf{H}_{k,n-1} = \begin{vmatrix} H_{11} & H_{22} & H_{33} \\ - & - & - \\ H_{J1} & H_{J2} & H_{J3} \end{vmatrix}, \quad (9)$$

Элементы матрицы частных производных $\mathbf{H}_{k,n-1}$ рассчитываются согласно формулам:

$$H_{J1} = (X_J - X)/R_J, \quad (10)$$

$$H_{J2} = (Y_J - Y)/R_J, \quad (11)$$

$$H_{J3} = (Z_J - Z)/R_J, \quad (12)$$

$$R_J = \sqrt{(X_J - X)^2 + (Y_J - Y)^2 + (Z_J - Z)^2}, \quad (13)$$

где X_j, Y_j, Z_j - геоцентрические координаты ***J*** - го видимого НС (ГКА); $\boldsymbol{R_J}$- измеренное расстояние от АП до ***J*** - го видимого НС (ГКА).

В качестве исходных данных при проведении расчётов использовалась информация о характеристиках АП СРНС, орбитальных группировок НС ГЛОНАСС и ГКА, приведенная в [1,2,4]. Значение ошибки σ_R предполагалось одинаковым для измеренных расстояний «АП – НС (ГКА)» и равным 5 м. [7]

Модель реализована в виде отдельного программного модуля, разработанного в среде визуально-ориентированного программирования *Simulink 7*.

С использованием разработанной математической модели при заданных исходных данных получены результаты, приведенные на рисунках 1 и 2.

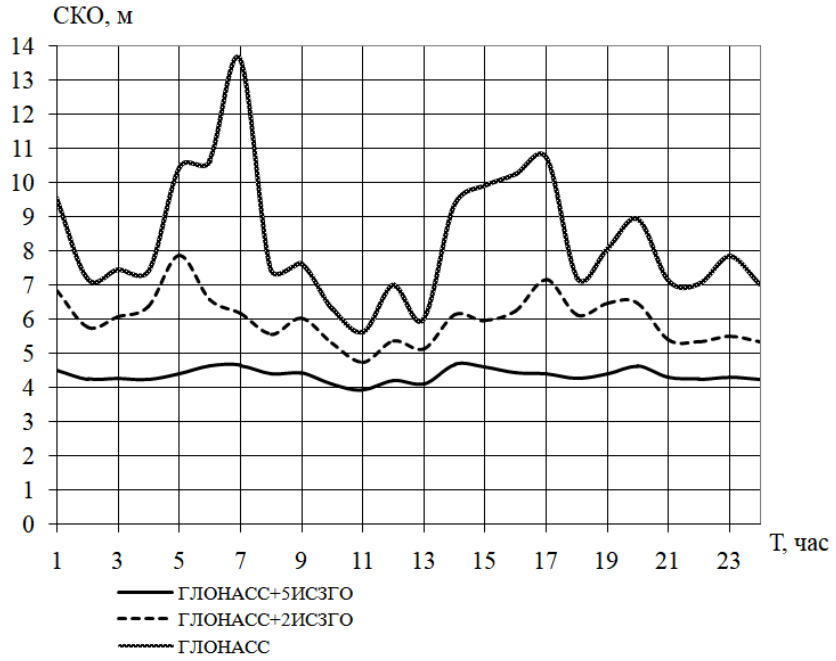


Рис. 1. Зависимость среднеквадратической ошибки определения местоположения σ от времени наблюдения.

На рисунке 1 приведены графические зависимости среднеквадратической ошибки определения местоположения σ от времени наблюдения, для различного количества ГКА, находящихся в зоне видимости АП

На рисунке 2 представлены графические зависимости среднеквадратической ошибки определения местоположения σ от количества ГКА, находящихся в зоне видимости АП, рассчитанной для режима проведения навигационных измерения только по сигналам ГКА

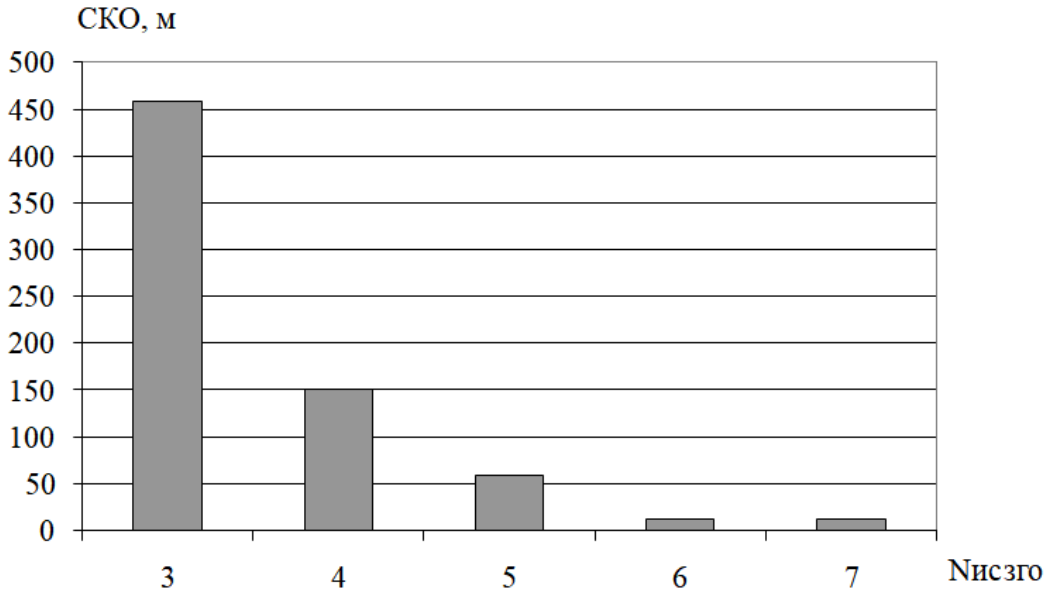


Рис. 2. Зависимость среднеквадратической ошибки определения местоположения σ от количества ГКА.

3. Заключение

Анализ графических зависимостей, приведенных на рисунках 1 и 2, показывает:

1 Использование подсистемы ФД на основе ГКА совместно с орбитальной группировкой НС СРНС ГЛОНАСС позволяет повысить точность определения местоположения, что уменьшает СКО определения координат с 12, 7 м до 4,3 м.

2 Использование в АП СРНС режима навигационных измерений только по сигналам ГКА требуемая СКО (не более 140 м) [7] обеспечивается при наличии в зоне видимости не менее 5 ГКА (СКО равно 44 м).

3. Полученные с помощью математической модели результаты согласуются с ожидаемыми результатами и аналогичными исследованиями.

Литература

1. Соловьёв Ю.А. Спутниковая навигация и её приложения. – М.:Эко-Трендз, 2003. 348с.
2. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration.Mohinder S. Grewal, Lawernce R. Weill, Angus P. John Wiley & Sons, Inc Andrews: 2001. 212с.
3. Ю.Урличич, Г.Ступак, В.Дворкин Преимущество совместного использования навигационных систем ГЛОНАСС, GPS и GALILEO // Аэрокосмический курьер. 2007г. №1. С. 28-36
4. Перов А.И., Харисов В.Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования М.:Радиотехника. 2005. - 534с.
5. Основы радиоуправления / Под ред. В.А. Вейцеля, – М.:Радио и связь, 1995. 212с.
6. Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы – М.:Радио и связь, 1986. 309с.

7. ГОСТ Р-52865-2007 Глобальная навигационная спутниковая система. Параметры радионавигационного поля. Технические требования и методы испытаний. Москва. Стандартинформ 2008. 84с.

REFERENCES

1. Solovev U.A. Satellite navigation and its applications. M.:Eko-Trendz. 2003. – 386p.
2. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration.Mohinder S. Grewal, Lawernce R. Weill, Angus P. John Wiley & Sons, Inc Andrews: 2001. 212c.
3. U.Urlichich, G. Stupak, V. Dvorkin The advantage of sharing GLONASS, GPS and GALILEO navigation systems // Aerocosmicheskiy kurer. 2007г. №1. P. 28-36
4. Perov A.I., Harisov V.N. GLONASS. Principles of construction and functioning M.:Radiotehnika 2005. – 534p.
5. V.A. Veycel Basics of radio control, – M. Radio., 1995. 212p.
6. Kondratev V.S., Kotov A.F., Markov L.N. Multi-position radio engineering systems – M. Radio., 1986. 309p.
7. GOST R-52865-2007 Global navigation satellite system. Parameters of the radio navigation field. Technical requirements and test methods. M. Standartinform 2008. 84p.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ДОПОЛНЕНИЯ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА СОВРЕМЕННОМ ЭТАПЕ

М.В. Авдеев, И.С. Гончарук

ВУНЦ ВВС «ВВА им.проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г.Воронеж, Россия

Аннотация. Проведен анализ тенденций развития подсистем функционального дополнения спутниковых высокоточных систем навигационно-временного обеспечения как базовых элементов глобальной информационно-управляющей инфраструктуры. Выявлены направления совершенствования технических характеристик подсистем функционального дополнения для различного базирования.

Ключевые слова: аппаратура потребителей, спутниковые радионавигационные системы, шумоподобные сигналы, подсистема функционального дополнения.

FUNCTIONAL ADDITIONS TO SATELLITE RADIONAVIGATION SYSTEMS AT THE PRESENT STAGE

M.V. Avdeev, I.S. Goncharuk

VUNTS Air Force "VVA named after prof. NOT. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin", Voronezh, Russia

Abstract. The analysis of trends in sub-satellite based augmentation systems, precision navigation and time ensure the basic elements of a global information management infrastructure. Identified ways of improving the technical characteristics of subsystems augmentation for different bases.

Keywords: consumer equipment, satellite radio navigation systems, noise-like signals, functional complement subsystem.

1. Введение

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) плотно вошли во все сферы деятельности человека. Везде, где необходимо высокоточное навигационно-временное обеспечение (НВО), их использование становится самым обычным решением. Концепция построения СРНС предполагает их использование на нескольких уровнях доступа: бытовом, коммерческом и федеральном (военном), что и стало одной из причин их широкого распространения.

2. Основные положения

За последние десятилетия уже полностью сформировались принципы построения спутниковых радионавигационных систем, являющихся средствами высокоточного навигационно-временного обеспечения процессов управления силами и средствами. Как правило, состав системы представлен тремя основными компонентами: наземная подсистема контроля и управления, космический сегмент и уже хорошо знакомая всем навигационная аппаратура потребителей (НАП) СРНС [1,2].

Помимо трех основных компонентов СРНС следует рассматривать всевозможные функциональные дополнения систем, которые строятся по различным принципам и могут быть региональными и локальными по охвату территории. Наземными, воздушными или космическими, по месту расположения. Работать, как самостоятельно, так и в тесной связи с СРНС. Основное их назначение – это увеличение точности, помехозащищенности и сохранения целостности НВО в определенных районах.

Обобщенная структура спутниковых радионавигационных систем представлена на рисунке 1.

Основные достоинства СРНС состоят в следующем[2]:

- глобальность рабочей зоны, в которой реализуются навигационно-временные определения (НВО);
- высокая точность определения трехмерных координат, составляющих вектора скорости потребителя и системного времени;
- независимость точности НВО от времени суток, сезонов года и гидрометеоусловий;
- неограниченность числа обслуживаемых потребителей;
- непрерывность обслуживания потребителей;
- высокая помехозащищенность.



Рис. 1. Обобщенная структура спутниковых радионавигационных систем.

Одним из направлений развития и совершенствования спутниковых радионавигационных систем является использование подсистем функционального дополнения (ПФД). По размерам зоны обслуживания подсистемы ФД бывают:

- региональными и широкозонными(дальность действия 200...2000 км).
- локальными (дальность действия 10...100 км);

Региональные ПДФ предназначены для навигационного обеспечения отдельных регионов континента, моря, океана. Основной принцип функционирование данных подсистем заключается в реализации дифференциального режима навигации с последующей передачей дифференциальных поправок по каналам связи потребителям. Региональные ПФД могут иметь в своём составе одну или несколько контрольно-корректирующих станций (ККС), а также средства передачи дифференциальных поправок и сигналов целостности. В настоящее время развёрнуты ПФД Starfix, Skyfix и Eurofix, а также QZSS (Япония) и IRNSS (Индия).

Японская региональная ПФД QZSS предназначена для расширения возможностей СРНС GPS над территорией Японских островов и некоторых соседних территориях. Кроме того система QZSS имеет собственные ограниченные навигационные возможности. Ее использование QZSS позволяет достичь более высокой точности и

надежности навигационного сигнала за счёт улучшения видимости, доступности, геометрического расположения спутников, а также благодаря использованию корректирующей информации. Система состоит из наземного и космического сегментов.

Космический сегмент включает 3 спутника, орбиты которых выбраны таким образом, чтобы их подспутниковые точки описывали на земной поверхности одну и ту же траекторию с одинаковыми временными интервалами. При этом, по крайней мере один спутник будет виден под углом места более 70 градусов в любое время на территории Японии и Кореи (рисунок 2).

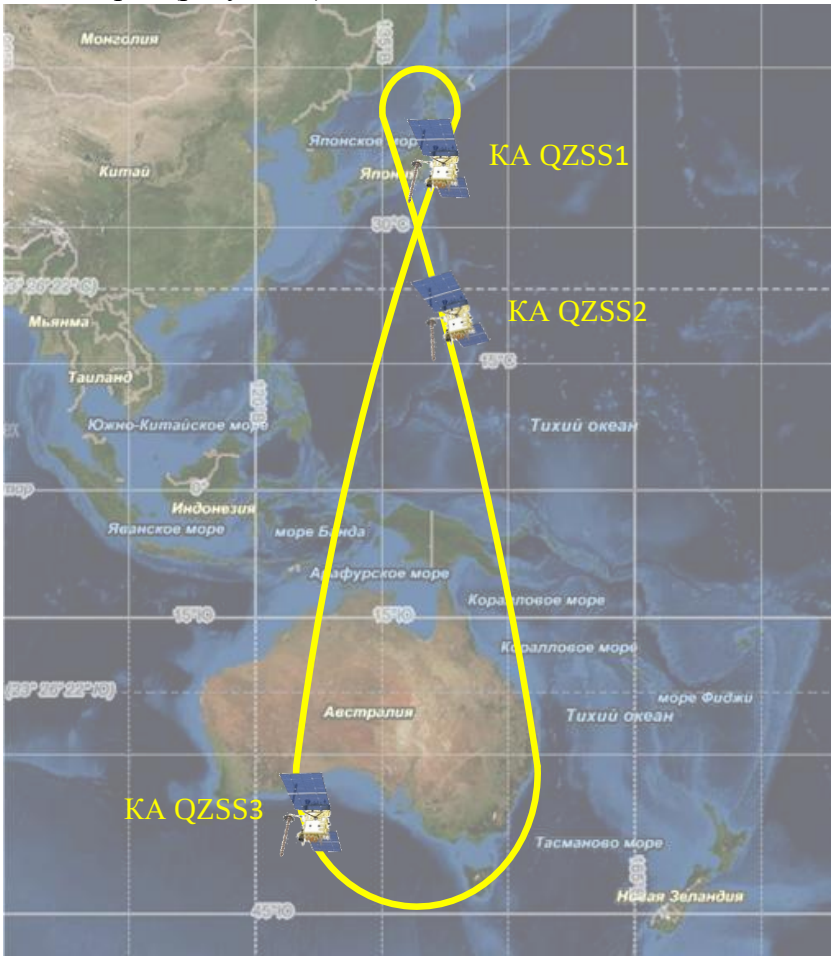


Рис. 2. Трасса движения КА QZSS.

Сигналы, которые излучаются спутниками QZSS, полностью совместимы с сигналами GPS (L1 – 1575.42 МГц; L2 – 1227.60 МГц; L5 – 1176.45 МГц).

Наземный сегмент состоит из трех типов сетей контрольных станций. Первая часть наземного сегмента – это станции, обеспечивающие сбор данных об эфемеридах, времени QZSS и ошибках часов. Эти данные передаются на НС QZSS и включаются в навигационные сообщения. Вторую сеть наземных станций используют для получения точных данных эфемерид. Для этого развернут региональный компонент, включающий 8 станций, для мониторинга НС QZSS и глобальный компонент из 25 станций для мониторинга спутниковой группировки GPS. Третья сеть нужна для сбора данных о состоянии ионосферы. Она включает 20 базовых станций на территории Японии и 10 станций в других азиатских странах [3].

Индийская региональная ПФД IRNSS предназначена для навигационного обеспечения территории Индии и Индийского океана.

Зона покрытия системы IRNSS приведена на рисунке 3. Система состоит из наземного и космического сегментов [2,3].

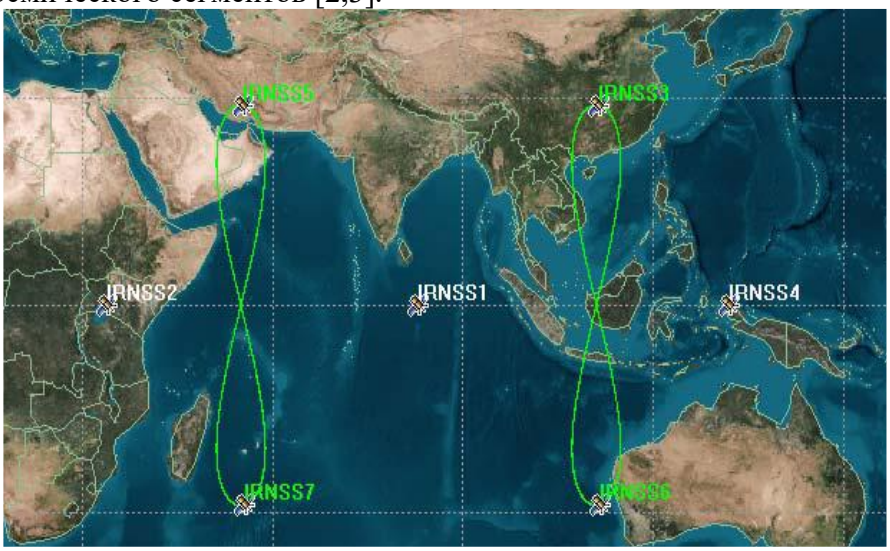


Рис. 3. Зона покрытия ПФД IRNSS.

Космический сегмент IRNSS состоит из семи спутников. Три спутника расположены на геостационарной орбите (координаты соответственно 34^0 в.д., 83^0 в.д., 132^0 в.д.), а четыре других - на геосинхронной орбите. Причем четыре спутника из семи в IRNSS будут размещены на орбите с наклонением в 29^o по отношению к экваториальной плоскости. Все семь спутников имеют непрерывную радиовидимость с Индийскими управляющими станциями.

Спутники IRNSS используют платформу с массой 1330 кг и мощностью солнечных батарей 1400 Вт. Полезная нагрузка включает два твердотельных усилителя с выходной мощностью 40 Вт каждый.

Земной сегмент IRNSS имеет станцию мониторинга, станцию, резервирования, станцию контроля и управления бортовыми системами. Государственная компания ISRO является ответственной за развертывание IRNSS, которая находится целиком под контролем Индийского правительства. Аппаратура потребителей, которая принимает сигналы IRNSS, разрабатывается и выпускается индийскими компаниями. С борта НС излучается навигационный сигнал на частоте 1191,795 МГц. Мощность принимаемого сигнала на линейно поляризованную антенну с усилением 3 дБ, находящуюся вблизи поверхности Земли составляет не менее минус 157 дБВт при углах места более 5^0. В аппаратуре потребителей предусматриваются два основных режима работы:

- мультисистемный (проведение навигационных измерений по сигналам нескольких СРНС);
- ограниченный (проведение навигационных измерений только с использованием сигналов IRNSS).

Точность определения координат (среднеквадратическое отклонение) с использованием только сигналов IRNSS не более 20 метров.

Широкозонные ПДФ

В настоящее время существуют три широкозонные ПФД: WAAS, EGNOS, MSAS.

Система WAAS предназначена для обеспечения требуемых характеристик целостности, доступности и точности над территорией США и Северной Атлантики. Система WAAS состоит из наземного и космического сегментов.

Космический сегмент включает ГКА типа «Инмарсат», предназначенные:

- для передачи навигационного сигнала GPS на частоте L1 (1575,42 МГц), и сигнала контроля целостности;

- для ретрансляции сформированных на Земле сообщений о целостности ГКА и навигационных спутников (НС) GPS, вектора поправок к эфемеридным данным, шкалам времени и параметрам ионосферной модели.

Наземный сегмент включает:

- сеть ККС мониторинга, предназначенных для контроля и наблюдения за состоянием навигационного поля;
- главные станции, предназначенные для обработки данных мониторинга ККС;
- наземные станции передачи данных космическому сегменту.

Система WAAS выполняет следующие функции:

1. Сбор данных о состоянии навигационного поля.
2. Определение ионосферных коррекций.
3. Определение и уточнение параметров орбит НС.
4. Определение коррекций орбит и временных поправок для НС.
5. Контроль целостности НС.
6. Контроль выходных данных для функций 1-5 перед их использованием потребителями.
7. Обеспечение потребителей корректирующей информацией и дополнительными измерениями псевдодальностей для повышения надёжности и точности навигационных измерений.
8. Контроль собственного нормального функционирования.

В результате решения задач 1 - 6 формируется корректирующая информация, содержащая:

- данные ионосферной коррекции;
- дифференциальные поправки;
- скорректированные параметры орбит НС И ГКА;
- альманах ГКА;
- поправки к бортовым «часам» НС и ГКА;
- сигналы отказов НС и ГКА;
- прогнозируемые значения СКО определения псевдодальностей.

Корректирующая информация формируется в блоки данных, которые затем передаются в составе навигационного сигнала ГКА.

Навигационное сообщение формируется на ГКА со скоростью 500 символов в секунду и складывается по модулю 2 с расширяющей спектр псевдослучайной последовательностью (ПСП), которая затем модулирует несущую. Необходимо отметить, что структура расширяющей спектр ПСП аналогична структуре навигационного сигнала С/А кода GPS. Передаваемый сигнал имеет круговую поляризацию. Мощность принимаемого сигнала ГКА на линейно поляризованную антенну с усилением 3 дБ, находящуюся вблизи поверхности Земли составляет не менее минус 161 дБ/Вт при углах места более 5^0. Максимальная мощность сигнала составляет минус 155дБ/Вт. Основная скорость передачи данных составляет 250 бит/с. При этом используются свёрточные коды с исправлением ошибок. Все сообщения имеют блочную структуру. Объём одного блока составляет 250 бит. В нём имеется поле данных объёмом 212 бит, идентификатор сообщения на 6 бит, преамбула на 8 бит. Замыкает блок 24 бита провеверочной информации.

Точность определения координат (среднеквадратическое отклонение) с использованием WAAS не превышает 5 метров.

Система EGNOS предназначена для обеспечения требуемых характеристик целостности, доступности и точности над территорией большей части европейских стран, Турции, Северным морем и восточной частью Атлантики. Система EGNOS состоит из наземного и космического сегментов.

Космический сегмент включает:

- два ГКА типа «Инмарсат» и один ГКА ARTEMIS (координаты соответственно $64{,}5^0$ в.д., $15{,}5^0$ в.д., $21{,}4^0$ в.д.);

Наземный сегмент включает:

- сеть станций измерения дальности и мониторинга целостности;
- главные центры управления, предназначенные для формирования дифференциальных поправок, информации целостности, эфемерид ГКА, значений ионосферных задержек;
- наземные станции передачи данных космическому сегменту.

Система EGNOS выполняет следующие функции:

1. Увеличение числа видимых НС за счёт использования ГКА, передающих сигналы имеющие структуру аналогичную навигационным сигналам системы GPS.
2. Передача информации о целостности СРНС ГЛОНАСС и GPS.
3. Передача потребителям корректирующих поправок, что позволяет увеличить точность до уровня, обеспечивающего точный заход на посадку по I категории.

Информация, передаваемая на борт ГКА, включает: дальномерный С/А код, навигационное сообщение, сообщение о целостности сигналов НС ГЛОНАСС, GPS и ГКА, корректирующие поправки (три составляющие эфемеридной поправки, сдвиг шкалы времени НС И ГКА относительно системной шкалы и уточнённые параметры ионосферной модели). Данная информация передаётся в диапазоне частот 6,4 ГГц («линия вверх»). С борта ГКА потребителям навигационная информация передаётся на частоте 1575,42 МГц («линия вниз»). Точность определения координат ПФД EGNOS составляет не более 5…6 метров.

Назначение, состав и точностные характеристики ПФД MSA Sаналогичные рассмотренным выше WAAS, EGNOS. В отличие от WAAS, EGNOS зона действия MSAS будет охватывать территорию Тихого океана, острова Японии и азиатскую территорию России [1].

Локальные ПФД предназначены для обеспечения высокоточной навигации в условиях затруднения приема сигналов СРНС GPS, ГЛОНАСС, ГАЛИЛЕО и КОМПАСС в условиях непреднамеренных помех, внутри помещений, в условиях Крайнего Севера и т.п. Локальные ПФД развёртываются на основе сетей «псевдоспутников» (ПС). Сеть ПС, излучает сигнал, параметры которого аналогичны параметрам навигационного сигнала СРНС. Сигнал, излучаемый ПС, может быть принят аппаратурой потребителей, с минимальными доработками программного обеспечения.

Структурная схема сети ПС приведена на рисунке 4.

ПФД на основе наземной сети ПС позволяет:

Увеличить точность позиционирования до 5-10 см за счет отсутствия у наземных станций эфемеридных и ионосферных погрешностей, а также за счет геометрически оптимального размещения псевдоспутников.

Обеспечить навигацию внутри помещений.

Обеспечить возможность работы с военным кодом ВТ.

Передача сигнала на частоте L2 GPS.

Передача сигналов на любой другой частоте с использованием внешнего конвертора частот. При подключении к системе внешнего конвертора частот (для чего у системы имеется выход опорного генератора частоты 10 МГц) имеется возможность излучения на любой другой частоте.

Анализ структурной схемы ПФД показывает, что она включает в себя: «псевдоспутники» и контрольно-корректирующую станцию (ККС), связанных между собой через радиомодемы.

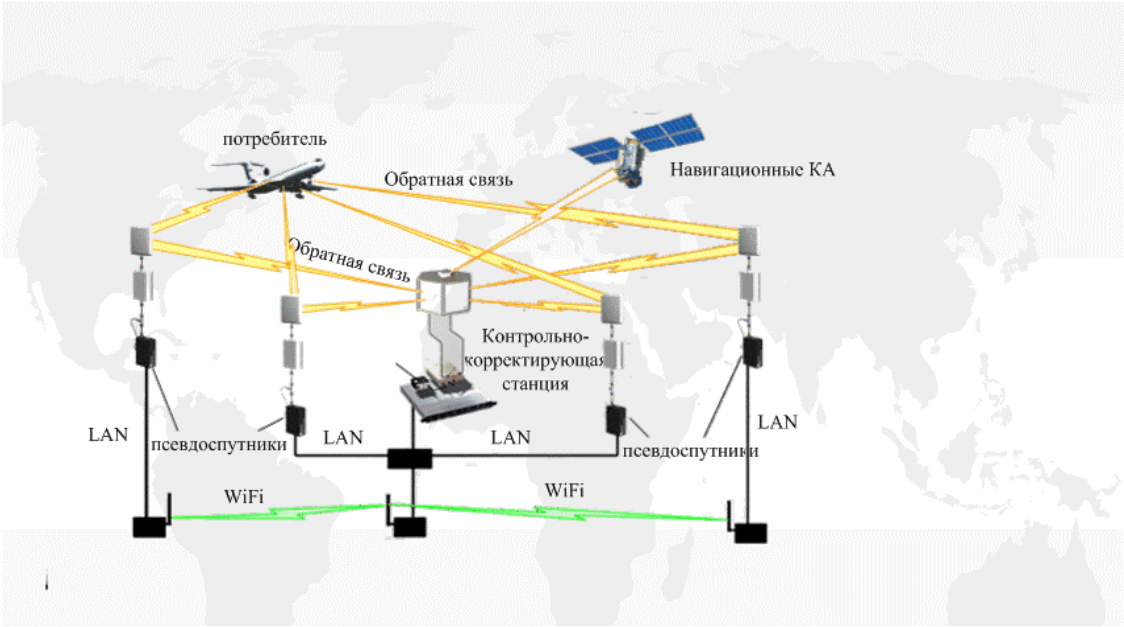


Рис. 4. Структурная схема сети ПС.

Анализ структурной схемы ККС показывает, что возможно два варианта построения:

1. С использованием внешнего источника синхронизации по сигналам СРНС;
2. С использованием встроенного рубидиевого генератора частоты.

Функционирование ПФД при использовании встроенного рубидиевого генератора частоты будет иметь следующую особенность: ККС должны размещаться на местности в точках с известными координатами. Затем, после размещения на местности ПС и их включения, ККС посылает на ПС сигналы запроса. На сигналы запроса ПС излучает сигналы ответа. ККС осуществляет приём сигналов ответа и с помощью управляющей ЭВМ вычисляет координаты ПС, которые затем передаются на ПС. «Псевдоспутники» принимают вычисленные в ККС собственные координаты, которые затем закладываются в навигационное сообщение, излучаемое потребителям. Аналогично ККС уточняет и свои координаты.

Функционирование ПФД при использовании внешнего источника синхронизации по сигналам СРНС будет иметь некоторые отличия: ККС может размещаться на местности в точках с неизвестными координатами. Вычисление координат ККС будет осуществляться с использованием встроенного навигационного приёмника. Вычисление координат ПС осуществляется способом рассмотренным ранее.

Основными преимуществами рассматриваемой ПФД являются:

1. Обратная связь

Обратная связь между псевдоспутником и контрольно-корректирующей станцией обеспечивает подстройку псевдоспутников и обеспечивает их мониторинг.

2. Предельно дешевые ПС

Низкая стоимость обеспечивает возможность установки большого числа псевдоспутниковна большой площади.

3. Независимость от синхронизации с СРНС при использовании собственного высокоточного рубидиевого генератора, что обеспечивает возможность автономной работы системы.

4. Высокая мощность передатчикаот 1 Вт до 10 Вт: сложность подавления противником.

5. Высокая точность определения координат (до 20 – 25 см).

3. Заключение

В качестве основных мер повышения помехоустойчивости ПФД могут использоваться:

Увеличение длины модулирующей псевдослучайной последовательности.

Динамическое изменение кода.

Скачки по частоте.

Динамическое изменение мощности передатчика в зависимости от внешних условий.

Управление лучом передатчика с помощью коммутируемых антенн или направленных антенн с механическим сканированием.

Литература

1. Соловьёв Ю.А. Спутниковая навигация и её приложения. – М.:Эко-Трендз, 2003. 348с.
2. Перов А.И., Харисов В.Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования М.:Радиотехника. 2005. - 534с.
3. Осипов В. Глобальные спутниковые навигационные системы навигационно-временного обеспечения, сходства и различия./ В. Осипов // Авиапанорама. – 2008, №1. С. 10-11.
4. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration.Mohinder S. Grewal, Lawernce R. Weill, Angus P. Andrews: 2001.John Wiley & Sons, Inc.
5. Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы – М.:Радио и связь, 1986. 309с.

References

1. . Solovev U.A. Satellite navigation and its applications. M.:Eko-Trendz. 2003. – 386p.
2. Perov A.I., Harisov V.N. GLONASS. Principles of construction and functioning M.:Radiotehnika 2005. – 534p.
3. Osipov V. Global satellite navigation systems of navigation and time support, similarities and differences./ V. Osipov // Aviapanorama. - 2008, No. 1. pp. 10-11.
4. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration.Mohinder S. Grewal, Lawernce R. Weill, Angus P. Andrews: 2001.John Wiley & Sons, Inc.
5. Kondratev V.S., Kotov A.F., Markov L.N. Multi-position radio engineering systems – M. Radio., 1986. 309p.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТЫ АКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОДВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

О.И. Пугачев, А.А. Поташин, В.О. Осипова

МИРЭА - Российский технологический университет (РТУ МИРЭА), Москва, Россия

Аннотация. В статье рассматривается модель затухания, учитывающая геометрическое расхождение акустической волны и частотно-зависимое поглощение энергии в воде. На основе полученной модели канала и проведённого расчёта зависимостей передаточных потерь и коэффициента поглощения был выполнен анализ влияния частоты сигнала на характеристики подводной линии связи.

Ключевые слова: подводная связь, акустический канал, коэффициент поглощения, SNR, пропускная способность канала.

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF ACOUSTIC SIGNAL FREQUENCY ON THE CHARACTERISTICS OF AN UNDERWATER COMMUNICATION LINK

O.I. Pugachev, A.A. Potashin, V.O. Osipova

Russian Technological University – MIREA (RTU MIREA), Moscow, Russia

Abstract. The article examines an attenuation model that takes into account the geometric spreading of an acoustic wave and the frequency-dependent absorption of energy in water. Based on the derived channel model and the performed calculations of the transmission loss and absorption coefficient dependencies, an analysis of the influence of the signal frequency on the characteristics of an underwater communication link was carried out.

Keywords: underwater communication, acoustic channel, absorption coefficient, SNR, channel capacity.

1. Введение

Подводная среда характеризуется специфическими условиями распространения сигналов. Электромагнитные волны в морской воде быстро затухают вследствие высокой электропроводности среды, что существенно ограничивает дальность радиочастотной связи [1]. Оптические системы связи способны обеспечивать высокие скорости передачи данных, однако их применение ограничено мутностью воды и малыми расстояниями распространения.

Поэтому акустическая связь остается основным способом передачи информации в подводной среде на расстояниях от сотен метров до десятков километров [2]. Одним из ключевых факторов, определяющих характеристики акустического канала, является частотно - зависимое затухание сигнала. С увеличением частоты коэффициент поглощения акустической энергии в воде возрастает, что приводит к росту передаточных потерь и снижению энергетической эффективности канала [3]. Одновременно повышение частоты позволяет увеличить доступную полосу пропускания системы связи.

2. Методика исследования

Передаточные потери акустического сигнала в подводной среде определяются суммой потерь на геометрическое расхождение волны и потерь на поглощение в воде [4]:

$$TL(d,f) = k \times 10\log_{10}(d) + \alpha(f)d, \quad (1)$$

где d – расстояние между передатчиком и приемником в км; k– коэффициент геометрического распространения; $\alpha(f)$– коэффициент поглощения акустической энергии в дБ/км; f – частота сигнала в кГц.

Формула (1) используется для оценки передаточных потерь при различных расстояниях и частотах сигнала. Коэффициент поглощения определяется формулой Тёрпа [5]:

$$\alpha(f) = \frac{0{,}11f^2}{1+f^2} + \frac{44f^2}{4100+f^2} + 2{,}75 \times 10^{-4}f^2 + 0{,}003 \quad (2)$$

Выражение (2) описывает частотную зависимость поглощения акустической энергии и позволяет учитывать вклад частоты в общие потери канала.

Мощность принимаемого сигнала определяется выражением:

$$P_r = P_t - TL(d,f), \quad (3)$$

где P_t – мощность передатчика; P_r – мощность принимаемого сигнала.

Данное соотношение позволяет оценить уровень сигнала на входе приемника после распространения в канале.

Отношение сигнал/шум определяется выражением:

$$SNR = P_r - N(f) \quad (4)$$

где $N(f)$ – уровень шумов подводного канала, формируемый природными и антропогенными источниками [6].

Параметр SNR характеризует энергетическую эффективность передачи и влияет на устойчивость приема сигнала.

Пропускная способность канала определяется формулой Шеннона [7]:

$$C = B\,log_2(1+SNR), \quad (5)$$

где B – полоса пропускания канала.

Данное выражение используется для оценки потенциальной скорости передачи данных в акустическом канале связи.

Таким образом, объединяя выражения (1 - 4), можно получить итоговое выражение для отношения сигнал/шум в подводном акустическом канале в зависимости от расстояния и частоты сигнала:

$$SNR(d,f) = P_t - k \times 10\log_{10}(d) - \alpha(f)d - N(f) \quad (6)$$

Полученное выражение позволяет оценить влияние расстояния и частоты сигнала на энергетический баланс системы связи и используется при анализе рабочих диапазонов частот подводных акустических каналов.

3. Результаты исследования

На рисунке 1 представлена зависимость коэффициента поглощения акустического сигнала от частоты.

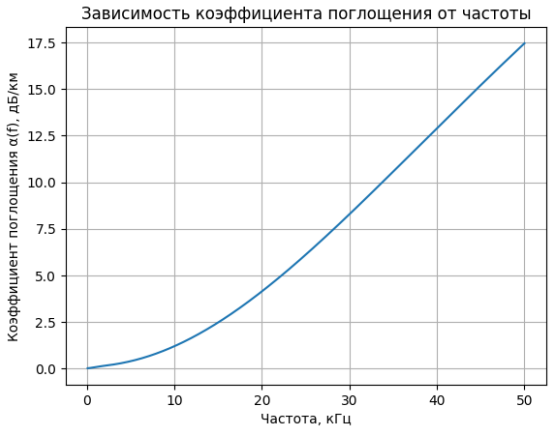


Рис. 1. Зависимость коэффициента поглощения *α(f)* от частоты сигнала

На рисунке 2 представлены зависимости передаточных потерь для различных расстояний передачи.

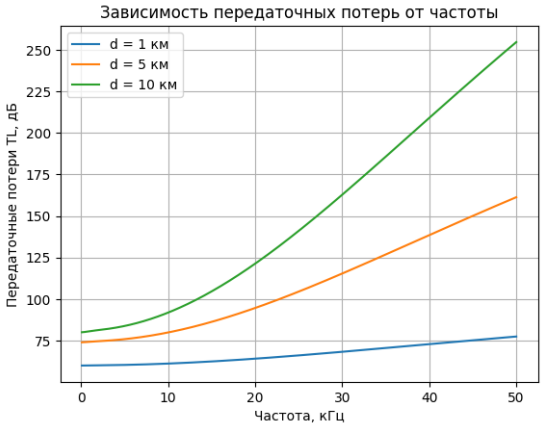


Рис. 2. Зависимость передаточных потерь TL(d,f) от частоты

Таблица 1. Передаточные потери TL(d,f)

Частота, кГц	TL (1 км), дБ	TL (5 км), дБ	TL (10 км), дБ
5	61	88	101
10	62	96	125
20	65	118	180

Данные таблицы 1 показывают, что увеличение частоты сигнала приводит к значительному росту передаточных потерь. Особенно заметно это при увеличении расстояния передачи.

Таблица 2. Параметры распространения акустического сигнала

Частота, кГц	α(f), дБ/км	TL (1 км)	TL (5 км)	TL (10 км)
5	0.38	61	88	101
10	1.19	62	96	125
20	4.13	65	118	180
30	7.52	68	142	235
40	11.7	72	165	290

Анализ таблицы 2 показывает, что с ростом частоты коэффициент поглощения акустического сигнала возрастает нелинейно. Это приводит к существенному увеличению передаточных потерь, особенно на больших расстояниях передачи. Например, при увеличении частоты с 5 до 40 кГц на расстоянии 10 км передаточные потери увеличиваются почти в три раза. Данный эффект объясняется усилением релаксационных процессов поглощения акустической энергии в морской воде.

На рисунке 3 представлена оценка пропускной способности канала связи в зависимости от частоты сигнала.

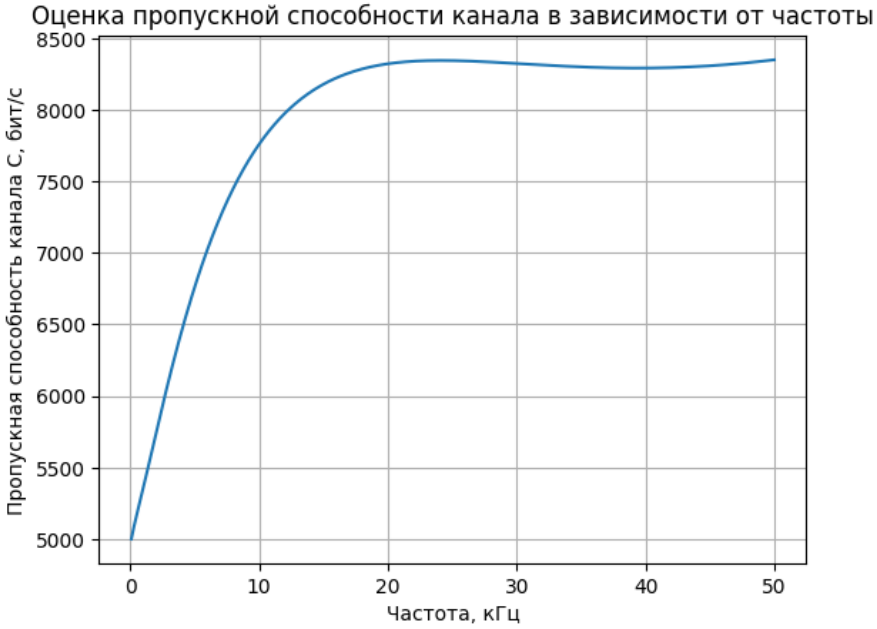


Рис. 3. Пропускная способность канала $C(f)$

4. Заключение

Результаты моделирования показали, что вклад частотного поглощения существенно зависит от расстояния передачи. При малых расстояниях (до 1 км) влияние частотного затухания относительно невелико, поэтому использование более высоких частот позволяет увеличить полосу пропускания и потенциальную скорость передачи данных. При увеличении расстояния передачи влияние коэффициента поглощения становится доминирующим фактором. Для расстояний более 5–10 км использование высокочастотного диапазона становится неэффективным из-за значительного роста передаточных потерь, что приводит к ухудшению отношения сигнал/шум и снижению надёжности связи. Полученные выводы согласуются с результатами работ, посвященных подводным акустическим каналам связи и их практическим ограничениям [8].

Проведённый анализ позволяет сформулировать практические рекомендации по выбору диапазона рабочих частот для подводных систем передачи данных:

– для дальних линий связи (более 10 км) рационально использовать низкочастотный диапазон 1–5 кГц;

– для средних расстояний передачи (1–10 км) оптимальным является диапазон 5–20 кГц;

– для коротких линий связи (до 1 км) возможно применение частот 20–50 кГц.

Полученные результаты могут быть использованы при проектировании подводных систем связи, сенсорных сетей и систем управления автономными подводными аппаратами.

Литература

1. Akyildiz I.F., Pompili D., Melodia T. Underwater wireless sensor networks: research challenges // Ad Hoc Networks**.** — 2005. — Vol. 3, №3. — P. 257–279.
2. Urick R.J. Principles of Underwater Sound**.** — New York: McGraw-Hill, 1983. — 423 p.
3. Kilfoyle D.B., Baggeroer A.B. The state of the art in underwater acoustic telemetry // IEEE Journal of Oceanic Engineering**.** — 2000. — Vol. 25, №1. — P. 4–27.
4. Stojanovic M., Preisig J. Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization // IEEE Communications Magazine. — 2009. — Vol. 47, №1. — P. 84–89.
5. Thorp W.H. Analytic description of the low-frequency attenuation coefficient // Journal of the Acoustical Society of America**.** — 1967. — Vol. 42, №1. — P. 270.
6. Wenz G.M. Acoustic ambient noise in the ocean: spectra and sources // Journal of the Acoustical Society of America**.** — 1962. — Vol. 34. — P. 1936–1956.
7. Shannon C.E. A mathematical theory of communication // Bell System Technical Journal**.** — 1948. — Vol. 27. — P. 379–423.
8. Preisig J. Acoustic propagation considerations for underwater acoustic communications network development // ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review**. —** 2007. — Vol. 11, №4. — P. 2–10.

References

1. Akyildiz I.F., Pompili D., Melodia T. Underwater wireless sensor networks: research challenges // Ad Hoc Networks. — 2005. — Vol. 3, №3. — P. 257–279.
2. Urick R.J. Principles of Underwater Sound. — New York: McGraw-Hill, 1983. — 423 p.
3. Kilfoyle D.B., Baggeroer A.B. The state of the art in underwater acoustic telemetry // IEEE Journal of Oceanic Engineering. — 2000. — Vol. 25, №1. — P. 4–27.
4. Stojanovic M., Preisig J. Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization // IEEE Communications Magazine. — 2009. — Vol. 47, №1. — P. 84–89.
5. Thorp W.H. Analytic description of the low-frequency attenuation coefficient // Journal of the Acoustical Society of America. — 1967. — Vol. 42, №1. — P. 270.
6. Wenz G.M. Acoustic ambient noise in the ocean: spectra and sources // Journal of the Acoustical Society of America. — 1962. — Vol. 34. — P. 1936–1956.
7. Shannon C.E. A mathematical theory of communication // Bell System Technical Journal. — 1948. — Vol. 27. — P. 379–423.
8. Preisig J. Acoustic propagation considerations for underwater acoustic communications network development // ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review. — 2007. — Vol. 11, №4. — P. 2–10.

УСЛОВИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ РАЗЛИЧИМОСТИ КОМПОНЕНТНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ КВАДРАТИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯХ В ЗАДАЧАХ ГЕОЛОКАЦИИ

Р.Р. Саниев, В.В. Уткин, С.А. Батчев, К.А. Федоров

Военный университет радиоэлектроники,
г. Череповец, Вологодская обл., Российская Федерация

Аннотация. Работа посвящена разработке и анализу математической модели суммарного сигнала в системах спутниковой связи, использующих технологию совмещения несущих. Модель учитывает динамику пространственного перемещения ретранслятора относительно наземных объектов, что позволяет имитировать реальные условия формирования доплеровских сдвигов. В ходе исследования проведена количественная оценка условий, при которых возможно достоверное разрешение частотных компонент отдельных терминалов в аддитивной смеси. Полученные результаты создают теоретическую базу для повышения точности измерения координатно-информативных параметров и идентификации местоположения несанкционированных источников излучения.

Ключевые слова: системы спутниковой связи, сигналы с совмещением несущих частот, свертка спектра, доплеровское смещение частоты.

CONDITIONS FOR SPECTRAL DISTINGUISHABILITY OF COMPONENT SIGNALS UNDER QUADRATIC TRANSFORMATIONS IN GEOLOCATION TASKS

R.R. Saniev, V.V. Utkin, S.A. Batchev, K.A. Fedorov

Military University of Radio Electronics,
Cherepovets, Vologda region, Russian Federation

Abstract. The paper focuses on the development and analysis of a mathematical model for a composite signal in satellite communication systems utilizing carrier-in-carrier (CnC) technology. The model accounts for the spatial dynamics between the satellite transponder and ground-based facilities, enabling the simulation of realistic Doppler shift patterns. The study provides a quantitative assessment of the conditions necessary for the reliable resolution of individual terminal carrier frequencies within an additive mixture. The findings establish a theoretical framework for enhancing the measurement accuracy of coordinate-informative parameters and improving the localization of unauthorized radiation sources.

Keywords: satellite communication systems, frequency-overlapping signals, spectral convolution, Doppler frequency shift.

1. Введение

Прогресс в сфере спутниковых телекоммуникаций, снижение стоимости абонентского оборудования и диверсификация сервисов для частного и корпоративного секторов происходят на фоне дефицита частотного ресурса и высокой загруженности геостационарной орбиты (ГСО). В этих условиях критически важной становится проблема идентификации и локализации несанкционированных пользователей, нарушающих установленные регламенты радиообмена [1, 2].

Подходы к определению координат абонентских терминалов (АТ) и наземных станций существенно варьируются и во многом определяются используемыми методами

формирования сигналов и протоколами многостанционного доступа, которые призваны оптимизировать использование пропускной способности спутников-ретрансляторов (СР). Одним из наиболее эффективных путей интенсификации использования частотной полосы является технология совмещения несущих частот (СНЧ) (рисунок 1), позволяющая значительно увеличить объем передаваемых данных без расширения занимаемого спектра [3, 4]

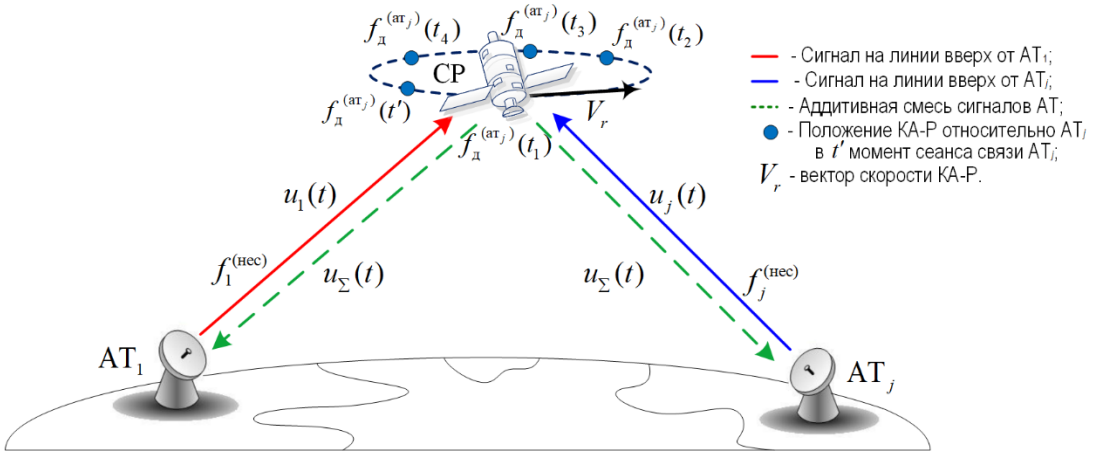


Рис. 1. Схема функционирования ССС при использовании технологии СНЧ

Геолокация АТ в ССС, использующих технологию СНЧ, может осуществляться путем анализа серии доплеровских сдвигов [5, 6], возникающих в компонентных сигналах, из-за динамики пространственного перемещения СР относительно передатчиков и приемника. В данном контексте частотные смещения интерпретируются как основные координатно-информативные параметры (КИП). Тем не менее, при специфических условиях взаимного расположения объектов мониторинга и ретранслирующего аппарата возникает проблема: спектральные составляющие несущих $u_1(t)$ и $u_j(t)$, выделяемые из аддитивной смеси $u_\Sigma(t)$ путем квадратичной обработки [7], могут накладываться друг на друга. Такая неопределенность препятствует корректному оцениванию индивидуальных частотных параметров каждого АТ.

Настоящая работа посвящена анализу условий, обеспечивающих эффективное разрешение (различимость) спектров несущих частот в составе суммарного сигнала после применения алгоритмов квадратичной свертки. Установление данных закономерностей необходимо для достоверного извлечения КИП и последующего решения прикладных задач по поиску и локализации несанкционированных пользователей спутникового ресурса.

2. Концептуальная модель функционирования ССС с повторным использованием частотного ресурса спутникового ретранслятора по технологии СНЧ

Принцип функционирования ССС, использующих технологию СНЧ, базируется на многократной эксплуатации выделенного диапазона частот. Это позволяет оптимизировать потребление частотно-энергетического потенциала СР без применения процедур обработки сигналов непосредственно на борту космического аппарата [3, 4]. Структурная схема предложенной концептуальной модели такой системы, работающей в режиме совмещения частот, продемонстрирована на рисунке 2.

Максимальная эффективность достигается за счет реализации полнодуплексного режима передачи данных в единой полосе пропускания транспондера СР. Ключевым технологическим вызовом в данном случае является селекция целевого сигнала $\tilde{u}_j(t)$, $j=1(1)J$ из суммарной аддитивной смеси $u_\Sigma(t)$ для его последующего

декодирования. В качестве примера практической реализации можно привести решение компании ViaSat, которая внедрила и запатентовала алгоритм адаптивной компенсации. Этот программно-аппаратный узел обеспечивает высокоточную оценку параметров собственного сигнала в нисходящей линии (Downlink), как показано в нижней части схемы на рисунке 2

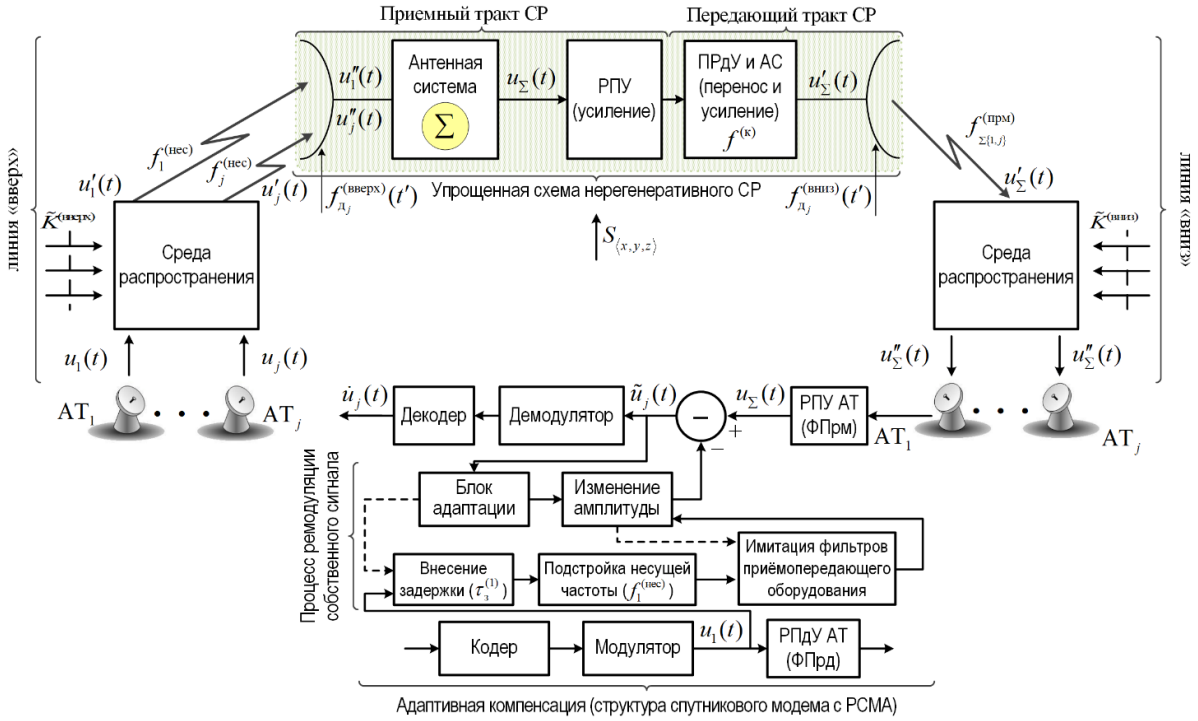


Рис. 2. Схема концептуальной модели ССС с технологией СНЧ

Процесс селекции целевого сообщения $\tilde{u}_j(t)$ из входной аддитивной смеси $u_\Sigma(t)$ реализуется посредством подавления (компенсации) собственного сигнала [3]. Для этого в калибровочном режиме выполняется сопоставительный анализ характеристик переданного сигнала в восходящей линии $u_j(t)$ и его ретранслированной копии, полученной в нисходящем канале $\tilde{u}_j(t)$. В ходе данного этапа идентифицируются ключевые рассогласования, включая амплитудные вариации, девиацию несущей частоты и фазовый сдвиг. Полученные оценки используются для динамической юстировки компенсатора, что позволяет эффективно подавлять паразитную составляющую собственного сигнала в составе дуплексного радиоканала.

В рамках задач радиомониторинга процедура декомпозиции суммарного сигнала $u_\Sigma(t)$ на отдельные спектральные составляющие значительно затруднена. Это обусловлено выраженной априорной неопределенностью относительно характеристик сигналов $u_j(t)$ абонентских терминалов, функционирующих в составе общей смеси. Геолокация таких объектов может быть выполнена на основе статистического накопления оценок несущих частот, выступающих в роли ключевых КИП на заданном временном интервале наблюдения T.

С целью детального анализа физических закономерностей и динамики изменения частотных параметров сигналов при их прохождении через тракт спутника-ретранслятора в условиях совмещения частот была сформирована соответствующая математическая модель.

Предположим, что в симметричных спутниковых сетях, функционирующих на принципах СНЧ, используются сигналы абонентских терминалов с фазовой

манипуляцией (ФМн) $u_1(t)$ и $u_2(t)$, транслируемые на СР. Их аналитическое описание может быть представлено в следующей форме:

$$u_j(t) = U_j(t)\cos(2\pi f_j^{(\text{нес})} t + \theta_j^{(\text{мод})}(t) + \varphi_0^{(j)}) \quad (1)$$

где U_j – амплитуда абонентского сигнала j-го АТ, $j = \{1, 2\}$;

$f_j^{(\text{нес})}$ – несущая частота сигнала j-го АТ;

$\theta_j^{(\text{мод})}(t)$ – модулирующая функция сигнала j-го АТ;

$\varphi_0^{(j)}$ – начальная фаза сигнала j-го АТ.

Функционирование систем с совмещением частот обычно обеспечивается через СР, размещенные на квазигеостационарных орбитах. Из-за естественных либраций космического аппарата, вызванных ненулевым наклонением орбитальной плоскости и ограниченной точностью работы систем удержания в точке стояния, проекция вектора скорости СР на линию визирования (радиальная скорость V_r) постоянно флуктуирует. В течение суточного цикла это движение обуславливает возникновение доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) в транслируемых радиолиниях [8]. Для сигнала j-го АТ, описываемого выражением (1), величина доплеровского смещения несущей на участке восходящей линии («вверх») в точке приема на борту СР рассчитывается следующим образом:

$$f_{\text{д}_j}^{(\text{вверх})}(t) \approx -f_j^{(\text{нес})} \cdot \left(\frac{V_{r_j}^{(\text{вверх})}(t)}{c} \right) \quad (2)$$

где $V_{r_j}^{(\text{вверх})}(t)$ – радиальная составляющая скорости СР относительно j-го АТ, которая определяется выражением:

$$V_{r_j}^{(\text{вверх})}(t) = \frac{(x^{(\text{ср})}(t) - x_j^{(\text{ат})}) \cdot v^{(x)}(t) + (y^{(\text{ср})}(t) - y_j^{(\text{ат})}) \cdot v^{(y)}(t) + (z^{(\text{ср})}(t) - z_j^{(\text{ат})}) \cdot v^{(z)}(t)}{\sqrt{(x^{(\text{ср})}(t) - x_j^{(\text{ат})}) + (y^{(\text{ср})}(t) - y_j^{(\text{ат})}) + (z^{(\text{ср})}(t) - z_j^{(\text{ат})})}} \quad (3)$$

$x_j^{(\text{ат})}, y_j^{(\text{ат})}, z_j^{(\text{ат})}$ – координаты j-го АТ в декартовой системе;

$x^{(\text{ср})}(t), y^{(\text{ср})}(t), z^{(\text{ср})}(t)$ – координаты СР;

$v^{(x)}(t), v^{(y)}(t), v^{(z)}(t)$ – координаты вектора скорости СР;

c – скорость распространения электромагнитных колебаний в вакууме.

Мгновенная частота сигнала j-го АТ в точке приема СР может быть представлена в виде:

$$f_j^{(\text{ср})}(t) \approx f_j^{(\text{нес})} - \left(f_j^{(\text{нес})} \cdot \left(\frac{V_{r_j}^{(\text{вверх})}(t)}{c} \right) \right) \quad (4)$$

С учетом (2) и (4), математическая запись сигнала j-го АТ, прошедшего регистрацию на борту СР в расчетный момент времени, приобретает следующий вид:

$$u_j^{(\text{ср})}(t_n) = U_j(t_n)\cos\left(2\pi f_j^{(\text{нес})} t_n - 2\pi \int_0^{t_n} f_j^{(\text{нес})} \frac{V_{r_j}^{(\text{вверх})}(t)}{c} dt + \theta_j^{(\text{мод})}(t_n) + \varphi_0^{(j)} \right) + \hat{u}_j^{(ш)}(t_n) \quad (5)$$

где $\hat{u}_j^{(ш)}(t_n)$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) при приеме СР j-го АТ по линии «вверх»;

$2\pi \int_0^{t_n} f_j^{(\text{нес})} \frac{V_{r_j}^{(\text{вверх})}(t)}{c} dt$ – приращение полной фазы сигнала j-го АТ, обусловленное эффектом Доплера, на интервале времени от 0 до t_n, $t_n \in [0, T]$.

На входе приемной антенны СР формируется групповой сигнал, представляющий собой аддитивную смесь сигналов АТ с СНЧ $u_{\Sigma}^{(\text{ср})}(t)$. Согласно стандартному алгоритму работы ретрансляционного тракта, выполняется усиление принятого ансамбля и его перенос спектра на величину частоты сдвига $f^{(\text{к})}$. С учетом указанных преобразований, аналитическая модель ретранслированной смеси с СНЧ представляется в следующем виде:

$$u_{\Sigma}^{(\text{ср})}(t_n)=\sum_{j=1}^{2}U_j(t_n)\cos\left(2\pi\left(f_j^{(\text{нес})}-f^{(\text{к})}\right)t_n-2\pi\int_0^{t_n}f_j^{(\text{нес})}\frac{V_{r_j}^{(\text{вверх})}(t)}{c}dt+\theta_j^{(\text{мод})}(t_n)+\varphi_0^{(j)}\right)+\hat{u}_j^{(\text{ш})}(t_n) \quad (6)$$

В нисходящем сегменте связи («вниз») значения несущих частот компонентных сигналов, входящих в состав аддитивной смеси $u_{\Sigma}^{(\text{ср})}(t)$, претерпевают дополнительные изменения вследствие доплеровского эффекта. Данное частотное смещение может быть описано следующим аналитическим выражением:

$$f_{\text{д}_j}^{(\text{вниз})}(t)\approx\left(f_j^{(\text{ср})}(t)-f^{(\text{к})}\right)\cdot\left(\frac{V_r^{(\text{вниз})}(t)}{c}\right) \quad (7)$$

где $V_r^{(\text{вниз})}(t)$ – радиальная составляющая скорости СР относительно наземной станции наблюдения (НСН), которая может быть определена выражением:

$$V_r^{(\text{вниз})}(t)=\frac{(x^{(\text{ср})}(t)-x^{(\text{пр})})\cdot v^{(x)}(t)+(y^{(\text{ср})}(t)-y^{(\text{пр})})\cdot v^{(y)}(t)+(z^{(\text{ср})}(t)-z^{(\text{пр})})\cdot v^{(z)}(t)}{\sqrt{(x^{(\text{ср})}(t)-x^{(\text{пр})})+(y^{(\text{ср})}(t)-y^{(\text{пр})})+(z^{(\text{ср})}(t)-z^{(\text{пр})})}} \quad (8)$$

$x^{(\text{пр})}, y^{(\text{пр})}, z^{(\text{пр})}$ – координаты НСН в декартовой системе;

$x^{(\text{ср})}(t), y^{(\text{ср})}(t), z^{(\text{ср})}(t)$ – координаты СР;

$v^{(x)}(t), v^{(y)}(t), v^{(z)}(t)$ – координаты вектора скорости СР.

Аддитивная смесь с СНЧ $u_{\Sigma}^{(\text{ср})}(t)$, ретранслированная СР и принятая НСН, может быть описана выражением вида в момент времени:

$$u_{\Sigma}^{(\text{прм})}(t_n)=\sum_{i=1}^{2}U_j^{(\text{прм})}(t_n)\cos\left(2\pi\left(f_j^{(\text{нес})}-f^{(\text{к})}\right)t_n+2\pi\int_0^{t_n}f_{\text{д}_j}^{(\Sigma)}(t)dt+\theta_j^{(\text{мод})}(t_n)+\varphi_0^{(j)}\right)+\hat{u}^{(\text{ш})}(t_n) \quad (9)$$

где $U_j^{(\text{прм})}$ – амплитуда аддитивного компонентного сигнала с СНЧ j-го АТ;

$f_{\text{д}_j}^{(\Sigma)}(t)$ – текущее суммарное ДСЧ j-го АТ на линии «вверх» и «вниз»:

$$f_{\text{д}_j}^{(\Sigma)}(t)\approx f_{\text{д}_j}^{(\text{вниз})}(t)+f_{\text{д}_j}^{(\text{вверх})}(t) \quad (10)$$

$\hat{u}^{(\text{ш})}(t_n)$ – АБГШ на приемной стороне,

$$\hat{u}^{(\text{ш})}(t_n)=\hat{u}_j^{(\text{ш})}(t_n)+\hat{u}_{\text{вниз}}^{(\text{ш})}(t_n) \quad (11)$$

$\hat{u}_{\text{вниз}}^{(\text{ш})}(t_n)$ – АБГШ по линии «вниз».

Анализ соотношения (9) показывает, что значения измеренных несущих частот аддитивных компонентных сигналов с СНЧ на НСН определяются не только их номинальными значениями при излучении радиосигналов с АТ $f_j^{(\text{нес})}$, но и величиной девиации частоты $\Delta f_j^{(\text{нес})}$, вызванную эффектом Доплера из-за перемещения СР относительно наземных сегментов системы, и величину смещения частоты $f^{(\text{к})}$, вносимую бортовым гетеродином СР.

Таким образом, существует функциональная зависимость вида:

$$\Delta\hat{f}_j^{(\text{нес})}(t)=\text{F}\left(S_j^{(\text{ат})}, V_{r_j}^{(\text{вверх})}(t), V_r^{(\text{вниз})}(t), S^{(\text{нсн})}\right),\ t\in[0,T] \quad (12)$$

где $\Delta\hat{f}_j^{(\text{нес})}(t)$ - значение изменения несущей частоты аддитивного компонентного сигнала с СНЧ;

$S_j^{(\text{ат})} =< x_j^{(\text{ат})}, y_j^{(\text{ат})}, z_j^{(\text{ат})} >$ - вектор координат j-го АТ;

$S^{(\text{нсн})} =< x^{(\text{пр})}, y^{(\text{пр})}, z^{(\text{пр})} >$ - вектор координат НСН.

Анализ соотношений (3) и (8) позволяет сделать вывод о том, что проекции вектора скорости СР на линию визирования для каждого, произвольно расположенного на земной поверхности АТ в момент регистрации частотных параметров будут уникальны. Данный факт дает основание для гипотезы о принципиальной разрешимости спектральных составляющих несущих колебаний компонентных сигналов, входящих в состав аддитивной смеси $u_\Sigma(t)$ в точке приема на заданном временном промежутке наблюдения $t \in [0, T]$.

3. Влияние пространственной конфигурации элементов ССС на характеристики аддитивных компонентных сигналов с СНЧ

При анализе зависимости варьирования параметров аддитивных компонентных сигналов с СНЧ от взаимного расположения ретранслятора и АТ следует принимать во внимание факторы, критически влияющие на точность мониторинга. К ним относятся: частотная девиация компонентных сигналов, вызванная эффектом Доплера, и длительность интервала наблюдения за аддитивной смесью.

Вследствие того, что АТ распределены в пространстве относительно СР, их излучения на восходящем участке связи характеризуются индивидуальными доплеровскими сдвигами. Это обуславливает потенциальное расхождение фактических несущих частот $\Delta f_{1,2}^{(\text{нес})}$ для каждого из аддитивных компонентных сигналов с СНЧ [9, 10]. В данной связи представляется необходимым учет вероятного смещения несущей ФМн сигнала в различных рабочих диапазонах (ДРЧ), определяемого величиной радиальной скорости СР относительно конкретного АТ (рисунок 3). В таблице 1 систематизированы оценки предельных значений ДСЧ для частотных диапазонов, применяемых в ССС, полученные с учетом флуктуации средних линейных скоростей СР на ГСО в интервале от 2,5 до 3,5 км/с [11–13].

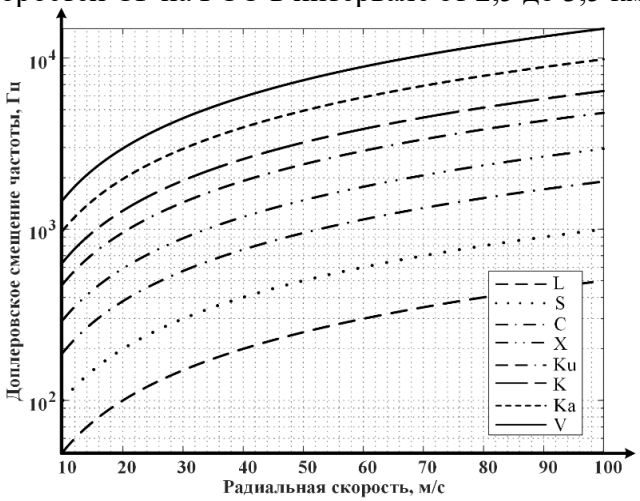


Рис. 3. Зависимость $f_{\text{д}}^{(\text{вверх})}$ от $V_r^{(\text{вверх})}$ для различных ДРЧ в ССС

Таблица 1. Девиация частоты в ССС

ДРЧ, ГГц	ДСЧ (не более), Гц
L	250
S	500
C	950
X	1470
Ku	2390
K	3200
Ka	4910
V	7405

Согласно положениям работы [9], в которой рассматриваются методы идентификации сигналов с СНЧ на основе квадратичных преобразований и анализируются пороговые

величины рассогласования для достоверного обнаружения нескольких компонентных сигналов в составе аддитивной смеси в зависимости от отношения сигнал/шум (ОСШ), разность несущих частот компонентных сигналов с СНЧ может быть рассчитана по формуле:

$$\Delta\tilde{f}_{1,2}^{(\text{нес})} = \frac{\left|\tilde{f}_{1,M}^{(\text{нес})} - \tilde{f}_{2,M}^{(\text{нес})}\right|}{M} \qquad (13)$$

где $\tilde{f}_{j,M}^{(\text{нес})}$ – оценка несущей частоты сигнала j-го АТ на M-ой гармонике в результате квадратичного (-ых) преобразования (-ий) анализируемой аддитивной смеси;

M – кратность фазовой манипуляции.

Согласно источникам [9, 10], критические величины рассогласования несущих частот $\Delta f_{1,2}^{(\text{нес})}$, позволяющие достоверно идентифицировать присутствие в аддитивной смеси $u_{\Sigma}^{(\text{прм})}(t)$ двух компонентных сигналов, систематизированы в таблице 2. Данные значения определены с учетом кратности фазовой манипуляции и минимально допустимого уровня ОСШ, необходимого для корректного обнаружения ФМн сигналов [7, 9, 10].

Таблица 2. Предельные значения разности $\Delta f_{1,2}^{(\text{нес})}$

	Вид модуляции аддитивных компонентных сигналов с СНЧ					
	ФМ2/ФМ2	ФМ2/ФМ4	ФМ2/ФМ8	ФМ4/ФМ4	ФМ4/ФМ8	ФМ8/ФМ8
ОСШ, дБ	<10	<12	<15	<15	<17	<20
$\Delta f^{(\text{нес})}$, Гц	<15	<25	<75	<50	<80	<115

Таким образом, для анализа условий, обеспечивающих разрешимость спектров несущих колебаний компонентных сигналов в точке приема в составе аддитивной смеси $u_{\Sigma}(t)$, требуется определить пределы и характер изменения расчетных значений частотной девиации $f_{\text{д}_j}^{(\Sigma)}(t)$ на заданном временном отрезке наблюдения $[0,T]$. Для реализации данной задачи выполнено имитационное моделирование, включающее в себя несколько этапов. 1. На начальной стадии моделирования была установлена зона радиовидимости (ЗРВ), в пределах которой гарантируется бесперебойная регистрация радиосигналов спутником-ретранслятором с учетом его суточной орбитальной динамики [11, 12]. На рисунке 4 представлены варианты пространственного размещения АТ на земной поверхности в границах глобальной ЗРВ, определенной согласно методологическим принципам, изложенным в работе [12].

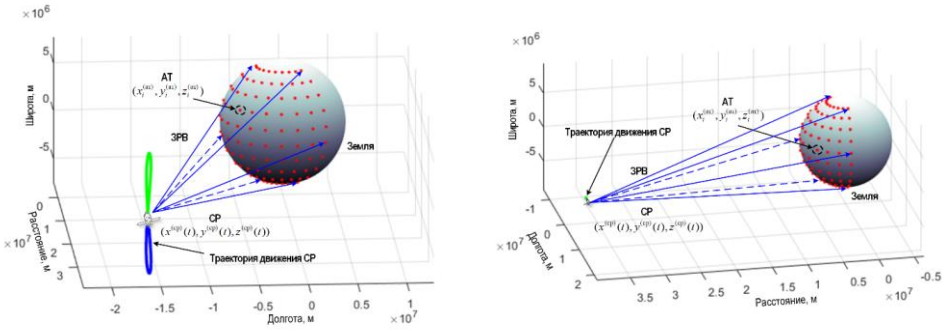


Рис. 4. Схематичное представление размещения АТ на земной поверхности и траекторий перемещения СР при различных значениях наклонения:
а) наклонение более 3^0; б) наклонение менее 3^0

2. На последующем этапе для каждой элементарной точки земной поверхности в пределах ЗРВ был выполнен расчет радиальной составляющей скорости движения СР

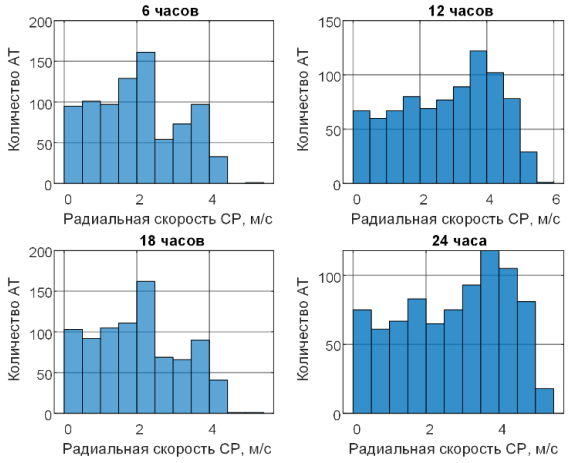
$V_{r_j}^{(\text{вверх})}(t)$ относительно j-го АТ и НСН $V_{r_j}^{(\text{вниз})}(t)$ на основе зависимостей (3) и (8). Параллельно с этим, в соответствии с выражениями (2) и (7), определены величины доплеровского смещения несущих частот компонентных сигналов в составе аддитивной смеси с СНЧ для восходящего ($f_{\text{д}_j}^{(\text{вверх})}(t)$) и нисходящего ($f_{\text{д}_j}^{(\text{вниз})}(t)$) сегментов радиолинии.

Путем подстановки полученных значений $f_{\text{д}_j}^{(\text{вверх})}(t)$ и $f_{\text{д}_j}^{(\text{вниз})}(t)$ в выражение (10), было рассчитано итоговое значение ДСЧ $f_{\text{д}_j}^{(\Sigma)}(t)$ на заданном временном промежутке наблюдения $t_n \in [0, T]$ для всех точек земной поверхности, расположенных в пределах ЗРВ СР.

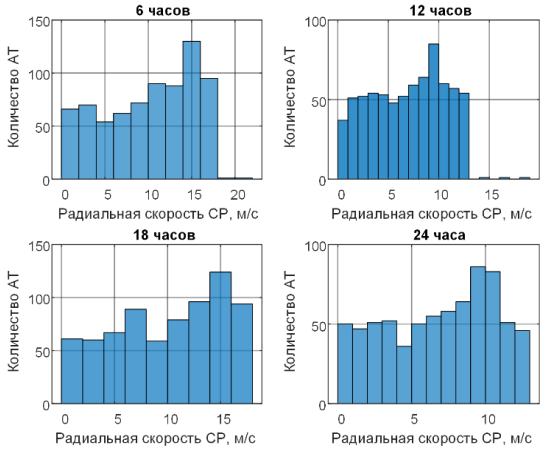
Для количественного анализа влияния кинематики квазигеостационарного СР относительно каждого АТ на масштаб частотного сдвига сигналов были вычислены показатели радиальных скоростей и ДСЧ на заданном интервале наблюдения T согласно параметрам, приведенным в таблице 3. Полученные по итогам имитационного моделирования орбитального движения СР при различных параметрах орбит гистограммы распределения радиальных скоростей и доплеровских смещений представлены на рисунках 5 и 6 соответственно.

Таблица 3. Исходные данные для имитационного моделирования

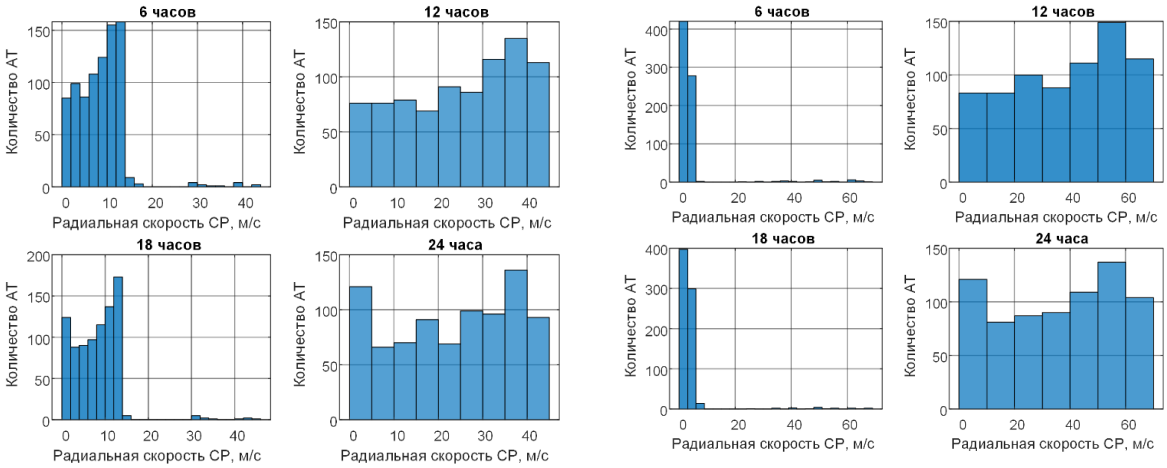
Параметры моделирования	Сиракуз-3А	Интелсат 905	Нсс-7	Уфо-10
ДРЧ, ГГц	C	X	Ku	Ka
Частота излучения сигнала, ГГц	5,75	8,85	14,35	29,5
Вид модуляции сигналов АТ	ФМ2, ФМ4, ФМ8			
Интервал наблюдения *T*, мин.	1440			
Дискретность оценок частоты, мин	1			
Подспутниковая точка, град.	45 в.д.	25 з.д.	20 з.д.	25 з.д.
Наклонение орбиты, град.	0,804	2,374	5,605	8,558
Эксцентриситет	0,0002973	0,0007590	0,0002578	0,0002142
Шаг расположения АТ на земной поверхности, град.	5			
Количество АТ в ЗРВ СР	841			



а)

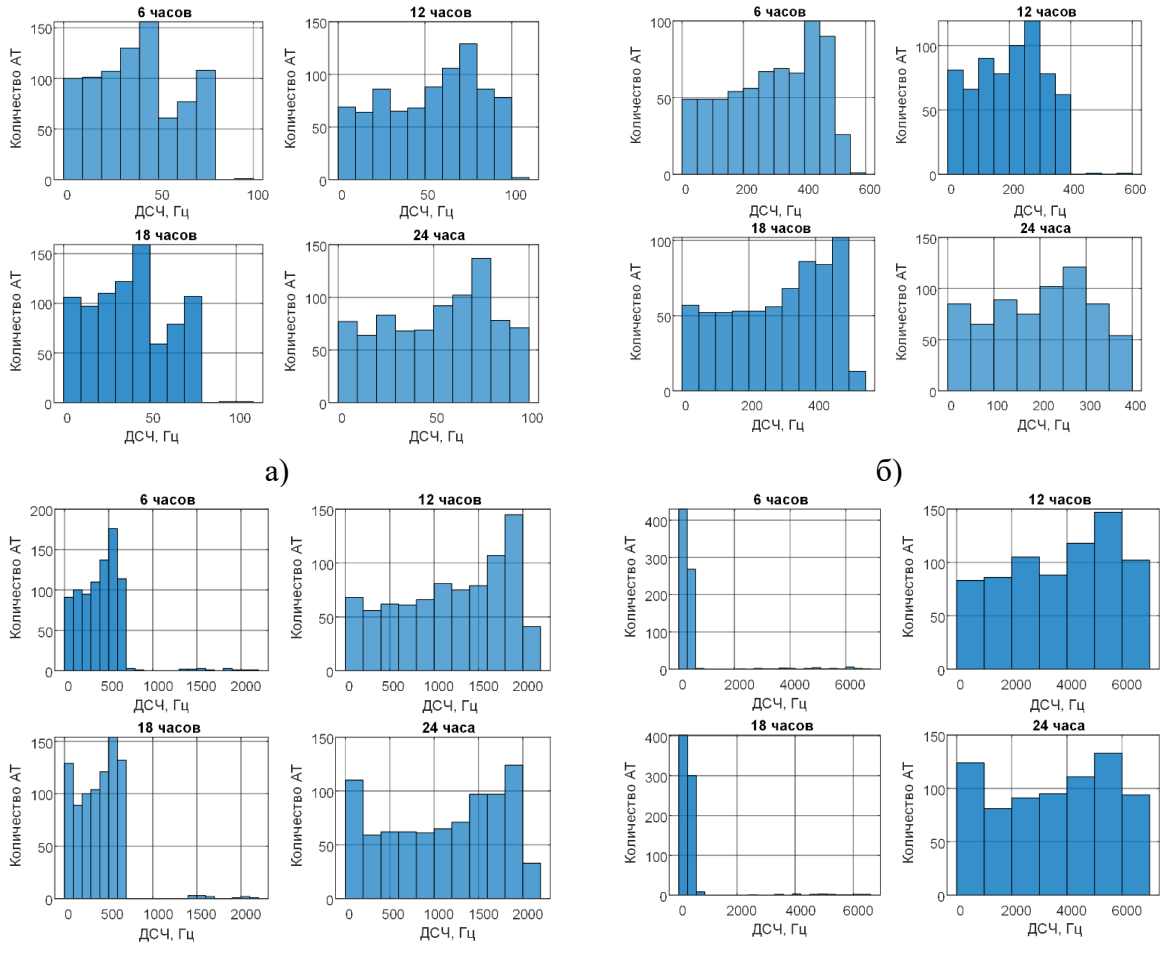


б)



в) г)

Рис. 5. Статистическое распределение радиальной скорости СР относительно позиций АТ в границах глобальной ЗРВ для различных сегментов орбитальной траектории: а) «Сиракуз-3А»; б) «Интелсат 905»; в) «Нсс-7»; г) «Уфо-10»



а) б)

в) г)

Рис. 6. Результаты статистического анализа ДСЧ сигналов $f_{д}^{(\Sigma)}(t)$ для различных сегментов орбитальной траектории: а) «Сиракуз-3А»; б) «Интелсат 905»; в) «Нсс-7»; г) «Уфо-10»

На основе данных, представленных на рисунках 5 и 6, можно сформулировать следующие аналитические выводы:

1) Величина радиальной скорости $V_{r_j}(t)$ детерминирована угловым положением СР относительно перигея его орбиты. В точках апогея и перигея (соответствующих 6 и 18 часам на рисунке 5) данная скорость стремится к нулю. Пиковые же значения фиксируются в положениях, где аргумент широты составляет 90^0 и 270^0 (соответствует 12 и 24 часам на рисунке 5).

2) При нахождении СР вблизи экваториальной плоскости в границах ЗРВ, вариации ДСЧ $f_{д}^{(\Sigma)}(t)$ распределены практически симметрично относительно нулевой отметки (интервалы 6 и 18 часов на рисунке 6). В точках траектории, максимально удаленных от экватора, данная симметрия нарушается, и подобная закономерность не прослеживается (интервалы 12 и 24 часа на рисунке 6).

С учетом законов небесной механики, движение СР по замкнутым траекториям характеризуется чередованием фаз ускорения, замедления и кратковременной стагнации в точках инверсии знака радиальной скорости. Для орбиты в форме «восьмерки» пиковые значения скорости СР относительно поверхности Земли приходятся на моменты пересечения экватора (12 и 24 ч на рисунке 5), тогда как минимальные или нулевые показатели фиксируются в вершинах траектории (6 и 18 ч на рисунке 5).

3) Сопоставление данных на рисунках 5 и 6 подтверждает прямую зависимость: рост радиальной скорости СР относительно АТ влечет за собой увеличение значений ДСЧ. Это позволяет прогнозировать динамику смещения несущей частоты компонентного сигнала в аддитивной смеси на основе изменения пространственного положения объектов системы.

Следовательно, результаты моделирования (рисунки 5, 6) коррелируют с теоретическими расчетами (рисунок 3, таблица 1). Это подтверждает значительное влияние геометрии системы на отклонение спектров несущих аддитивных компонентных сигналов от их номиналов в точке приема НСН, вызванное доплеровским эффектом.

3. Для подтверждения наличия временных интервалов, в которых рассогласование несущих частот компонентных сигналов в составе аддитивной смеси с СНЧ достигает значимых величин (таблица 2), проведем расчет смещения частот для АТ с фиксированными координатами (таблица 4). Оценка выполняется в границах глобальной ЗРВ связных спутников (таблица 3) на суточном цикле наблюдения T в условиях динамической трансформации геометрии элементов ССС.

Таблица 4. Исходные данные для имитационного моделирования

Географические координаты *j*-го АТ	Наклонение СР, град			
	0,804	2,374	5,605	8,558
АТ1	51^0 с.ш.; $0{,}1^0$ з.д.	55^0 с.ш.; 20^0 в.д.	69^0 с.ш.; 60^0 з.д.	53^0 с.ш.; 13^0 в.д.
АТ2	77^0 с.ш.; 16^0 в.д.	64^0 с.ш.; 18^0 з.д.	59^0 с.ш.; 80^0 з.д.	51^0 с.ш.; $0{,}1^0$ з.д.
АТ3	64^0 с.ш.; 18^0 з.д.	39^0 с.ш.; 35^0 в.д.	44^0 с.ш.; 84^0 з.д.	44^0 с.ш.; 85^0 з.д.
АТ4	$0{,}4^0$ с.ш.; 54^0 в.д.	$0{,}6^0$ с.ш.; 27^0 з.д.	39^0 с.ш.; 35^0 в.д.	$0{,}4^0$ с.ш.; 16^0 в.д.
АТ5	33^0 ю.ш.; 23^0 з.д.	71^0 ю.ш.; 55^0 з.д.	$0{,}3^0$ с.ш.; 16^0 в.д.	36^0 ю.ш.; 71^0 з.д.
АТ6	22^0 ю.ш.; 120^0 в.д.	57^0 с.ш.; 19^0 з.д.	72^0 ю.ш.; $6{,}2^0$ з.д.	34^0 ю.ш.; 20^0 в.д.

На рисунке 7 продемонстрировано пространственное распределение АТ и НСН относительно траектории проекции подспутниковой точки квазигеостационарного СР («Нсс-7») с углом наклонения $5{,}6^0$.

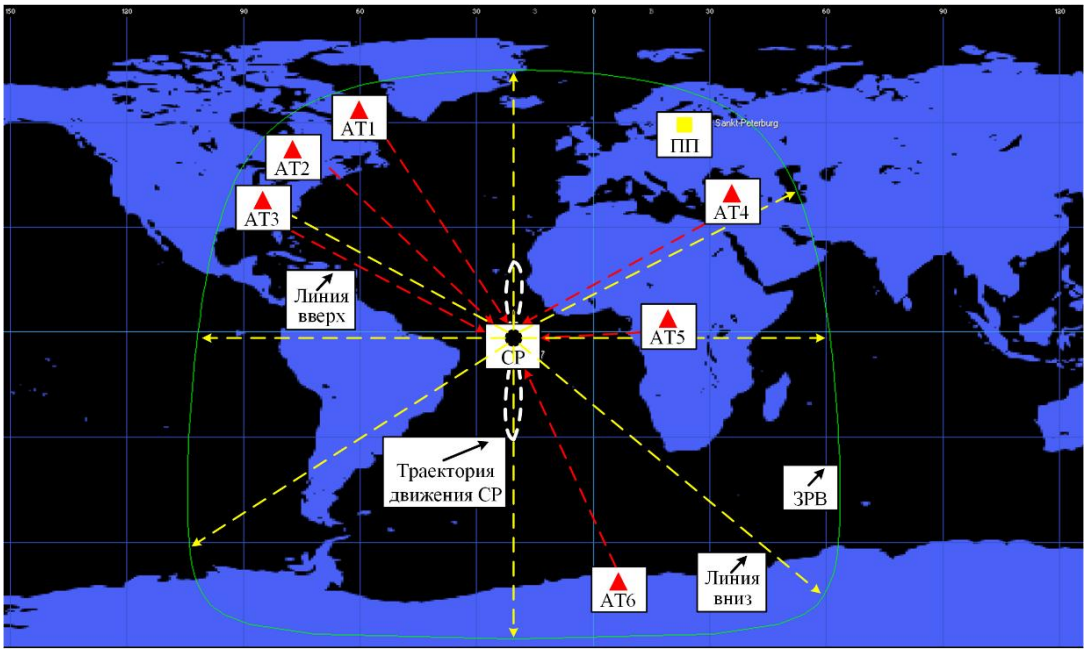
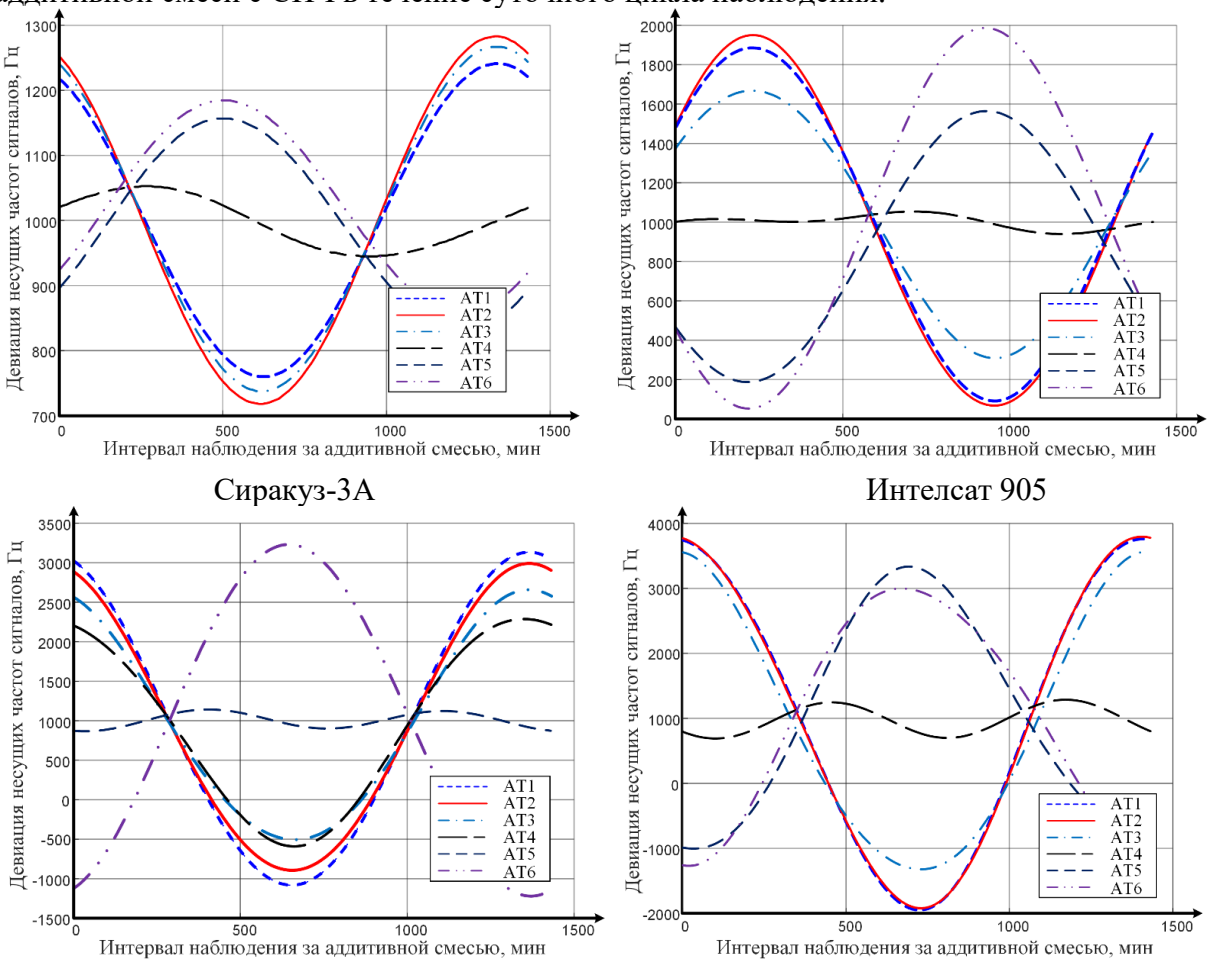


Рис. 7. Пространственная конфигурация расположения абонентских терминалов и СР

На рисунке 8 продемонстрированы результаты имитационного моделирования процесса оценки частотных сдвигов $\hat{f}_{д_j}^{(\Sigma)}(t)$ для компонентных сигналов в составе аддитивной смеси с СНЧ в течение суточного цикла наблюдения.



Сиракуз-3А | Интелсат 905

Нсс-7 | Уфо-10

Рис. 8. Динамика $\hat{f}_{д_j}^{(\Sigma)}(t)$ для различных конфигураций ССС

Анализ данных на рисунке 8 позволяет сделать следующие выводы:

1) Сдвиг несущей частоты сигнала j-го АТ определяется его географическим положением относительно орбитальной траектории СР (таблица 4, рисунок 7). Полученные графики подтверждают наличие временных периодов значимого рассогласования частот компонентных сигналов в составе аддитивной смеси на интервале наблюдения $[0,T]$.

2) Часть функциональных зависимостей частотного сдвига $\Delta\hat{f}_j^{(\text{нес})}(t_n)$ (12) не обладает достаточной различимостью из-за влияния шумовой составляющей и специфики геометрии ССС. Например, на рисунке 8 (а, б, в) разность оценок частот абонентов № 1 и № 2 в течение 24 часов не превышает 10–15 Гц. Согласно условию (13), это значение меньше порогового уровня рассогласования, необходимого для идентификации нескольких компонентных сигналов в аддитивной смеси при заданной кратности манипуляции (таблица 1).

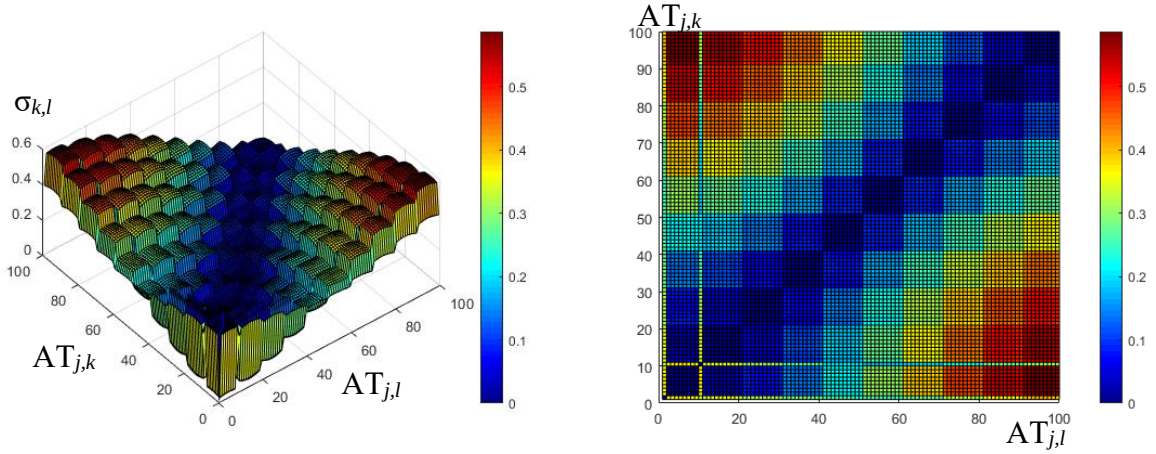
Результаты моделирования подтверждают существование функциональной зависимости (12) и интервалов частотного рассогласования (13) в условиях динамической трансформации пространственного положения элементов ССС.

3) Для количественной оценки различий между зависимостями (12) рассчитаем среднеквадратическое отклонение (СКО) невязки парных измерений несущих частот для 100 абонентов в глобальной ЗРВ СР «Сиракуз-3А» и «Уфо-10» (таблица 3). Расчет СКО невязки выполним по следующей формуле:

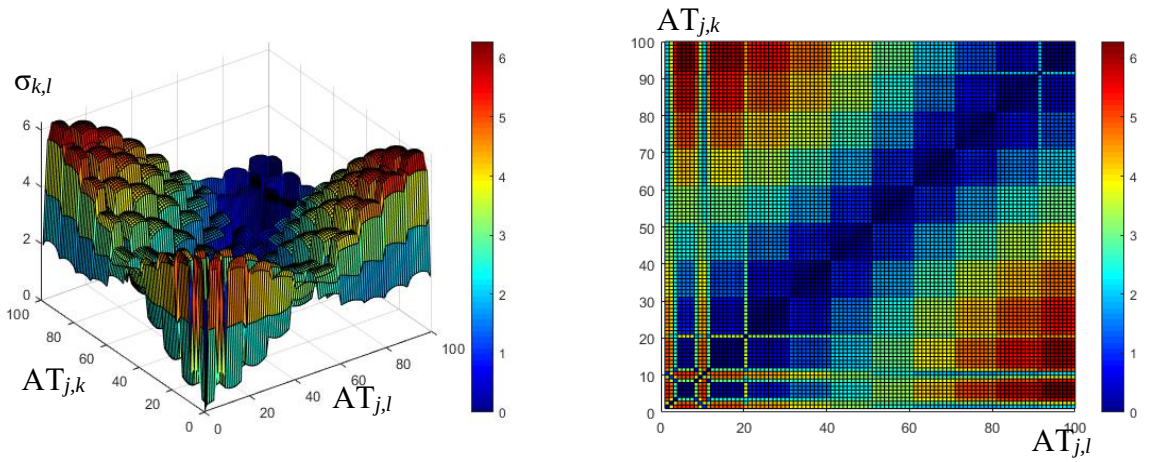
$$\sigma(\mathrm{AT}_j^{(k_m)}, \mathrm{AT}_j^{(l_m)}) = \sqrt{\frac{\left(\sum_{n=0}^{N}\left(f_{\text{д}_{j,k_m}}^{(\Sigma)}(t_n) - f_{\text{д}_{j,l_m}}^{(\Sigma)}(t_n)\right)\right)^2}{N}}, \qquad (14)$$

где k_m – порядковый номер строки элемента по долготе координатной сетки, соответствующего j-му АТ в глобальной ЗРВ СР (рисунок 7), и соответствующее ему значение ДСЧ $f_{\text{д}_{j,k_m}}^{(\Sigma)}(t_n)$, $m = \{1(1)10\}$ на интервале наблюдения $[0,T]$;

l_m – порядковый номер столбца элемента по широте координатной сетки, соответствующего j-му АТ в глобальной ЗРВ СР (рисунок 7), и соответствующее ему значение ДСЧ $f_{\text{д}_{j,l_m}}^{(\Sigma)}(t_n)$, $m = \{1(1)10\}$ на интервале наблюдения $[0,T]$.



Сиракуз-3А



Уфо 10

Рис. 9. Распределение значений СКО невязки $\sigma\left(\mathrm{AT}_j^{(k_m)}, \mathrm{AT}_j^{(l_m)}\right)$ для 100 АТ в глобальной ЗРВ (представлено в различных проекциях; цветовая шкала соответствует величине СКО)

Анализ данных на рисунке 9 показывает, что для превалирующей части глобальной ЗРВ (около 82,3% площади) значения СКО невязки функциональных зависимостей (12) распределены в диапазонах от 0,06 до 0,57 (рисунок 9, «Сиракуз-3А») и от 0,7 до 5,8 (рисунок 9, «Уфо 10»).

Характер изменения оценок частотного сдвига компонентных сигналов в составе аддитивной смеси (рисунок 8) близок к гармоническому, что обосновывает возможность их аппроксимации. Согласно результатам исследования [6], при СКО погрешности оценки несущей в интервале 1-200 Гц ошибка аппроксимации не выходит за пределы 3 Гц. Даже при существенном росте доплеровской амплитуды (рисунок 6, б, в, г) данная погрешность стабилизируется на уровне 3,1 Гц. Это позволяет сделать вывод о гарантированной разрешимости КИП компонентных сигналов аддитивной смеси с СНЧ даже в условиях воздействия инструментальных ошибок измерения ДСЧ (рисунок 10).

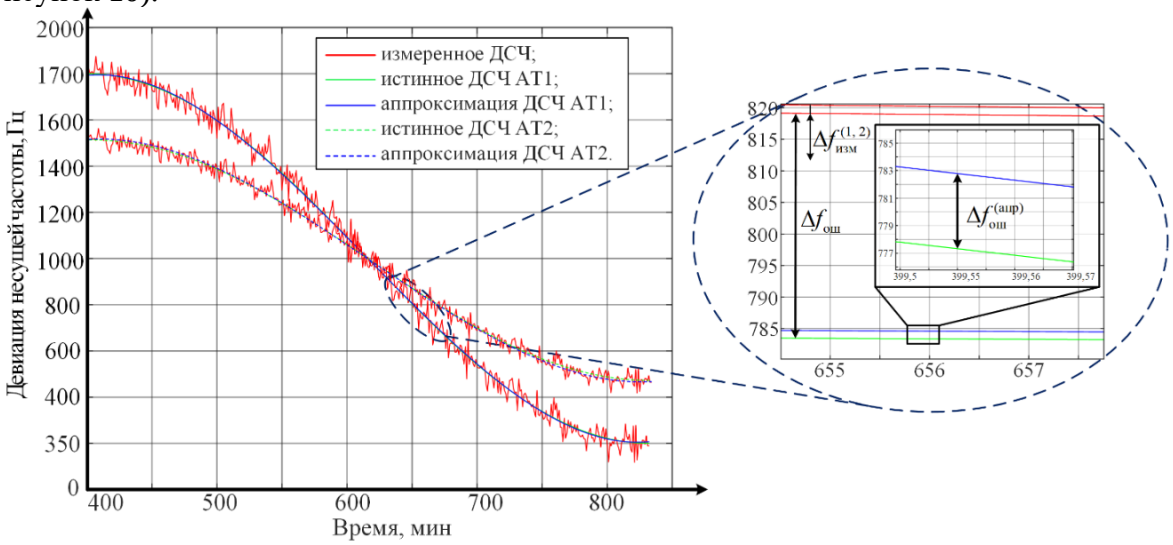


Рис. 10. Результаты аппроксимации ДСЧ для компонентных сигналов от двух АТ

Полученные данные подтверждают наличие значимого частотного рассогласования спектров несущих колебаний компонентных сигналов $\Delta\tilde{f}_{1,2}^{(\text{нес})}$. Это обеспечивает достоверную идентификацию и оценку несущей частоты каждого сигнала в составе аддитивной смеси, регистрируемой НСН, более чем в 80 % сценариев

(рисунок 9). Данный факт обосновывает практическую значимость разработанного метода анализа КИП для эффективного решения задач геолокации АТ несанкционированных пользователей спутникового ресурса.

4. Заключение

На базе разработанной математической модели аддитивной смеси абонентских сигналов с СНЧ, учитывающей динамику пространственной конфигурации элементов ССС, исследованы закономерности трансформации сигнальных параметров. Установлено, что нестационарность геометрии системы обеспечивает спектральную разрешимость сигналов АТ при использовании алгоритмов квадратичного преобразования и эффекта свертки спектра фазоманипулированных колебаний.

Научная и практическая значимость работы заключается в определении пороговых условий взаимного расположения СР и абонентских терминалов, при которых возможна селекция и оценка КИП аддитивных компонентных сигналов на интервале наблюдения. В частности, показано, что для надежного различения сигналов угловое разнесение между АТ должно составлять не менее 2^0, по широте и не менее 3^0 по долготе (в зависимости от конкретных географических координат, таблица 4, рисунок 8). С учетом параметров зон радиовидимости квазигеостационарных СР и полученных значений СКО невязки (рисунок 9), доказана возможность достоверного оценивания КИП для эффективного решения прикладных задач геолокации нелегитимных пользователей спутникового ресурса.

Литература

1. Вахрушева А.А. Технологии позиционирования в режиме реального времени. Вестник СГУиТ. 2017. Том 22 № 9. С. 170 177. https://elibrary.ru/item.asp?id=17732844.
2. Нормы Государственной комиссии по радиочастотам 17-13. Радиопередатчики всех категорий гражданского применения. Требования на допустимые отклонения частоты с изменениями от 07.2015.
3. Dankenberg M. Paired Carrier Multiple Access (PCMA) for Satellite Communications. Proceeding of Pacific Telecommunications Conference. 1998.
4. Волков С. А. Применение способа совместного оценивания при ведении радиомониторинга сигналов с совмещением несущих в системах спутниковой связи. Телекоммуникации. 2010. № 7. С. 24 31.
5. Еремеев И.Ю., Семенюк С.С., Саниев Р.Р., Передрий А.В. Геолокация земных станций спутниковой связи доплеровским методом по излучениям спутника ретранслятора в условиях неопределенности номинала несущей частоты. Научно-технический журнал «Вопросы оборонной техники Серия 16. Технические средства противодействия терроризму». 2022. Выпуск (167-168). № 5-6. С. 3-12. http://vot16.ru/arhiv_vot/2022/vypusk_167_-_168/.
6. Передрий А.В., Саниев Р.Р., Семенов К.В., Семенюк С.С. Методика оценивания частотного сдвига сигналов с совмещением несущих частот на основе априорных сведений о синхрокомбинации канального уровня. Журнал радиоэлектроники [электронный ресурс]. 2022. № 6. http://jre.cplire.ru/jre/jun22/4/text.pdf.
7. Еремеев И.Ю., Теремов М.П. Обнаружение сигналов с ФМн-2 на основе локальной свертки спектра. Материалы XVII межвузовской военно-научной конференции. – Череповец: ЧВИИРЭ, 2006. – С. 83-85.
8. Маринин В.М., Саниев Р.Р., Семенов К.В., Семенюк С.С. Модель оценивания вектора скорости спутника-ретранслятора по сигналам трех реперных станций.

Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2021. Вып. 677. С. 98 –106. https://www.elibrary.ru/item.asp?id=46635758.
9. Палей А.С. Методы распознавания радиоизлучений спутниковых ретрансляторов с наложением спектров по технологии «несущая в несущей». Сборник докладов XX межвузовской военно-научной конференции. – Череповец: ВА МО РФ (филиал, г. Череповец, Вологодская обл.), 2012.
10. Сизов А.С., Топалов С.А. Метод демодуляции сигналов систем спутниковой связи с совмещением несущих частот в условиях априорной неопределенности. Часть 1. Оценка параметров положения точек созвездия сигналов с совмещением несущих частот. Телекоммуникации. 2015. №9. С. 19-26. https://www.elibrary.ru/item.asp?id=24236348.
11. Абакумов А.Н. Анализ особенностей движения космического аппарата-ретранслятора по квазистационарной орбите для решения задачи определения местоположения источников радиоизлучения. Сборник докладов Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского. – СПб.: ВКА, 2015. – №1(646). – С. 7 – 17.
12. Уткин В.В., Коликов И.В., Босый А.С. Способ оценки параметров движения источника радиоизлучения, размещенного на беспилотном летательном аппарате самолетного типа, на основе эффекта Доплера. Элетромагнитные волны и электронные системы. – 2020. – Т. 25, № 6. – 32-37. – EDN DGYZNG.
13. Семенюк С.С., Печурин В.В., Саниев Р.Р. Оценивание возможностей повышения точности определения местоположения космических аппаратов разностно-дальномерным методом путем аппроксимации оценок координат. Электромагнитные волны и электронные системы. 2022. Т. 27. № 4. С. 41-48. DOI 10.18127/j5604128-202204-05.

REFERENCES

1. Vakhrusheva A.A. Real-time positioning technologies. Vestnik Sibirskogo gosudarstvennogo universiteta geosistem i tekhnologii [Bulletin of the Siberian State University of Geosystems and Technologies]. V.22. № 9. 2017. Том 22. P. 170 177. https://elibrary.ru/item.asp?id=17732844. (In Russian)
2. Norms of the State Commission on Radio Frequencies 17-13. Radio transmitters of all categories of civil use. Requirements for permissible frequency deviations with changes from 07.2015.
3. Dankenberg M. Paired Carrier Multiple Access (PCMA) for Satellite Communications. Proceeding of Pacific Telecommunications Conference. 1998.
4. Volkov S.A. Application of the method of joint estimation in the conduct of radio monitoring of signals with the combination of carriers in satellite communication systems. Telecommunications. 2010. N.7. P. 24-31. (In Russian)
5. Eremeev I. I.Yu., Semenyuk S.S., Saniev R.R., Peredrii A.V. Geolocation of earth stations of satellite communications by the Doppler method based on emissions of a repeater satellite under conditions of uncertainty of the carrier frequency rating. Nauchno-tekhnicheskiy zhurnal «Voprosy oboronnoy tekhniki Seriya 16. Tekhnicheskiye sredstva protivodeystviya terrorizmu» [Scientific and technical journal «Issues of defense technology Series 16. Technical means of countering terrorism»] R. (167-168). N. 5-6. 2022. P. 3-12. http://vot16.ru/arhiv_vot/2022/vypusk_167_-_168/. (In Russian)
6. Peredrii A.V., Saniev R.R., Semenov K.V., Semenyuk S.S. Technique for fstimating the frequency shift of signals with carrier frequency alignment based on a priori information about the link layer synchronization combination. Zhurnal radioelektroniki [Journal of Radio Electronics]. N. 6. 2022. http://jre.cplire.ru/jre/jun22/4/text.pdf. (In Russian)

7. Eremeev I.Yu., Teremov A.P. Detection of signals from BPSK based on local convolution of the spectrum. Proceedings of the XVII Interuniversity military scientific conference. Cherepovets.: 2006. P. 83-85. (In Russian)
8. Marinin V.M., Saniev R.R., Semenov K.V., Semenyuk S.S. Model for estimating the velocity vector of a relay satellite from the signals of three reference stations. Trudy Voenno-kosmicheskoi akademii imeni A.F, Mozhaiskogo [Proceedings of the A.F. Mozhaisky Military Space Academy]. V.677. 2021. P. 98-106. https://www.elibrary.ru/item.asp?id=46635758 (In Russian)
9. Palei A.S. Methods for recognizing radio emissions from satellite repeaters with superposition of spectra using the «carrier-in-carrier» technology. Sbornik dokladov XX mezhvuzovskoy voyenno-nauchnoy konferentsii [Collection of reports XX interuniversity military scientific conference]. Cherepovets: VA MO RF (branch, Cherepovets, Vologda region).2012. (In Russian)
10. Sizov A.S., Topalov S.A. Method of demodulation of signals of satellite communication systems with the combination of carrier frequencies under conditions of a priori uncertainty. Part 1. Estimation of the parameters of the position of the points of the constellation of signals with the combination of carrier frequencies. Telekommunikatsii [Telecommunications]. 2015. №9. P. 19-26. https://www.elibrary.ru/item.asp?id=24236348 (In Russian)
11. Abakumov A.N. Analysis of the features of the movement of a spacecraft-relay along a quasi-stationary orbit to solve the problem of determining the location of radio emission sources. Sbornik dokladov Voyenno-kosmicheskoy akademii imeni A.F.Mozhayskogo [Collection of reports of the Military Space Academy named after A.F. Mozhaisky Saint Petersburg: VKA. V. 646. N. 1. 2015. P. 7 – 17. (In Russian)
12. Utkin V.V., Kolikov I.V., Bosyi A.S. The method of estimating the parameters of movement of radio radiation, placed on an unmanned aircraft based on the Doppler effect. Elektromagnitnyye volny i elektronnyye sistemy [Electromagnetic waves and electronic systems]. V. 25. N. 6. 2020. P. 32-37. EDN DGYZNG. (In Russian)
13. Semenyuk S.S., Pechurin V.V., Saniev R.R. Estimation of the possibilities of increasing the accuracy of determining the location of spacecraft by the difference-range method by approximating the estimates of coordinates. Elektromagnitnyye volny i elektronnyye sistemy [Electromagnetic waves and electronic systems]. V. 27. N. 4. 2022. P. 41-48. DOI 10.18127/j5604128-202204-05. (In Russian)

АЛГОРИТМ РАЗДЕЛЕНИЯ ВОЛН АКУСТИЧЕСКОГО КАРОТАЖА

С. А. Переселков[1], В. М. Кузькин[2], А. С. Переселков[1], Л. Н. Попова[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]Институт общей физики РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия

Аннотация. В работе представлен алгоритм разделения волн акустического каротажа в процессе бурения на основе голографических методов обработки сигналов. Алгоритм основан на применении двумерного преобразования Фурье к фазокорреляционным диаграммам. Эффективность предложенного подхода продемонстрирована на результатах обработки акустических сигналов трёхэлементного устройства «Горизонт-90-ВАК», предназначенного для измерения параметров упругих волн, генерируемых в горных породах электроакустическим излучателем.

Ключевые слова: акустический каротаж в процессе бурения; диагностические волны; обсадная волна; фазово-корреляционная диаграмма; двумерное преобразование Фурье.

WAVE SEPARATION ALGORITHM FOR ACOUSTIC LOGGING

S. A. Pereselkov[1], V. M. Kuz'kin[2], A. S. Pereselkov[1], L. N. Popova[1]
[1] Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2] Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences (GPI RAS), Moscow, Russia

Abstract. This paper presents a wave separation algorithm for acoustic logging while drilling based on holographic signal processing methods. The algorithm is based on the application of the two-dimensional Fourier transform to phase-correlation diagrams. The effectiveness of the proposed approach is demonstrated on the results of acoustic signal processing from a three-element device "Gorizont-90-VAK", designed to measure the parameters of elastic waves generated in rock formations by an electroacoustic transducer.

Keywords: acoustic logging while drilling; diagnostic waves; collar wave; phase-correlation diagram; two-dimensional Fourier transform.

1. Введение

Акустический каротаж (АК) является одним из ключевых методов геофизических исследований скважин, позволяющим по параметрам распространения и затухания упругих волн оценивать пористость, литологический состав и характер насыщения горных пород. В современных условиях всё более востребована технология акустического каротажа в процессе бурения (Acoustic Logging While Drilling, ALWD), поскольку она обеспечивает получение информации о свойствах разреза в режиме, близком к реальному времени.

Практическое применение ALWD осложняется наличием интенсивных помеховых компонент волнового поля, прежде всего корпусной (casing) волны, распространяющейся вдоль металлического корпуса инструмента или бурильной колонны. Корпусная волна накладывается на диагностические волны, распространяющиеся в породе, что существенно затрудняет их выделение и приводит к снижению точности определения времён прихода продольных и поперечных волн, а следовательно, и к ухудшению оценки скоростей и упругих параметров пород.

Существуют два основных подхода к подавлению корпусной волны в задачах акустического каротажа. Первый подход является конструктивным и основан на

модификации конструкции инструмента, например, использовании канавок, демпфирующих элементов или промежуточных слоёв с отличающимися акустическими свойствами. Однако такие решения, как правило, ограничены требованиями прочности, надёжности и технологичности бурильного оборудования. Второй подход является алгоритмическим и основан на цифровой обработке зарегистрированных сигналов. Алгоритмические методы наиболее полно разработаны для многоэлементных приёмных систем, тогда как для низкоэлементных систем (в частности, с двумя приёмниками) сохраняется дефицит эффективных и устойчивых методов подавления корпусной волны.

В статье, положенной в основу данной выпускной квалификационной работы, предложен голографический метод разделения компонент волн акустического каротажа при бурении, ориентированный именно на низкоэлементные приёмные системы. Метод основан на применении двумерного преобразования Фурье к фазо-корреляционной диаграмме (ФКД), формируемой в координатах «глубина–время». Ключевая идея метода заключается в том, что после преобразования спектральные плотности диагностических волн (прежде всего продольной P олны и поперечной S олны) и корпусной волны локализуются в непересекающихся областях голограммы. Это позволяет осуществить их разделение путём фильтрации в спектральной области с последующим восстановлением «очищенной» фазо-корреляционной диаграммы с использованием обратного преобразования Фурье.

Эффективность предложенного подхода продемонстрирована на данных серийного прибора акустического каротажа при бурении, содержащего излучатель и два приёмника. Показано, что после голографической фильтрации удаётся выделить волновые пакеты продольных и поперечных волн и оценить их скорости распространения в горных породах.

Целью работы является разработка и обоснование алгоритма голографической обработки сигналов акустического каротажа при бурении, направленного на подавление корпусной волны и повышение надёжности выделения диагностических волн в низкоэлементной приёмной системе.

Для достижения поставленной цели в работе предполагается решение следующих задач:

1. анализ волновой картины акустического каротажа и причин доминирования корпусной волны в измерениях;
2. обзор существующих конструктивных и алгоритмических методов подавления корпусной волны и анализ их применимости к низкоэлементным системам;
3. описание математической модели фазо-корреляционной диаграммы и процедуры голографической обработки, включающей двумерное преобразование Фурье, локализацию спектральных областей, фильтрацию и обратное преобразование;
4. реализация вычислительного алгоритма обработки данных и подбор параметров обработки (окна по глубине и времени, шаг дискретизации, маски фильтрации);
5. обработка экспериментальных или тестовых данных акустического каротажа, сравнение сигналов и спектрограмм до и после фильтрации;
6. расчёт интервальных времён прихода и скоростей продольных и поперечных волн, а также анализ устойчивости полученных оценок к шуму и выбору параметров фильтрации;
7. формулировка рекомендаций по применению метода в практических задачах ALWD и определение направлений его дальнейшего развития.

Объектом исследования в данной работе являются волновые поля акустического каротажа при бурении в скважине, регистрируемые приёмниками акустического давления или скорости.

Предметом исследования являются алгоритмы разделения диагностических и помеховых волн, прежде всего корпусной волны, на основе голографической обработки фазо-корреляционных диаграмм.

В работе используются методы двумерного преобразования Фурье, спектральной фильтрации, анализа временных реализаций и спектрограмм сигналов, а также методы оценки времён прихода и скоростей распространения упругих волн.

Практическая значимость работы заключается в том, что предложенный алгоритмический подход позволяет повысить качество выделения диагностических волн без усложнения конструкции каротажного инструмента и может быть применён в системах акустического каротажа при бурении с малым числом приёмников, что имеет важное значение для реальных ALWD-комплексов.

2. Обработка фазокорреляционной диаграммы

ФКД представляет собой интерференционную картину звукового давления $s(z,t)$ параметрах глубины и времени (z,t) омпонентов волнового акустического каротажа (ВАК). Она формируется для каждого приемного элемента путем регистрации временной зависимости сигналов в момент срабатывания излучателя. На выбранном горизонте в заданном временном интервале диагностические волны и корпусная волна приходят на приемники в разных фазах. Разница во времени между этими волнами определяется их скоростями распространения и расстоянием между приемниками.

Метод модифицируется путем применения двумерного преобразования Фурье к ФКД:

$$F(k,v)=\int_{z_1}^{z_2},\int_{t_1}^{t_2} s(z\ t)\exp\left[i(zk-tv)\right]dzdt, \qquad (1)$$

где k, v соответственно волновое число и частота голограммы; (z_1,z_2) (t_1,t_2) интервалы глубины и времени, в которых формируется голограмма. Спектральная плотность голограммы локализуется в узкой области в виде фокальных пятен. Из-за различия в дисперсионных характеристиках волн ВАК их спектральные плотности на голограмме располагаются в разных областях. Спектральная плотность волн, для которых условия распространения меняются с глубиной (продольные и поперечные волны), сосредоточена в основном вдоль полос, параллельных оси k. Если условия распространения меняются незначительно или остаются постоянными (поверхностные и корпусные волны), спектральная плотность сосредоточена на оси v.

Важной особенностью голографической обработки ФКД является ее высокая помехоустойчивость. Отношение сигнал/помеха S/I а выходе q ценивается как:

$$q \approx q_0 J\gamma, \qquad J=\frac{\Delta z}{\delta z}, \qquad \gamma=\frac{D_n}{D_p}, \qquad (2)$$

где q_0 входное отношение S/I, $J=\Delta z/\delta z$ количество накопленных реализаций при формировании ФКД, $\gamma=D_n/D_L$ Здесь δz шаг дискретизации по глубине; D_p D_r площади областей голограммы, где распределены спектральные плотности волн ВАК и помех соответственно.

3. Экспериментальные результаты обработки данных АВКБ

Демонстрация проведена на данных испытательной скважины, полученных серийным трёхэлементным прибором Gorizont-90-VAK (один излучатель S и два приёмника давления Q_1, Q_2). Расстояние от излучателя до Q_1: $l_1 = 3.2$ м; межприёмный интервал $\Delta l = 0.5$ м. Спектр возбуждения сосредоточен в диапазоне 1–60 кГц, шаг по глубине $\delta z = 0.2$ м.

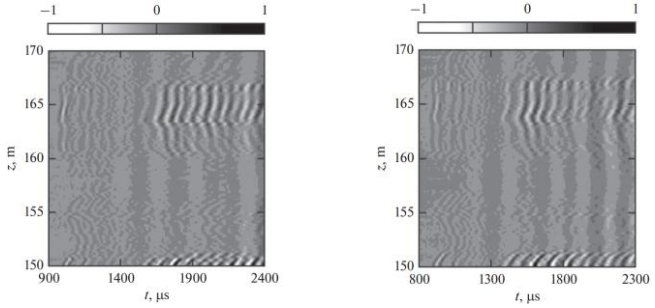


Рис. 1. Фрагменты нормированной фазо-корреляционной диаграммы:
(a) Q1 и (b) Q2.

Для иллюстрации выбраны фрагменты ФКД на глубинах 151–160 м и в окнах времени 800–1380 мкс (для Q_1) и 900–1560 мкс (для Q_2), где диагностические сигналы плохо различимы на фоне обсадной волны (Рис. 1). После построения голограмм (Рис. 2) выполнено подавление вкладов St и C в спектральной области, что наглядно проявляется в голограммах после фильтрации (Рис. 3) и приводит к восстановлению упорядоченного волнового пакета P/S.

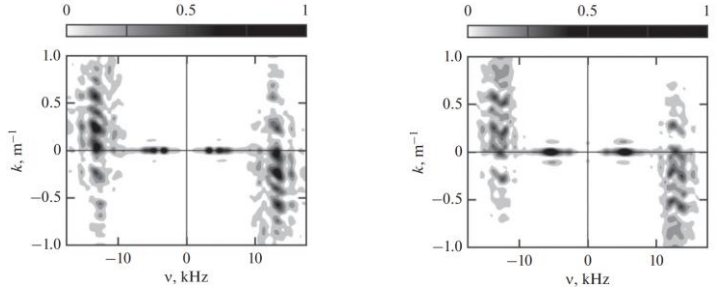


Рис. 2. Нормированные голограммы фрагментов фазо-корреляционной диаграммы:
(a) Q1 и (b) Q2.

Скорость выбранной волны оценивалась по межприёмной задержке:

$$u = \frac{\Delta l}{\Delta t}, \qquad \Delta t = t_2 - t_1, \tag{3}$$

где t_1, t_2 — моменты прихода волны на Q_1 и Q_2. Для горизонта $z \approx 157 – 157.5$ м получены времена прихода $t_{P1} = 897.96$ мкс, $t_{P2} = 987.50$ мкс и $t_{S1} = 1518.37$ мкс, $t_{S2} = 1716.67$ мкс, что даёт оценки скоростей $u_P \approx 5.58$ км/с и $u_S \approx 2.52$ км/с.

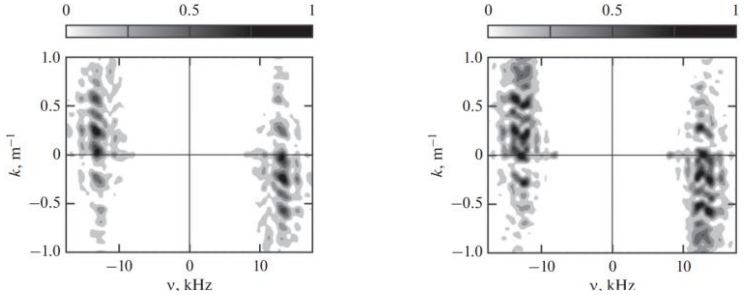


Рис. 3. Нормированные голограммы фрагментов фазо-корреляционной диаграммы с отфильтрованными волнами:
(a) Q1 и (b) Q2.

После фильтрации основная энергия P/S-волн концентрируется в диапазоне примерно 1–15 кГц; спектрограммы до/после фильтрации в исходной статье получены оконным преобразованием Фурье [15].

4. Заключение

Предложена и экспериментально показана голографическая схема подавления обсадной волны C в двухприёмной системе ALWD: формирование ФКД, переход в область (k,ν) с помощью двумерного преобразования Фурье, спектральная фильтрация областей, соответствующих C и поверхностным волнам, восстановление очищенной ФКД обратным преобразованием. Метод обеспечивает выделение P- и S-волн и позволяет оценивать их скорости распространения в породе по межприёмной задержке, что важно для дальнейшей интерпретации упругих свойств.

В дальнейших исследованиях предполагается более детально изучить применение голографических методов для обработки сигналов акустического каротажа. Разрабатываемые методы основаны на устойчивых свойствах интерференционной структуры, формируемой звуковыми источниками [12-14,16-18]. Характер и пространственное расположение интерференционных полос определяются частотным диапазоном, параметрами волновода, а также скоростью и направлением движения источника. Голографические методы обнаружения и локализации источников в низко- и высокочастотных диапазонах [19-22] характеризуются высокой помехоустойчивостью, слабой зависимостью от вариаций океанологических параметров и устойчивой работой в условиях пространственно-временной нестационарности среды [23-29]. Совмещение голографической обработки с алгоритмами оценки глубины [30, 31] обеспечивает эффективное решение задач мониторинга подводной обстановки, включая обнаружение [32, 33], разрешение целей [34-36], пеленгование [37-39], а также оценку дальности, радиальной скорости [12-14,16,17] и глубины малошумных подводных аппаратов. Дополнительными преимуществами голографического подхода являются возможность реализации адаптивных алгоритмов [41–42], модовой селекции в регулярных и нерегулярных волноводах [43–45], а также повышенная фокусирующая способность по сравнению с методами обращения волнового фронта и временного реверса [46]. В работе [47] предложена реализация голографической обработки на основе дробного преобразования Фурье. Совокупность указанных свойств подтверждает перспективность голографических методов для обработки дифракционных акустических импульсов.

5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

Литература

1. Close D., Cho D., et al. The sound of sonic: A historical perspective and introduction to acoustic logging. // CSEG Rec. 2009. Т. 34. № 5. – С. 34–43.
2. Peterson E. W. Acoustic wave propagation along fluid-filled cylinder. // J. Appl. Phys. 1974. Т. 45. № 8. – С. 3340–3350.
3. Keller J. D. Acoustic wave propagation in composite fluid-saturated media. // Geophysics. 1989. Т. 54. № 12. – С. 1554–1563.

4. Wang H., Tao G., Fehler M. C. Investigation of the high-frequency wavefield of an off-center monopole acoustic logging-while-drilling tool. // Geophysics. 2015. Т. 80. № 4. – С. D329–D341.
5. Ji Y. Monopole collar wave characteristics for acoustic logging while drilling. // Wave Motion. 2019. Т. 90. – С. 66–81.
6. Ахметсафин Р. Д., Ахметсафина Р. З. Две вычислительные реализации скоростной фильтрации волновых форм акустического каротажа. // Geophysics. 2016. № 3. – С. 78–84.
7. Lu J. Q., Ju X. D., et al. Azimuthally acoustic logging tool to evaluate cementing quality. // J. Geophys. Eng. 2014. Т. 11. № 4.
8. Xu S., Zhuang C., et al. Acoustic source characterization for a logging while drilling tool. // J. Acoust. Soc. Am. 2018. Т. 144. № 3.
9. Lin N., Wang J., et al. Technical properties and application examples of the newest acoustic logging while drilling tools. // Pet. Drill. Tech. 2006. Т. 31. – С. 73–76.
10. Zhang K., Tan B., et al. Design of a new acoustic logging while drilling tool. // Sensors. 2021. Т. 21. № 13.
11. Ахметсафин Р. Д. О возможности фильтрации корпусной волны акустического каротажа, выполняемого во время бурения. // Каротажник. 2024. № 327 (1). – С. 137–142.
12. Pereselkov S. A., Kuz'kin V. M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Т. 151. № 2. – С. 666–676.
13. Ehrhardt M., Pereselkov S., et al. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // J. Sound Vib. 2023. Т. 544.
14. Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Голографические методы обработки гидроакустических сигналов (Обзор) // Акуст. журн. 2025. Т. 71. № 1. С. 96−117.
15. Harris F. J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. // Proc. IEEE. 1978. Т. 66. № 1. – С. 51–83.
16. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406−418.
17. Глущенко М.Ю., Кузькин В.М., Матвиенко Ю.В., Пересёлков С.А., Хворостов Ю.А., Ткаченко С.А. Голографический метод идентификации шумового подводного источника в мелком море // Акуст. журн. 2024. Т. 70. № 3. С. 67−77.
18. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Matvienko Y., Tkachenko S., Rybyanets P. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // J. Mar. Sci. Eng. 2024, 12, 704.
19. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33-45. (Kaznacheev I.V.,
20. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor’ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2017. Vol. 25. No. 4. P. 299-306.
21. Переселков С.А., Кузькин В.М., Кузнецов Г.Н., Просовецкий Д.Ю., Ткаченко С.А. Интерференционный метод оценки координат движущегося шумового источника в мелком море с использованием высокочастотных сигналов // Акуст. журн. 2020. Т. 66. № 4. С. 437-445.
22. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Куцов М.В., Переселков С.А. Интерференционная структура шумового поля движущегося источника в высокочастотном диапазоне // Изв. РАН. Сер. физ. 2021. Т. 85. № 6. С. 907-912.

23. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu.A., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
24. Badiey M., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. Phys. Wave Phenom., 2019, 27(4):313-319.
25. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2022. Т. 14. № 2. С. 197-204.
26. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Ладыкин Н.В., Куцов М.В. Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2023. Т. 15. № 3. С. 317-326.
27. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 1922.
28. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of Intense Internal Waves Traveling Along an Acoustic Path on Source Holographic Reconstruction in Shallow Water. // J. Mar. Sci. Eng. 2025, 13, P. 1409.
29. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt, M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Effects of Irregular Bathymetry on Hologram Formation of Moving Source in ShallowWater. // J. Mar. Sci. Eng. 2025, 13, P. 1775.
30. Беседина Т.Н., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 6. С. 718-728.
31. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. Vol. 24. No. 4. P. 310-316.
32. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. Обнаружение источника в диспергирующих средах // РЭНСИТ. 2019. Т. 11. № 3. С. 337–344.
33. Матвиенко Ю.В., Кузькин В.М., Переселков С.А., Ладыкин Н.В., Грачев В.И. Обнаружение и локализация шумового подводного источника в мелководной акватории на фоне интенсивного судоходства // РЭНСИТ. 2025. Т. 17. № 2. С. 211–220.
34. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 2. P. 150–159.
35. Кузькин В.М., Переселков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 3. С. 395–406. (Kuz'kin V.M.,
36. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. № 4. P. 290–299.
37. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 1. P. 63–73.
38. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. № 3. P. 237–241.

39. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Логачев В.В., Косенко И.М. Голографический метод обработки гидроакустических сигналов высокочастотного источника в мелком море // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. С. 545–554.
40. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. № 3. P. 267–273.
41. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. № 5. P. 382–391.
42. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Адаптивный алгоритм локализации шумовых подводных источников в мелководных акваториях // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. С. 533–544.
43. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 2. P. 111-118.
44. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 5. P. 314-320.
45. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Выделение мод шумового источника в мелком море методом голографической интерферометрии в присутствии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2022. Т. 14. № 3. С. 279-286.
46. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 559.
47. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source // Fractal Fract. 2025. Vol. 9. P. 715.

REFERENCES

1. Close, D., Cho, D., et al. The sound of sonic: A historical perspective and introduction to acoustic logging. // CSEG Rec. 2009, Vol. 34, No. 5. – Pp. 34–43.
2. Peterson, E.W. Acoustic wave propagation along fluid-filled cylinder. // J. Appl. Phys. 1974, Vol. 45, No. 8. – Pp. 3340–3350.
3. Keller, J.D. Acoustic wave propagation in composite fluid-saturated media. // Geophysics. 1989, Vol. 54, No. 12. – Pp. 1554–1563.
4. Wang, H., Tao, G., Fehler, M.C. Investigation of the high-frequency wavefield of an off-center monopole acoustic logging-while-drilling tool. // Geophysics. 2015, Vol. 80, No. 4. – Pp. D329–D341.
5. Ji, Y. Monopole collar wave characteristics for acoustic logging while drilling. // Wave Motion. 2019, Vol. 90. – Pp. 66–81.
6. Akhmetsafin, R.D., Akhmetsafina, R.Z. Two computational implementations of velocity filtering of acoustic logging waveforms. // Geophysics. 2016, No. 3. – Pp. 78–84.
7. Lu, J.Q., Ju, X.D., et al. Azimuthally acoustic logging tool to evaluate cementing quality. // J. Geophys. Eng. 2014, Vol. 11, No. 4.
8. Xu, S., Zhuang, C., et al. Acoustic source characterization for a logging while drilling tool. // J. Acoust. Soc. Am. 2018, Vol. 144, No. 3.
9. Lin, N., Wang, J., et al. Technical properties and application examples of the newest acoustic logging while drilling tools. // Pet. Drill. Tech. 2006, Vol. 31. – Pp. 73–76.

10. Zhang, K., Tan, B., et al. Design of a new acoustic logging while drilling tool. // Sensors. 2021, Vol. 21, No. 13.
11. Akhmetsafin, R.D. On the possibility of filtering the collar wave in acoustic logging while drilling. // Karotazhnik. 2024, No. 327 (1). – Pp. 137–142.
12. Pereselkov, S.A., Kuz'kin, V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // J. Acoust. Soc. Am. 2022, Vol. 151, No. 2. – Pp. 666–676.
13. Ehrhardt, M., Pereselkov, S., et al. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // J. Sound Vib. 2023, Vol. 544.
14. Kuz'kin, V.M., Pereselkov, S.A. Holographic methods of underwater acoustic signals processing: A review. // Acoust. Phys. 2025, Vol. 71, No. 1. – Pp. 80–100.
15. Harris, F.J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. // Proc. IEEE. 1978, Vol. 66, No. 1. – Pp. 51–83.
16. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Spectrogram and localization of a sound source in shallow water // Acoust. Phys. 2017. Vol. 63. No. 4. P. 449−461.
17. Glushenko M.Yu., Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Khvorostov Yu.A., Tkachenko S.A. Holographic method for localizing an underwater noise source in a shallow sea // Acoust. Phys. 2024. Vol. 70. No. 3. P. 494−502.
18. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Y., Tkachenko S., Rybyanets P. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // J. Mar. Sci. Eng. 2024, 12, 704.
19. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric method for detecting a moving sound source using a vector-scalar receiver // Acoust. Phys. 2018. Vol. 64. No. 1. P. 33-45.
20. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor'ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2017. Vol. 25. No. 4. P. 299-306.
21. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Interferometric method for estimating the coordinates of a moving noise source in shallow sea using high-frequency signals // Acoust. Phys. 2020. Vol. 66. No. 4. P. 437-445.
22. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Kutsov M.V., Pereselkov S.A. Interference structure of the noise field of a moving source in the high-frequency range // Bull. RAS: Phys. 2021. Vol. 85. No. 6. P. 907-912.
23. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu.A., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
24. Badiey M., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. Phys. Wave Phenom., 2019, 27(4):313-319.
25. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Holographic processing of moving sources in shallow sea in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2022. Vol. 14. No. 2. P. 197-204.
26. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Ladykin N.V., Kutsov M.V. Holographic method for localizing a moving sound source in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2023. Vol. 15. No. 3. P. 317-326.

27. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 1922.
28. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of Intense Internal Waves Traveling Along an Acoustic Path on Source Holographic Reconstruction in Shallow Water. // J. Mar. Sci. Eng. 2025, 13, P. 1409.
29. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt, M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Effects of Irregular Bathymetry on Hologram Formation of Moving Source in ShallowWater. // J. Mar. Sci. Eng. 2025, 13, P. 1775.
30. Besedina T.N., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Determining the depth of a sound source in shallow water against intense background noise // Acoust. Phys. 2015. Vol. 61. No. 6. P. 681−691.
31. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. Vol. 24. No. 4. P. 310-316.
32. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Source detection in dispersive environment // RENSIT. 2019. Vol. 11. No. 3. P. 337–344.
33. Matvienko Yu.V., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Ladykin N.V., Grachev V.I. Detection and localization of a noisy underwater source in a shallow-water area amid intense shipping traffic // RENSIT. 2025. Vol. 17. No. 2. P. 211–220.
34. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 2. P. 150–159.
35. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of noisy signals in the presence of random inhomogeneities of the oceanic medium // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 3. P. 395–406.
36. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. № 4. P. 290–299.
37. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 1. P. 63–73.
38. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. № 3. P. 237–241.
39. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Logachev V.V., Kosenko I.M. Holographic method for processing of hydroacoustic signals from a high-frequency source in a shallow sea // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 4. P. 545–554.
40. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. № 3. P. 267–273.
41. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. № 5. P. 382–391.
42. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Adaptive algorithm for localization of noisy underwater sources in shallow waters // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 4. P. 533–544.
43. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 2. P. 111-118.

44. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 5. P. 314-320.
45. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Mode separation of a noise source in shallow sea using holographic interferometry in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2022. Vol. 14. No. 3. P. 279-286.
46. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 559.
47. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source // Fractal Fract. 2025. Vol. 9. P. 715.

ЧИСЛЕННЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ ПО ОЦЕНКЕ ГЛУБИНЫ ИСТОЧНИКА В ВОЛНОВОДЕ

С. А. Переселков[1], В. М. Кузькин[2], А. С. Переселков[1], Л. Н. Попова[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]Институт общей физики РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия

Аннотация. В работе представлен компьютерный эксперимент по исследованию пассивного акустического метода дистанционного зондирования в мелководном волноводе, позволяющего оценивать глубину источника звука с использованием одного приёмника. Оценка глубины источника осуществляется на основе сопоставления рассчитанных и измеренных соотношений амплитуд нормальных мод. Методами численного моделирования проведён анализ точности и устойчивости предлагаемого подхода при различных параметрах среды и источника. Полученные результаты подтверждают эффективность метода для определения глубины источника в волноводных условиях

Ключевые слова: пассивный метод, источник звука, оценка глубины, одиночный приемник, моды звукового поля.

NUMERICAL EXPERIMENT ON SOURCE DEPTH ESTIMATION IN A WAVEGUIDE

S. A. Pereselkov[1], V. M. Kuz'kin[2], A. S. Pereselkov[1], L. N. Popova[1]
[1] Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2] Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences (GPI RAS), Moscow, Russia

Abstract. This paper presents a computer experiment investigating a passive acoustic method of remote sensing in a shallow-water waveguide, enabling estimation of the depth of a sound source using a single receiver. Source depth estimation is carried out by comparing the calculated and measured amplitude ratios of normal modes. The accuracy and robustness of the proposed approach under various medium and source parameters are analyzed by numerical simulation methods. The obtained results confirm the effectiveness of the method for determining source depth under waveguide conditions.

Keywords: passive method; sound source; depth estimation; single receiver; sound field modes.

1. Введение

В работе представлен пассивный акустический метод дистанционного зондирования в мелководье ([1, 2]), позволяющий оценивать глубину источника звука с использованием одного приемника. Предполагается, что сигнал источника является импульсным, что позволяет реализовать модальный фильтр в частотно-временной области на основе модовой дисперсии. Оценка глубины осуществляется путем сопоставления измеренных соотношений амплитуд мод с теоретическими значениями.

2. Методика оценки глубины источника

Мелководный волновод глубиной $H(r,z)$ в координатах (r,z). Сигнал, излучаемый точечным источником S на частоте $\omega = 2\pi f$ с глубины z_s, принимается

точечным приемником Q на глубине z_q. Источник S находится на горизонтальном расстоянии r от приемника Q. Звуковое поле источника S в точке приемника Q представлено как сумма распространяющихся мод:

$$p(r, z_s, z_q, \omega) = \sum_{m=1}^{M} A_m(r, z_s, z_q, \omega)\exp\left(ih_m(\omega)r\right), \tag{1}$$

где A_m и h_m — амплитуда и волновое число моды $\phi_m(z)$ с номером m. Здесь M — число распространяющихся мод. Предполагается, что сигнал источника является импульсным или имеет короткую длительность, что позволяет реализовать модальный фильтр в частотно-временной области на основе модовой дисперсии. Временная зависимость $\zeta(\tau)$ принятого сигнала в частотной полосе $|\omega - \omega_0| \le \Delta\omega/2$. Для определения $\zeta(\tau)$ применяем преобразование Фурье (1):

$$\zeta(\tau) = \sum_{m=1}^{M} \zeta_m(\tau), \tag{2}$$

где $\zeta(\tau)$ — временная зависимость сигнала моды $\phi_m(z)$ с номером m:

$$\zeta_m(\tau) = \int_{\omega_0-\Delta\omega/2}^{\omega_0+\Delta\omega/2} A_m(r, z_s, z_q, \omega)\exp\left(ik_m(\omega)r - i\omega\tau\right)d\omega. \tag{3}$$

Считаем амплитуду A_m медленно изменяющейся функцией по сравнению с фазой, что позволяет вынести ее из интеграла при $\omega = \omega_0$. В результате получаем следующее выражение для временной зависимости моды $\zeta_m(\tau)$:

$$\zeta_m(\tau) = \int_{\omega_0-\Delta\omega/2}^{\omega_0+\Delta\omega/2} A_m(r, z_s, z_q, \omega)\exp\left(ik_m(\omega)r - i\omega\tau\right)d\omega. \tag{4}$$

$$\zeta_m(\tau) = A_m(r, z_s, z_q, \omega_0)\Delta\omega\exp\left\{i\left[h_m(\omega_0)r - \omega_0\tau\right]\right\} \times \frac{\sin\left[\Delta\omega(\tau - \tau_m)/2\right]}{\left[\Delta\omega(\tau - \tau_m)/2\right]}. \tag{5}$$

где положение главного максимума сигнала моды $\zeta_m(\tau)$ имеет значение $\tau = \tau_m$. Здесь $\tau_m = \dfrac{r}{u_m(f_0)}$ — время распространения m-й моды, а $u_m = \dfrac{d(\omega)}{dh_m}$ — групповая скорость. Рассмотрим отношение амплитуд двух соседних мод $A_m(r, z_s, z_q, f)$ и $A_n(r, z_s, z_q, f)$:

$$\chi_{mn}^{(\mathrm{ex})}(z_s, z_q, f) = \frac{A_m(r, z_s, z_q, f)}{A_n(r, z_s, z_q, f)} \tag{6}$$

Здесь «(ex)» обозначает экспериментальный результат. Введем функцию $\Theta_{mn}(z)$ как разность между теоретическим $\chi_{mn}^{(\mathrm{th})}$ и экспериментальным $\chi_{mn}^{(\mathrm{ex})}$ значениями:

$$\Theta_{mn}(z) = \left|\chi_{mn}^{(\mathrm{th})}(z, z_q, f) - \chi_{mn}^{(\mathrm{ex})}(z_s, z_q, f)\right| \tag{7}$$

где

$$\chi_{mn}^{(\mathrm{th})}(z, z_q, f) = \frac{\phi_m^{(\mathrm{th})}(z, f)\phi_n^{(\mathrm{th})}(z_q, f)}{\phi_n^{(\mathrm{th})}(z, f)\phi_m^{(\mathrm{th})}(z_q, f)} \tag{8}$$

Предложенный метод основан на уравнениях (5)–(9). Оценка глубины источника — это значение $z = z'$, для которого выражение (6) обращается в нуль:

$$\Theta_{mn}(z') = 0 \tag{9}$$

3. Параметры численного моделирования

Параметры численного моделирования. Глубина водного слоя $H = 53$ м. Скорость звука в придонном слое $c = 1700$ м/с. Плотность придонного слоя $\rho = 1.8$ г/см^3. Параметр поглощения дна $\alpha = 0.01$. Глубина приемника $z_q = 52$ м. Глубина источника $z_s = 15$ м. Принятый сигнал рассматривался в частотной полосе $\Delta f = 120 - 160$ Гц.

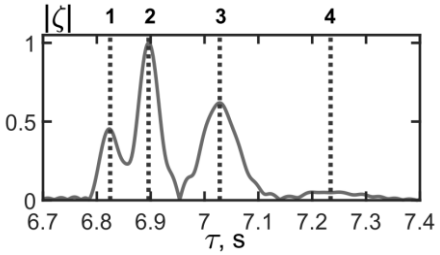


Рис. 1. Временная зависимость $|\zeta(\tau)|$.

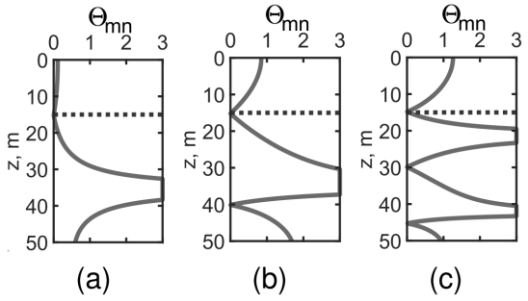


Рис. 2. Зависимость $\Theta_{mn}(z)$.

Результаты моделирования представлены на Рис. 1 и Рис. 2. Нормированная временная зависимость $|\zeta(\tau)|$ принятого сигнала показана на Рис. 1. Принятый сигнал содержит четыре моды: $A_1 = 0.54$, $A_2 = 1.0$, $A_3 = 0.6$, $A_4 = 0.05$. Функция $\Theta_{mn}(z)$, рассчитанная для этих значений A_m, показана на Рис. 2 для различных пар мод: (a) m=1, n=2; (b) m=3, n=2; (c) m=4, n=3;. Как видно, из представленных результатов получаемая оценка глубины источника соответствует модельному значению: $z_s = 15$ м.

4. Заключение

Таким образом, представленные результаты численного моделирования демонстрируют высокую эффективность рассмотренного в работе метода оценки глубины источника звука с использованием одного приемника. Разработанный оценщик глубины имеет четкий и хорошо определенный экстремум. Результаты численного моделирования к истинному значению (ошибка менее 1 метра). В отличие от этого, ошибка оценки глубины источника в альтернативных подходах составляет десятки метров ([1, 2]). Предложенный подход адаптирован для компактной аппаратной реализации в системах подводного мониторинга с использованием АНПА с приемниками. В будущих исследованиях планируется комбинировать предложенный метод оценки глубины с голографической обработкой сигналов, разработанной в работах [3-35]. Физические и математические принципы формирования голограмм в океаническом волноводе описаны в [4-7]. В статье [5] метод обобщен для шумового источника. В [6,7] был проанализирован для низкочастотный диапазон в регулярных волноводах. В работах [8,9] исследована разрешающая способность нескольких источников. В работах [10-23] проанализирована эффективность метода в нерегулярных

волноводах. Адаптивные алгоритмы разработаны в статьях [24-26]. В работах [27,28] методы обобщены на случай антенных сигналов. В статьях [29,30] разработаны методы модовой селекции в мелководном волноводе. Применение метода в случае векторно-скалярного приёмника в высокочастотном диапазоне рассмотрено в работах [31-33]. В работе [34] показано, что метод обладает более высокой фокусирующей способностью по сравнению с методами обращения волнового фронта и временного реверса. В работе [35] предложен вариант реализации голографической обработки на основе дробного преобразования Фурье.

5. Благодарности

Исследование поддержано грантом Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

Литература

1. Yang, T. C. A method of range and depth estimation by modal decomposition. // Journal of the Acoustical Society of America, 1987, Vol. 82. – Pp. 1736-1745.
2. Shang, E. C. Source depth estimation in waveguides. // Journal of the Acoustical Society of America, 1985, Vol. 77. – Pp. 1413-1418.
3. Кузнецов Г. Н. и др. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море. // Акустический журнал, 2017, Т. 63, № 4. – С. 406-418.
4. Кузькин В. М. и др. Обнаружение источника в диспергирующих средах. // РЭНСИТ, 2019, Т. 11, № 3. – С. 337-344.
5. Kuz'kin, V. M. et al. Noise source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 1. – Pp. 68-74.
6. Pereselkov, S. A. et al. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // Journal of the Acoustical Society of America, 2022, Vol. 151. – Pp. 666-676.
7. Ehrhardt, M. et al. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // Journal of Sound and Vibration, 2023, Vol. 544. – P. 117388.
8. Kuz’kin, V. M. et al. Resolving power of the interferometric method of source localization. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 150-159.
9. Грачев В. И. и др. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды. // РЭНСИТ, 2024, Т. 16, № 3. – С. 395-406.
10. Kuz'kin, V. M. et al. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 160-167.
11. Badiey, M. et al. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. // Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 4. – Pp. 313-319.
12. Kuz'kin, V. M. et al. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2021, Vol. 29, No. 3. – Pp. 278-284.
13. Badiey, M. et al. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2023, Vol. 31, No. 5. – Pp. 346-354.
14. Badiey, M. et al. Interferometry of hydrodynamics of oceanic shelf caused by intensive internal waves. // Fundamental and Applied Hydrophysics, 2020, Vol. 1. – Pp. 45-55.

15. Кузькин В. М. и др. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ, 2022, Т. 14, № 2. – С. 197-204.
16. Кузькин В. М. и др. Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ, 2023, Т. 15, № 3. – С. 317-326.
17. Ehrhardt, M. et al. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 1922.
18. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Influence of Intense Internal Waves Traveling Along an Acoustic Path on Source Holographic Reconstruction in Shallow Water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13. – P. 1409.
19. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Effects of Irregular Bathymetry on Hologram Formation of Moving Source in Shallow Water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13. – P. 1775.
20. Беседина Т. Н., Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума. // Акустический журнал, 2015, Т. 61, № 6. – С. 718-728.
21. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide. // Physics of Wave Phenomena, 2016, Vol. 24, No. 4. – Pp. 310-316.
22. Матвиенко Ю. В., Кузькин В. М., Переселков С. А., Ладыкин Н. В., Грачев В. И. Обнаружение и локализация шумового подводного источника в мелководной акватории на фоне интенсивного судоходства. // РЭНСИТ, 2025, Т. 17, № 2. – С. 211-220.
23. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment. // Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 4. – Pp. 290-299.
24. Kaznacheeva, E. S., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Tkachenko, S. A. Adaptive algorithms for interferometric processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 3. – Pp. 267-273.
25. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals. // Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 5. – Pp. 382-391.
26. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Рыбянец П. В. Адаптивный алгоритм локализации шумовых подводных источников в мелководных акваториях. // РЭНСИТ, 2024, Т. 16, № 4. – С. 533-544.
27. Кузькин В. М. и др. Интерферометрическая обработка акустической информации с использованием протяженных антенн в диспергирующих средах. // РЭНСИТ, 2020, Т. 12, № 4. – С. 483-494.
28. Матвиенко Ю. В. и др. Обнаружение шумового сигнала в океаническом волноводе с использованием горизонтальной антенны. // РЭНСИТ, 2022, Т. 14, № 1. – С. 65-72.
29. Матвиенко Ю. В. и др. Выделение мод в океанических волноводах. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 2. – Pp. 111-118.
30. Матвиенко Ю. В. и др. Голографический метод выделения мод в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 5. – Pp. 314-320.

31. Кузнецов Г. Н. и др. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука с использованием векторно-скалярного приемника. // Акустический журнал, 2018, Т. 64, № 1. – С. 33-45.
32. Кузнецов Г. Н. и др. Интерферометрический метод оценки координат движущегося шумового источника в мелком море с использованием высокочастотных сигналов. // Акустический журнал, 2020, Т. 66, № 4. – С. 437-445.
33. Ehrhardt, M. et al. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // Journal of Marine Science and Engineering, 2024, Vol. 12. – P. 704.
34. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 559.
35. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source. // Fractal and Fractional, 2025, Vol. 9. – P. 715.

REFERENCES

1. Yang, T. C. A method of range and depth estimation by modal decomposition. // Journal of the Acoustical Society of America, 1987, Vol. 82. – Pp. 1736-1745.
2. Shang, E. C. Source depth estimation in waveguides. // Journal of the Acoustical Society of America, 1985, Vol. 77. – Pp. 1413-1418.
3. Кузнецов, Г. Н. и др. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море. // Акустический журнал, 2017, Т. 63, № 4. – С. 406-418.
4. Кузькин, В. М. и др. Обнаружение источника в диспергирующих средах. // РЭНСИТ, 2019, Т. 11, № 3. – С. 337-344.
5. Kuz'kin, V. M. et al. Noise source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 1. – Pp. 68-74.
6. Pereselkov, S. A. et al. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // Journal of the Acoustical Society of America, 2022, Vol. 151. – Pp. 666-676.
7. Ehrhardt, M. et al. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // Journal of Sound and Vibration, 2023, Vol. 544. – P. 117388.
8. Kuz'kin, V. M. et al. Resolving power of the interferometric method of source localization. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 150-159.
9. Грачев, В. И. и др. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды. // РЭНСИТ, 2024, Т. 16, № 3. – С. 395-406.
10. Kuz'kin, V. M. et al. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 160-167.
11. Badiey, M. et al. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. // Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 4. – Pp. 313-319.
12. Kuz'kin, V. M. et al. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2021, Vol. 29, No. 3. – Pp. 278-284.
13. Badiey, M. et al. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2023, Vol. 31, No. 5. – Pp. 346-354.

14. Badiey, M. et al. Interferometry of hydrodynamics of oceanic shelf caused by intensive internal waves. // Fundamental and Applied Hydrophysics, 2020, Vol. 1. – Pp. 45-55.
15. Кузькин, В. М. и др. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ, 2022, Т. 14, № 2. – С. 197-204.
16. Кузькин, В. М. и др. Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ, 2023, Т. 15, № 3. – С. 317-326.
17. Ehrhardt, M. et al. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 1922.
18. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Influence of Intense Internal Waves Traveling Along an Acoustic Path on Source Holographic Reconstruction in Shallow Water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13. – P. 1409.
19. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Effects of Irregular Bathymetry on Hologram Formation of Moving Source in Shallow Water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13. – P. 1775.
20. Беседина, Т. Н., Кузнецов, Г. Н., Кузькин, В. М., Пересёлков, С. А. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума. // Акустический журнал, 2015, Т. 61, № 6. – С. 718-728.
21. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide. // Physics of Wave Phenomena, 2016, Vol. 24, No. 4. – Pp. 310-316.
22. Матвиенко, Ю. В., Кузькин, В. М., Переселков, С. А., Ладыкин, Н. В., Грачев, В. И. Обнаружение и локализация шумового подводного источника в мелководной акватории на фоне интенсивного судоходства. // РЭНСИТ, 2025, Т. 17, № 2. – С. 211-220.
23. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment. // Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 4. – Pp. 290-299.
24. Kaznacheeva, E. S., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Tkachenko, S. A. Adaptive algorithms for interferometric processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 3. – Pp. 267-273.
25. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals. // Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 5. – Pp. 382-391.
26. Кузькин, В. М., Пересёлков, С. А., Грачев, В. И., Ткаченко, С. А., Рыбянец, П. В. Адаптивный алгоритм локализации шумовых подводных источников в мелководных акваториях. // РЭНСИТ, 2024, Т. 16, № 4. – С. 533-544.
27. Кузькин, В. М. и др. Интерферометрическая обработка акустической информации с использованием протяженных антенн в диспергирующих средах. // РЭНСИТ, 2020, Т. 12, № 4. – С. 483-494.
28. Матвиенко, Ю. В. и др. Обнаружение шумового сигнала в океаническом волноводе с использованием горизонтальной антенны. // РЭНСИТ, 2022, Т. 14, № 1. – С. 65-72.
29. Матвиенко, Ю. В. и др. Выделение мод в океанических волноводах. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 2. – Pp. 111-118.
30. Матвиенко, Ю. В. и др. Голографический метод выделения мод в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 5. – Pp. 314-320.

31. Кузнецов, Г. Н. и др. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука с использованием векторно-скалярного приемника. // Акустический журнал, 2018, Т. 64, № 1. – С. 33-45.
32. Кузнецов, Г. Н. и др. Интерферометрический метод оценки координат движущегося шумового источника в мелком море с использованием высокочастотных сигналов. // Акустический журнал, 2020, Т. 66, № 4. – С. 437-445.
33. Ehrhardt, M. et al. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // Journal of Marine Science and Engineering, 2024, Vol. 12. – P. 704.
34. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 559.
35. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source. // Fractal and Fractional, 2025, Vol. 9. – P. 715.

ГОЛОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ДРОБНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

С.А. Переселков[1], В.М. Кузькин[2],
Н.В. Ладыкин[1], А.С. Переселков[1], Л.Н. Попова[1]

[1]Воронежский государственный университет, Российская Федерация
[2]Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН, Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматривается применение дробного преобразования Фурье (FrFT) для формирования и анализа акустических голограмм, создаваемых движущимся линейным частотно-модулированным (LFM) источником в мелководном волноводе. Предложен голографический метод построения интерферограммы LFM-сигнала источника и её преобразования в фурье-голограмму на основе FrFT в условиях сильного шума. Голографический метод, основанный на FrFT, обеспечивает формирование локализованных фокальных областей, возникающих из модовой интерференции даже при высокоинтенсивных шумовых помехах. В работе проанализирована эффективность голографического метода на основе FrFT с помощью численных экспериментов в диапазоне частот 100–150 Гц. Представленные результаты демонстрируют высокую помехоустойчивость метода для локализации источника в реалистичных условиях мелководья при сильном шуме.

Ключевые слова: дробное преобразование Фурье; голографический метод на основе FrFT; интерферограмма; голограмма; линейная частотная модуляция; мелководье.

HOLOGRAPHIC PROCESSING OF HYDROACOUSTIC SIGNALS BASED ON THE FRACTIONAL FOURIER TRANSFORM

S.A. Pereselkov[1], V.M. Kuz'kin[2], N.V. Ladykin[1], A.S. Pereselkov[1], L.N. Popova[1]

[1]Voronezh State University, Russian Federation
[2]Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences, Russian Federation

Abstract. This paper considers the application of the Fractional Fourier Transform (FrFT) for the formation and analysis of acoustic holograms generated by a moving linear frequency-modulated (LFM) source in a shallow-water waveguide. A holographic method is proposed for constructing the interferogram of an LFM source signal and converting it into a Fourier hologram based on the FrFT under conditions of strong noise. The FrFT-based holographic method ensures the formation of localized focal regions arising from modal interference even under high-intensity noise interference. The effectiveness of the FrFT-based holographic method is analyzed through numerical experiments in the frequency range of 100–150 Hz. The presented results demonstrate high noise immunity of the method for source localization under realistic shallow-water conditions with strong noise.

Keywords: fractional Fourier transform; FrFT-based holographic method; interferogram; hologram; linear frequency modulation; shallow water.

1. Введение

Математическая теория дробного преобразования Фурье (FrFT) была впервые предложена в 1980 году [1] и заложила теоретическую основу для его применения в обработке сигналов. В настоящее время FrFT представляет собой эффективный математический аппарат для обработки различных типов сложных сигналов, что

показано в ряде исследований [2-6]. Наиболее эффективный метод обработки сигналов на основе STFrFT был предложен в [6]. Достижения в методах обработки сигналов, основанных на дробном преобразовании Фурье (FrFT), происходили параллельно с разработками в области интерферометрической обработке сигналов (ИОС) для подводной акустики. ИОС основана на анализе устойчивых интерференционных структур во временно́–частотном домене, возникающих при распространении широкополосных акустических сигналов в мелководных волноводах [7, 8]. Это делает подход ИОС концептуально близким к методам обработки сигналов, основанным на FT и FrFT. Ряд фундаментальных исследований [9-11] дал всестороннее описание теоретических основ и методологических аспектов ИОС. Одним из наиболее развитых методов на основе ИОС является голографическая обработка сигналов (ГОС) [12–15]. Современные подходы к ГОС основаны на том, что интерференционная картина, возникающая при излучении звука в океане, обладает высокой устойчивостью и несёт информативные пространственно-частотные признаки [12–17]. Структура и положение её локальных максимумов определяются характеристиками частотного спектра, параметрами волновода и кинематикой движущегося источника. ГОС методы для обнаружения и локализации источников, применимые в широком частотном диапазоне — от низких до высоких частот [18–21], демонстрируют устойчивость к шумам, минимальную чувствительность к изменчивости гидрологических условий и сохраняют эффективность в условиях сложной нестационарности среды [22–28]. Интеграция ГОС с алгоритмами, оценивающими глубину источника [29,30], обеспечивает высокую помехоустойчивость при решении задач контроля подводной обстановки: от выявления [31,32] и разделения объектов [33–35] до определения направления, радиальной скорости, расстояния [36–38] и глубины [29,30] малошумных подводных аппаратов. Помимо этого, ГОС позволяет применять адаптивные процедуры обработки [39–41], которые не требуют предварительных сведений о свойствах среды, а также выполнять модовую фильтрацию в различных типах волноводов — регулярных и нерегулярных [42–44]. По способности к пространственно-временной фокусировке он превосходит классические методы, включая обращение волнового фронта и временной реверс к положению исходного источника [45].

Однако потенциал методов ГОС для обработки LFM-сигналов в условиях шума до настоящего времени не исследовался. LFM-сигналы широко применяются в крупномасштабных океанических экспериментах. Они являются эффективным инструментом исследования океанической среды и используются во многих крупных натурных экспериментах. Настоящая работа посвящена этому вопросу. Авторы полагают, что применение FrFT к формированию голограммы LFM-источника обеспечивает устойчивые результаты даже при том, что уровень шума существенно превышает уровень сигнала. В работе исследуется применение FrFT к формированию и анализу акустических голограмм, создаваемых движущимся источником LFM-сигнала в мелководном волноводе. В работе предложен голографический метод построения интерферограммы LFM-источника и её преобразования во фурье-голограмму на основе FrFT при наличии сильного шума. Эффективность голографического метода на основе FrFT была проанализирована в численных экспериментах в диапазоне частот 100–150 Гц. Представленные результаты демонстрируют высокую помехоустойчивость метода при локализации источника в реалистичных условиях мелководья при сильном шуме.

2. Дробное преобразование Фурье

Величина $S_p(u)$ является FrFT сигнала $s(t)$ и может быть записана в следующем виде [6]:

$$S_p(u) = \mathrm{F}^{\,p}\{s(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)\; K_p(t,u)\; dt \tag{1}$$

где $K_p(t,u)$ — ядро FrFT, $p = \dfrac{2\alpha}{\pi}$ — порядок преобразования, а α — угол поворота оси u в FrFT-домене. Ядро FrFT задаётся следующим выражением:

$$K_p(t,u) = \begin{cases} \sqrt{\dfrac{1-\mathrm{i}\cot\alpha}{2\pi}}\, exp\left(\mathrm{i}\dfrac{t^2+u^2}{2}\cot\alpha - \mathrm{i}tu\csc\alpha\right), & \alpha \neq k\pi, \\ \delta(u-t), & \alpha = 2k\pi, \\ \delta(u+t), & \alpha = (2k+1)\pi, \end{cases} \tag{2}$$

где $\delta(u)$ — дельта-функция Дирака.

Обратное FrFT позволяет восстановить исходный сигнал $s(t)$ из его преобразования $S_p(u)$:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_p(u)\; K_p^*(t,u)\; du. \tag{3}$$

Оконное дробное преобразование Фурье (STFrFT) [6]. В отличие от традиционных подходов, STFrFT одновременно представляет временную и FrFT-частотную информацию на совместной плоскости «время–FrFT-частота», формирую структуру сигнала в двумерной области. При выборе FrFT эта область для LFM-сигналов становится компактной. Кроме того, STFrFT сохраняет аддитивность углов поворота и формирует горизонтально ориентированную область поддержки для LFM-сигналов, существенно облегчая их анализ и обработку. В частности, STFrFT является эффективным инструментом подавления шума и повышения чёткости LFM-сигналов при голографической обработке.

STFrFT выполняется путём предварительного умножения сигнала на оконную функцию перед применением FrFT:

$$S_p(t,u) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau)\; w(\tau - t)\; K_p(\tau,u)\; d\tau. \tag{4}$$

где $w(t)$ — оконная функция. Эффективность STFrFT при заданном порядке зависит от формы и длительности окна. Для выбора окна обычно используют два основных критерия [6]: (i) высокая двумерная разрешающая способность; (ii) компактная область поддержки STFrFT. Оптимальное окно обеспечивает максимальное 2D-разрешение при минимальном размере области. Следует отметить, что гауссово окно обеспечивает максимальное 2D-разрешение [6]. В связи с этим, будем использовать нормированное гауссово окно единичной энергии:

$$w(t) = (\pi\ \sigma^2)^{-1/4}\ e^{-t^2/(2\sigma^2)}, \tag{5}$$

где σ — ширина окна.

Обратное оконное дробное преобразование Фурье позволяет восстановить исходный сигнал $s(t)$ из его преобразования $S_p(u)$:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} S_p(\tau\ u)\; w(t-\tau)\; K_{-p}^*(\tau,u)\; d\tau\; du. \tag{6}$$

Здесь $K_{-p}(t,u)$ — ядро обратного FrFT:

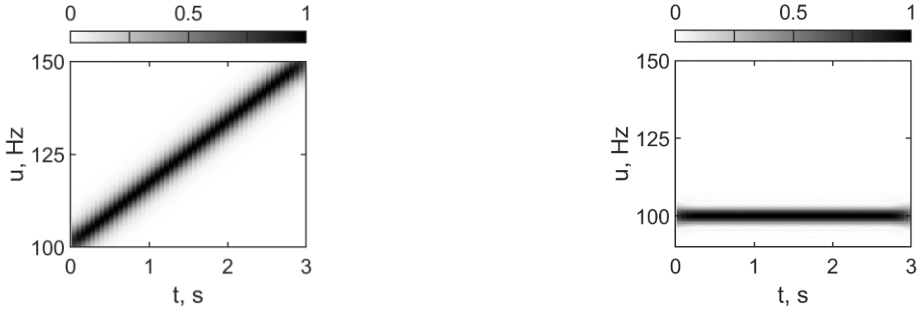
$$K_{-p}(t,u) = K_p^*(t,u). \tag{7}$$

В заключение отметим, что STFrFT представляется мощным инструментом голографической обработки сигналов: он позволяет обеспечить шумоподавление и восстановление LFM-сигналов с повышенным временно-частотным разрешением и высокой устойчивостью к шуму.

3. Результаты численного моделирования

В разделе представлены результаты численного эксперимента. Показано, как STFrFT позволяет подавлять шум и как по положению фокальных пятен голограммы, сформированной на основе STFrFT можно с высокой точностью оценивать ключевые параметры источника, такие как дальность и скорость, даже в сильно зашумлённой обстановке. Применение STFrFT продемонстрировано для анализа и фильтрации LFM-сигналов.

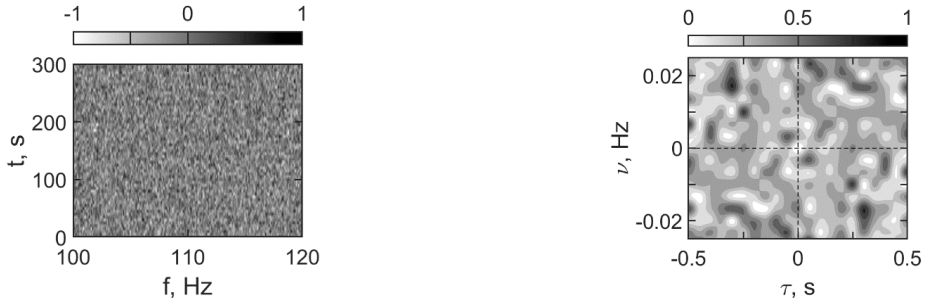
В качестве сигнала источника рассматривается LFM-сигнал типа up-chirp.



(а) (б)

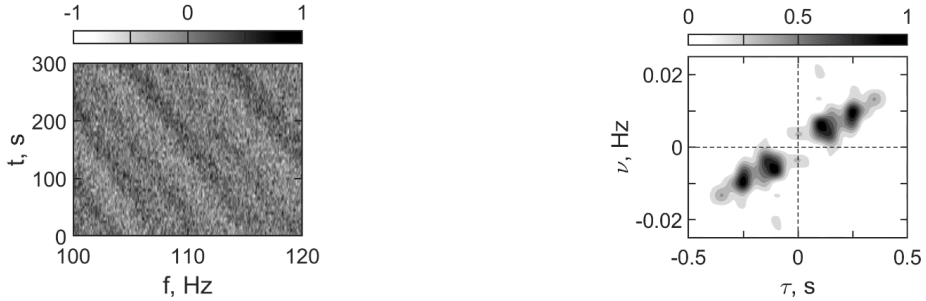
Рис. 1. STFrFT излученного LFM-сигнала:
(а) $S(t,u)$ - STFrFT $s(t)$ при $p=1$; (b) $S(t,u)$ - STFrFT $s(t)$ при $p=0.994$.

На рис. 1 показано STFrFT-представление LFM-сигнала источника. Рис. 1а соответствует порядку $p=1$ (то есть обычному STFT). Энергия формирует наклонный хребет, отслеживающий линейный закон развертки $f(t)=f_1+kt$ от 100 до 150 Hz на интервале 0–3 s при $k=16.667$ Hz/s. На рис. 1б используется порядок, согласованный с наклоном спектра LFM-сигнала, $p=0.994$; в этом случае представление фактически «дечирпировано», и энергия сжимается в почти горизонтальный хребет, что указывает на близкую к стационарной форму преобразованного сигнала. В обоих графиках по вертикальной оси отложена частота (Hz), по горизонтальной — время (s), а цветовая шкала показывает нормированный модуль (от 0 до 1). В STFrFT порядок p задаёт угол поворота $\alpha = p\pi/2$ в плоскости «время–частота». Оптимальное дечирпирование достигается, когда этот поворот компенсирует наклон спектра LFM-сигнала в плоскости (t,u); это описывается соотношениями $\alpha=\arctan(2\pi k)$, $p=\dfrac{2}{\pi}\alpha$. При $f_1=100$ Hz, $f_2=150$ Hz и $\tau=3$ s получаем $k=16.667$ Hz/s, $\alpha\approx 1.561$ rad и $p\approx 0.994$. Для down-chirp ($k<0$) оптимальный угол меняет знак ($\alpha\to-\alpha$), так что оптимальный порядок становится равным $-p$. На практике горизонтальная ориентация STFrFT $S(t,u)$ на рисунке 1б обеспечивает более высокую концентрацию энергии в частотной области, что существенно повышает отношение сигнал/шум (SNR).



(а) (б)

Рис. 2. Голографическая обработка LFM-сигнала на основе традиционного FT. (a) интерферограмма $I(f,t)$. (b) голограмма $F(\tau,\tilde{v})$. Частотный диапазон: $\Delta f = 100_120$ Hz.



(а) (б)

Рис. 3. Голографическая обработка LFM-сигнала на основе STFrFT.
(a) интерферограмма $I(f,t)$. (b) голограмма $F(\tau,\tilde{v})$. Частотный диапазон: $\Delta f = 100_120$ Hz. Движущийся источник: $v = -3$ m/s. Шум есть. $\mathrm{SNR} = -30$ dB.

На рис. 2 и рис. 3 показаны результаты голографической обработки на основе STFrFT для LFM-сигнала в присутствии значительной шумовой помехи ($\Delta f = 100 - 120\mathrm{Hz}$, $v = -3\mathrm{m/s}$, $\mathrm{SNR} = -30\mathrm{dB}$). Применение фильтра на основе STFrFT существенно улучшает результат голографической обработки. В области интерферограммы (рис. 3а) структура во времени и частоте становится чёткой: на всей полосе видны наклонные квазипериодические интерференционные полосы с ненулевым наклоном $\delta f / \delta t$, что согласуется с частотным сдвигом из-за движения источника. В области голограммы (рис. 3б) энергия фокусируется в компактных фокальных пятнах, смещённых относительно оси $\nu = 0$. Такое улучшение результатов голографической обработки позволяет надёжно определять координаты фокальных пятен и, следовательно, с высокой точностью оценивать параметры LFM-сигнала (скорость и дальность) в условиях низкого SNR в мелководье. Голографическая обработка выполнена на основе STFrFT фильтрации. Интерферограмма демонстрирует ненулевой частотный сдвиг, $\delta f / \delta t \approx -0.036\mathrm{s}^{-2}$ обусловленный движением источника. В области голограммы доминирующее фокальное пятно расположено при $\tau_1 = 1.15 \cdot 10^{-1}\mathrm{s}$ и $\nu_1 = 3.81 \cdot 10^{-3}\mathrm{Hz}$, что согласуется с частотным сдвигом интерферограммы. Эти голографические параметры приводят к оценке параметров сигнала: $\dot{v} = -3.82\mathrm{m/s}$ и $\dot{r}_0 = 9.6\mathrm{km}$. Эти значения хорошо согласуются с модельными параметрами движущегося источника. По сравнению с модельными параметрами ($v = -3\mathrm{m/s}$, $r_0 = 10\mathrm{km}$), ошибки составляют около 27.3% по скорости и 4% по дальности. Представленные результаты исследования демонстрируют, что использование подавления шума на основе STFrFT в качестве предварительного этапа в голографической обработке сигналов является

высокоэффективным для LFM-сигналов от подвижного источника в мелководном волноводе при низком отношении сигнал/шум. При $(\mathrm{SNR} = -30\mathrm{dB})$ разработанный метод существенно понижает спектральный уровень шума, восстанавливает интерферометрическую структуру и формирует хорошо локализованные фокальные пятна в голограмме. Это повышает обнаруживаемость, а также точность и устойчивость последующих оценок параметров сигнала по сравнению с традиционной обработкой на основе FT.

4. Заключение

В работе предложен метод голографической обработки сигналов на основе дробного преобразования Фурье STFrFT для LFM-сигнала движущегося источника в мелководном волноводе. Показано, что применение кратковременного дробного преобразования Фурье для формирования и анализа голограмм движущегося LFM-источника обеспечивает надёжную оценку параметров источника даже при высоких уровнях шума. В условиях сильных шумов предложенном подходе реализуется следующий механизм: (i) поворот представления STFrFT в области время–частота, что приводит к концентрации энергии LFM-сигнала в частотной области, (ii) выполняется шумоподавление этой сконцентрированной энергии на основе STFrFT, и (iii) далее проводится квазикогерентное интерферометрическое накопление с помощью двумерного преобразования Фурье для формирования «очищенной» голограммы источника. Полученная структура голограммы источника близка к структуре голограммы в отсутствии шума. Фокальные пятна голограммы источника располагаются вдоль прямой линии, проходящей через начало координат. Координаты фокальных пятен голограммы однозначно определяются параметрами источника (дальностью и радиальной скоростью). Таким образом, предложенный метод голографической обработки на основе STFrFT позволяет оценивать параметры LFM-сигнала даже в условиях сильных шумов: $\mathrm{SNR} \le -30$ dB.

5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

Литература

1. Namias V. The fractional order Fourier transform and its application to quantum mechanics // IMA J. Appl. Math. 1980. Vol. 25. P. 241–265.
2. McBride A.C., Kerr F.H. On Namias' fractional Fourier transform // IMA J. Appl. Math. 1987. Vol. 39. P. 159–175.
3. Almeida L.B. The fractional Fourier transform and time-frequency representations // IEEE Trans. Signal Process. 1994. Vol. 42. P. 3084–3091.
4. Sejdić E., Djurović I., Stanković J. Fractional Fourier transform as a signal processing tool: An overview of recent developments // Signal Process. 2011. Vol. 91. P. 1351–1369.
5. Su W., Tao R., Deng B. Discrete fractional Fourier transform: algorithms and applications in signal processing // Signal Process. 2019. Vol. 156. P. 44–63.
6. Tao R., Li Y.-L., Wang Y. Short-time fractional Fourier transform and its applications // IEEE Trans. Signal Process. 2010. Vol. 58. P. 2568–2580.
7. Weston D., Stevens K. Interference of wide-band sound in shallow water // J. Sound Vib. 1972. Vol. 21. P. 57–64.
8. Chuprov S. Interference structure of a sound field in a layered ocean // Ocean. Acoust. Curr. State. 1982. P. 71–91.

9. Ianniello J. Recent developments in sonar signal processing // IEEE Signal Process. Mag. 1998. Vol. 15. P. 27–40.
10. Thode A.M. Source ranging with minimal environmental information using a virtual receiver and waveguide invariant theory // J. Acoust. Soc. Am. 2000. Vol. 108. P. 1582–1594.
11. Kuperman W.A., D'Spain G.L. Ocean Acoustic Interference Phenomena and Signal Processing // Proceedings of the AIP Conference Proceedings. San Francisco, CA, USA, 1–3 May 2001. – College Park, MA, USA: American Institute of Physics, 2002. Vol. 621.
12. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406–418.
13. Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Голографические методы обработки гидроакустических сигналов (обзор) // Акуст. журн. 2025. Т. 71. № 1. С. 96–117.
14. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Vol. 151. No. 2. P. 666–676.
15. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
16. Глущенко М.Ю., Кузькин В.М., Матвиенко Ю.В., Пересёлков С.А., Хворостов Ю.А., Ткаченко С.А. Голографический метод идентификации шумового подводного источника в мелком море // Акуст. журн. 2024. Т. 70. № 3. С. 67–77.
17. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Y., Tkachenko S., Rybyanets P. The formation of 2D holograms of a noise source and bearing estimation by a vector scalar receiver in the high-frequency band // J. Mar. Sci. Eng. 2024. Vol. 12. P. 704.
18. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33–45.
19. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor'ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2017. Vol. 25. No. 4. P. 299–306.
20. Переселков С.А., Кузькин В.М., Кузнецов Г.Н., Просовецкий Д.Ю., Ткаченко С.А. Интерференционный метод оценки координат движущегося шумового источника в мелком море с использованием высокочастотных сигналов // Акуст. журн. 2020. Т. 66. № 4. С. 437–445.
21. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Куцов М.В., Переселков С.А. Интерференционная структура шумового поля движущегося источника в высокочастотном диапазоне // Изв. РАН. Сер. физ. 2021. Т. 85. № 6. С. 907–912.
22. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu.A., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160–167.
23. Badiey M., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 4. P. 313–319.
24. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2022. Т. 14. № 2. С. 197–204.
25. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Ладыкин Н.В., Куцов М.В. Голографический метод локализации движущегося источника звука в

присутствии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2023. Т. 15. № 3. С. 317–326.
26. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 1922.
27. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of intense internal waves traveling along an acoustic path on source holographic reconstruction in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Vol. 13. P. 1409.
28. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Effects of irregular bathymetry on hologram formation of moving source in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Vol. 13. P. 1775.
29. Беседина Т.Н., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 6. С. 718–728.
30. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. Vol. 24. No. 4. P. 310–316.
31. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. Обнаружение источника в диспергирующих средах // РЭНСИТ. 2019. Т. 11. № 3. С. 337–344.
32. Матвиенко Ю.В., Кузькин В.М., Переселков С.А., Ладыкин Н.В., Грачев В.И. Обнаружение и локализация шумового подводного источника в мелководной акватории на фоне интенсивного судоходства // РЭНСИТ. 2025. Т. 17. № 2. С. 211–220.
33. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 150–159.
34. Кузькин В.М., Переселков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 3. С. 395–406.
35. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. No. 4. P. 290–299.
36. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 1. P. 63–73.
37. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 3. P. 237–241.
38. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Логачев В.В., Косенко И.М. Голографический метод обработки гидроакустических сигналов высокочастотного источника в мелком море // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. С. 545–554.
39. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. No. 3. P. 267–273.
40. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. No. 5. P. 382–391.
41. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Адаптивный алгоритм локализации шумовых подводных источников в мелководных акваториях // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. С. 533–544.

42. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 2. P. 111–118.
43. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 5. P. 314–320.
44. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Выделение мод шумового источника в мелком море методом голографической интерферометрии в присутствии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2022. Т. 14. № 3. С. 279–286.
45. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 559.

REFERENCES

1. Namias V. The fractional order Fourier transform and its application to quantum mechanics // IMA J. Appl. Math. 1980. Vol. 25. P. 241–265.
2. McBride A.C., Kerr F.H. On Namias' fractional Fourier transform // IMA J. Appl. Math. 1987. Vol. 39. P. 159–175.
3. Almeida L.B. The fractional Fourier transform and time-frequency representations // IEEE Trans. Signal Process. 1994. Vol. 42. P. 3084–3091.
4. Sejdić E., Djurović I., Stanković J. Fractional Fourier transform as a signal processing tool: An overview of recent developments // Signal Process. 2011. Vol. 91. P. 1351–1369.
5. Su W., Tao R., Deng B. Discrete fractional Fourier transform: algorithms and applications in signal processing // Signal Process. 2019. Vol. 156. P. 44–63.
6. Tao R., Li Y.-L., Wang Y. Short-time fractional Fourier transform and its applications // IEEE Trans. Signal Process. 2010. Vol. 58. P. 2568–2580.
7. Weston D., Stevens K. Interference of wide-band sound in shallow water // J. Sound Vib. 1972. Vol. 21. P. 57–64.
8. Chuprov S. Interference structure of a sound field in a layered ocean // Ocean. Acoust. Curr. State. 1982. P. 71–91.
9. Ianniello J. Recent developments in sonar signal processing // IEEE Signal Process. Mag. 1998. Vol. 15. P. 27–40.
10. Thode A.M. Source ranging with minimal environmental information using a virtual receiver and waveguide invariant theory // J. Acoust. Soc. Am. 2000. Vol. 108. P. 1582–1594.
11. Kuperman W.A., D'Spain G.L. Ocean Acoustic Interference Phenomena and Signal Processing // Proceedings of the AIP Conference Proceedings. San Francisco, CA, USA, 1–3 May 2001. College Park, MA, USA: American Institute of Physics, 2002. Vol. 621.
12. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Spectrogram and localization of a sound source in shallow water // Acoust. Phys. 2017. Vol. 63. No. 4. P. 449–461.
13. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Holographic methods of underwater acoustic signals processing (a review) // Acoust. Phys. 2025. Vol. 71. No. 1. P. 80–100.
14. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Vol. 151. No. 2. P. 666–676.
15. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.

16. Glushenko M.Yu., Kuz’kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Khvorostov Yu.A., Tkachenko S.A. Holographic method for localizing an underwater noise source in a shallow sea // Acoust. Phys. 2024. Vol. 70. No. 3. P. 494–502.
17. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Matvienko Y., Tkachenko S., Rybyanets P. The formation of 2D holograms of a noise source and bearing estimation by a vector scalar receiver in the high-frequency band // J. Mar. Sci. Eng. 2024. Vol. 12. P. 704.
18. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric method for detecting a moving sound source using a vector-scalar receiver // Acoust. Phys. 2018. Vol. 64. No. 1. P. 33–45.
19. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor’ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2017. Vol. 25. No. 4. P. 299–306.
20. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Interferometric method for estimating the coordinates of a moving noise source in shallow sea using high-frequency signals // Acoust. Phys. 2020. Vol. 66. No. 4. P. 437–445.
21. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Kutsov M.V., Pereselkov S.A. Interference structure of the noise field of a moving source in the high-frequency range // Bull. RAS: Phys. 2021. Vol. 85. No. 6. P. 907–912.
22. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu.A., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160–167.
23. Badiey M., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 4. P. 313–319.
24. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Holographic processing of moving sources in shallow sea in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2022. Vol. 14. No. 2. P. 197–204.
25. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Ladykin N.V., Kutsov M.V. Holographic method for localizing a moving sound source in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2023. Vol. 15. No. 3. P. 317–326.
26. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 1922.
27. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of intense internal waves traveling along an acoustic path on source holographic reconstruction in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Vol. 13. P. 1409.
28. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Effects of irregular bathymetry on hologram formation of moving source in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2025. Vol. 13. P. 1775.
29. Besedina T.N., Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A. Determining the depth of a sound source in shallow water against intense background noise // Acoust. Phys. 2015. Vol. 61. No. 6. P. 681–691.
30. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. Vol. 24. No. 4. P. 310–316.

31. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Source detection in dispersive environment // RENSIT. 2019. Vol. 11. No. 3. P. 337–344.
32. Matvienko Yu.V., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Ladykin N.V., Grachev V.I. Detection and localization of a noisy underwater source in a shallow-water area amid intense shipping traffic // RENSIT. 2025. Vol. 17. No. 2. P. 211–220.
33. Kuz’kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor’ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 150–159.
34. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of noisy signals in the presence of random inhomogeneities of the oceanic medium // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 3. P. 395–406.
35. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. No. 4. P. 290–299.
36. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 1. P. 63–73.
37. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 3. P. 237–241.
38. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Logachev V.V., Kosenko I.M. Holographic method for processing of hydroacoustic signals from a high-frequency source in a shallow sea // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 4. P. 545–554.
39. Kaznacheeva E.S., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. No. 3. P. 267–273.
40. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. No. 5. P. 382–391.
41. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Adaptive algorithm for localization of noisy underwater sources in shallow waters // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 4. P. 533–544.
42. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 2. P. 111–118.
43. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 5. P. 314–320.
44. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Mode separation of a noise source in shallow sea using holographic interferometry in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2022. Vol. 14. No. 3. P. 279–286.
45. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 559.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕЯНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН УПРУГОЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ОБОЛОЧКОЙ С ВНУТРЕННЕЙ ПЕРЕГОРОДКОЙ

С. Л. Ильменков[1], А.А. Клещев[1], С. А. Переселков[2], Н. В. Ладыкин[2], А. С. Переселков[2]

[1]Санкт-Петербургский государственный морской технический университет, Санкт-Петербург, РФ
[2]Воронежский государственный университет, Воронеж, РФ

Аннотация. В данной статье рассмотрено применение метода интегральных уравнений для численной оценки характеристик рассеяния звука конечной упругой цилиндрической оболочкой, помещенной в жидкую среду и разделенной одной или несколькими упругими перегородками. Оболочка имеет оконечности полусферической формы и заполнена также жидкой средой. На основе численных результатов получена сравнительная оценка влияния перегородки на рассеянное звуковое поле для различных волновых размеров оболочки и углов локации.

Ключевые слова: конечная цилиндрическая оболочка, упругая перегородка, интегральные уравнения, вектор смещения, граничные элементы, рассеянное звуковое давление.

MATHEMATICAL MODELING OF THE SCATTERING OF ACOUSTIC WAVES BY AN ELASTIC CYLINDRICAL SHELL WITH AN INTERNAL PARTITION

S. L. Ilmenkov[1], A. A. Kleshchev[1], S. A. Pereselkov[2], N. V. Ladykin[2], A. S. Pereselkov[2]

[1]Saint Petersburg State Marine Technical University, Saint Petersburg, Russian Federation
[2]Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article considers the application of the integral equation method for the numerical evaluation of the sound-scattering characteristics of a finite elastic cylindrical shell immersed in a fluid medium and divided by one or several elastic partitions. The shell has hemispherical end caps and is also filled with a fluid medium. Based on the numerical results, a comparative assessment is made of the influence of the partition on the scattered sound field for various wave sizes of the shell and angles of incidence.

Keywords: finite cylindrical shell, elastic partition, integral equations, displacement vector, boundary elements, scattered sound pressure.

1. Введение

Рассеяние звука на упругих цилиндрических оболочках в жидкости изучено достаточно подробно [1-8 и др.]. Как известно, точные аналитические решения задач по расчету звукового давления вторичного гидроакустического поля можно получить лишь для оболочек бесконечной длины. В связи с развитием средств обнаружения подводных объектов и акустического мониторинга океана растет актуальность исследований низкочастотного рассеяния звука ограниченными упругими оболочками.

Для решения подобных задач применяются различные приближенные и численные методы: конечных и граничных элементов, Т-матриц, Купрадзе, функций Грина [9-13]. При выборе конкретного метода в отношении реальных рассеивателей (например, моделей подводных аппаратов) весьма существенной является возможность оценки

влияния неоднородностей корпуса рассматриваемого объекта на дифрагированное звуковое поле. К таким неоднородностям прежде всего относятся перегородки и ребра жесткости оболочки. В данной статье на основе метода интегральных уравнений рассматривается возможность численной оценки характеристик рассеяния стационарного монохроматического сигнала конечной изотропной цилиндрической оболочкой с полусферическими торцами, разделенной одной или несколькими упругими перегородками в форме дисков.

2. Постановка задачи

Исследуемый рассеиватель имеет неаналитическую форму, т.е. его внешняя поверхность S_a не может быть отнесена к разряду координатных систем с разделяющимися переменными в скалярном уравнении Гельмгольца (Рис.1). Основные геометрические параметры оболочки: L - длина цилиндрической части; a – радиус; h – толщина; S_b и S_c. - внутренние поверхности оболочки; Q и Q' - точки на внешней и внутренней поверхностях оболочки соответственно. Остальные обозначения непосредственно ясны из рисунка. Плотность материала оболочки ρ_1, скорости продольной и поперечной волн в материале оболочки: C_1 и C_2 соответственно, коэффициенты Ламе - λ и μ. Оболочка заполнена внутренней жидкой средой с плотностью ρ_2 и скоростью звука C_3 и помещена во внешнюю жидкую среду с плотностью ρ_0 и скоростью звука C_0. На оболочку падает плоская гармоническая волна с давлением p_i под углом θ_0 и с волновым вектором $\mathbf{k}$. Рассеянное подобным телом звуковое поле будем находить на основе известной интегральной формулы Кирхгофа.

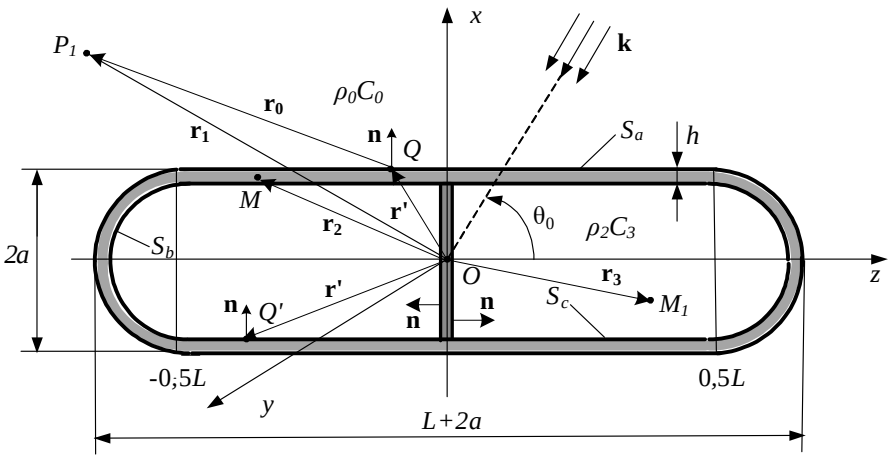


Рис. 1. Упругая конечная цилиндрическая оболочка с полусферами по торцам и перегородкой в форме диска.

Распространим метод интегральных уравнений, использованный в [9] для идеальных неаналитических рассеивателей, на данную упругую оболочку. Исходным является интегральное уравнение для вектора смещения **u(r)** упругой оболочки [10,11]:

$$\mathbf{u}(\mathbf{r}) = \iint_S \left\{ \mathbf{t}(\mathbf{r}')G(\mathbf{r}';\mathbf{r}) - \mathbf{u}(\mathbf{r}')\left[\hat{\mathbf{n}}'\sum(\mathbf{r}';\mathbf{r})\right]\right\} dS(\mathbf{r}'), \mathbf{r} \in V . \qquad (1)$$

где $\mathbf{t}(\mathbf{r}') = \hat{\mathbf{n}}' T(\mathbf{r}')$ - вектор напряжения; $\hat{\mathbf{n}}' = \mathbf{n}'(\mathbf{r}')$ - единичный вектор внешней по отношению к S_a нормали; $T(\mathbf{r}')$ - тензор напряжений изотропного материала; $G(\mathbf{r}';\mathbf{r})$ - тензор перемещений Грина; $\sum(\mathbf{r}';\mathbf{r})$ - тензор напряжений Грина. Второе интегральное

уравнение представляет собой интеграл Кирхгофа для дифрагированного давления $p_\Sigma(P_1)$ во внешней жидкой среде:

$$C(P_1)\,p_\Sigma(P_1) = -\iint_{S_a}\left\{p_\Sigma(Q)\left(\partial/\partial n'\right)\left[exp\left(ikr_0/r_0\right)\right] - \left[exp\left(ikr_0/r_0\right)\right]\rho_0\omega^2\left(\mathbf{u}\cdot\mathbf{n}'\right)\right\}dS_a + 4\pi p_i(P_1), \quad (2)$$

где $p_\Sigma(P_1) = p_i(P_1) + p_s(P_1)$; $p_s(P_1)$ - рассеянное давление в точке P_1; $C(P_1)$ - численный коэффициент, равный 2π, если $P_1 \in S_a$ и 4π, если P_1 вне S_a;

Для давления $p_2(M_1)$ во внутренней жидкой среде в точке M_1 используется третье интегральное уравнение:

$$C(M_1)\,p_2(M_1) = \iint_{S}\left\{p_2(Q')\left(\partial/\partial n'\right)\left[exp\left(ikr_3\right)/r_3\right] - \left[exp\left(ikr_3\right)/r_3\right]\rho_0\omega^2\left(\mathbf{u}\cdot\mathbf{n}'\right)\right\}dS, \quad (3)$$

где S есть S_b или S_c.

$$C(M_1) = \begin{cases} 4\pi, \text{если } M_1 \text{ вне } S_b \text{ или } S_c, \\ 2\pi, \text{если } \quad M_1 \in S_b \text{ или } S_c. \end{cases}$$

К интегральным уравнениям (1) - (3) добавляются граничные условия на внешней (S_a) и внутренних (S_b или S_c) поверхностях оболочки:

1) на всех поверхностях оболочки отсутствуют касательные напряжения:

$$\tau_i\big|_{S_a} = 0; \tau_i\big|_{S_b,S_c} = 0; i = 1,2; \quad (4)$$

2) нормальное напряжение $\sigma_{n'}$ на внешней поверхности оболочки равно дифрагированному давлению p_Σ, а на внутренней – давлению p_2:

$$\sigma_{n'}\big|_{S_a} = p_\Sigma\,; \quad \sigma_{n'}\big|_{S_b,S_c} = p_2\,; \quad (5)$$

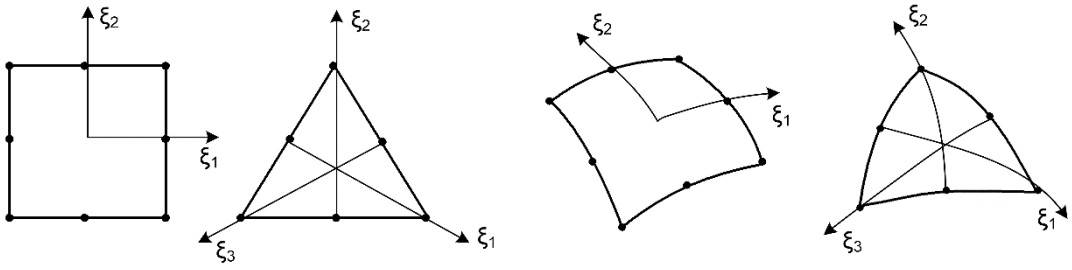
в силу условий (4) и (5) вектор напряжения $\mathbf{t}(\mathbf{r}')$ в уравнении (1) равен:

$$\mathbf{t}(\mathbf{r}') = p_\Sigma\,\mathbf{n}'\big|_{S_a}\,; \quad \mathbf{t}(\mathbf{r}') = p_2\,\mathbf{n}'\big|_{S_b,S_c}\,; \quad (6)$$

3) нормальная компонента вектора смещения непрерывна на границах оболочки:

$$\left.\begin{aligned} u_{n'} &= \left(1/\rho_0\omega^2\right)\left(\partial p_\Sigma/\partial n'\right)\big|_{S_a}\,; \\ u_{n'} &= \left(1/\rho_2\omega^2\right)\left(\partial p_2/\partial n'\right)\big|_{S_b,S_c}\,. \end{aligned}\right\} \quad (7)$$

Подставляя интегральные уравнения (1) - (3) в граничные условия, получим систему уравнений относительно неизвестных функций p_Σ, p_2 и компонент вектора смещения $\mathbf{u}$ на всех поверхностях оболочки. Для численного решения системы непрерывных интегральных уравнений они заменяются квадратурными формулами и преобразуются в систему линейных алгебраических уравнений. При этом поверхность S представляется в виде совокупности элементарных площадок, в узлах которых задаются некоторые коэффициенты, а непрерывные подынтегральные функции приближённо представляется в виде рядов по базисным (интерполирующим) функциям формы, умноженным на эти коэффициенты. Узловые координаты любой точки исходных элементов x_{i_α} преобразуются в соответствующие им криволинейные координаты $x_i\ (i = 1,2,3)$, а геометрия элемента $x_i(\xi)$, смещения $u_i(\xi)$ и напряжения $t_i(\xi)$ задаются с помощью одинаковых функций формы [12,13], рис.2:



а) *б)*

Рис. 2. Исходные плоские (а) и соответствующие им криволинейные изопараметрические (б) граничные элементы.

Использование таких соотношений позволяет, например, на основе (2) получить матричное уравнение:

$$[H]\{u\}=[\tilde{G}]\{t\}, \tag{8}$$

где H и $\tilde{G}$- матрицы коэффициентов, полученных в результате численного интегрирования. Выполнив численное интегрирование в (2) и выразив через давление часть неизвестных напряжений в соответствии с граничным условием (5) для поверхности S_a, получим:

$$[T]\{u\}=[D]\{p_\Sigma\}+4\pi\{p_\Sigma\}; \tag{9}$$

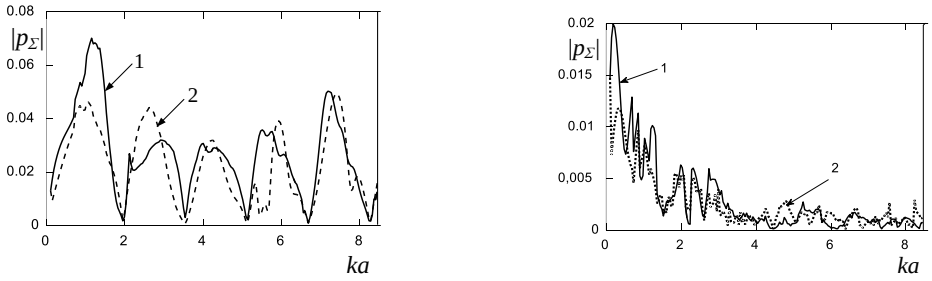
$$[H]\{u\}=[G]\{t\}+F\{p_\Sigma\}, \tag{10}$$

где T, D, G и F - матрицы коэффициентов.

Далее из уравнений (8) и (9) находятся распределения $p_\Sigma(Q)$ и $\mathbf{u}\cdot\mathbf{n}'$ на поверхности S_a, а затем на основании (2) по квадратурным формулам определяется $p_\Sigma(P_1)$ в жидкой среде [14-16] .

3. Результаты численного анализа характеристик рассеяния

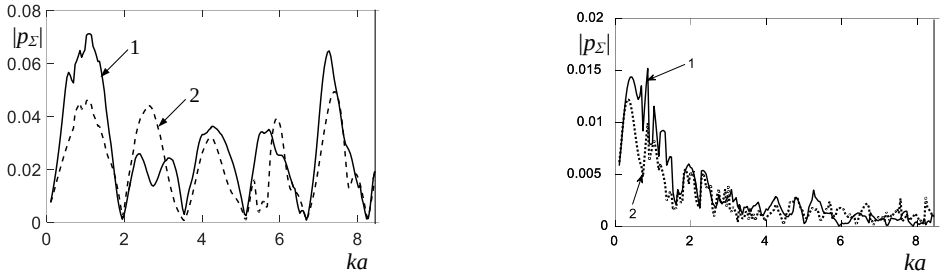
Рассмотрим некоторые результаты численного анализа характеристик рассеяния звука стальной оболочкой рассматриваемой формы, выполненного на основе приведенных выше соотношений. Оболочка с относительным удлинением $L/2a$=5 заполнена воздухом и находится в воде. Так, на рис.3 представлены зависимости модулей обратного рассеяния $p_\Sigma(P_1)$ от волнового размера оболочки ka для относительной толщины $h'= h/a$ = 0,0002 при траверзной ($\theta_0 = 90^0$, рис.3а) и неосевой ($\theta_0 = 60^0$, рис.3б) локации.



а) *б)*

Рис. 3. Частотные зависимости модулей обратного рассеяния звукового сигнала |pΣ| при $\theta_0 = 90^0$ (а) и $\theta_0 = 60^0$ (б) для оболочки (h′= 0,0002):
1-без перегородки; 2-при наличии одной перегородки.

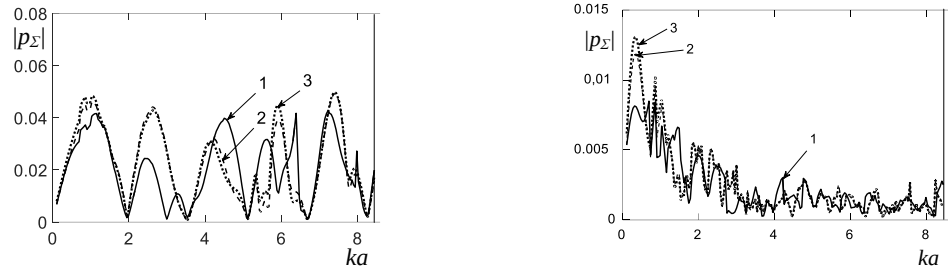
Кривая 1 на рисунке соответствует оболочке при отсутствии перегородки, кривая 2 – при наличии одной перегородки посередине (z=0); $k=2\pi f/C_0$; f –частота сигнала, Гц. Толщина перегородки для определенности принята равной толщине оболочки h. Аналогичные результаты для h'= 0,002 приведены на рис.4 и для h'= 0,02 на рис.5.



а) *б)*

Рис. 4. Частотные зависимости модулей обратного рассеяния звукового сигнала |pΣ| при $\theta_0 = 90^0$ (а) и $\theta_0 = 60^0$ (б) для оболочки (h′= 0,002):
1-без перегородки; 2-при наличии одной перегородки.

На рис.5 в дополнение к кривым 1 и 2 приводится кривая 3 для случая шести перегородок, расположенных с интервалом 0,2·L.



а) *б)*

Рис. 5. Частотные зависимости модулей обратного рассеяния звукового сигнала |pΣ| при $\theta_0 = 90^0$ (а) и $\theta_0 = 60^0$ (б) для оболочки (h′= 0,02):
1-без перегородки; 2- одна перегородка; 3-шесть перегородок.

Как видно из полученных результатов, влияние перегородки на рассеянное звуковое поле в большей степени проявляется при траверзной локации. Особенно это заметно на первых двух частотах контурных резонансов ($ka\approx1$ и $ka\approx3$), причем на первой из них при $h' \leq 0{,}002$ наличие перегородки способствует снижению рассеянного сигнала, а с ростом h' - его возрастанию по сравнению с оболочкой без перегородки. Такой характер влияния перегородки в данном случае может являться следствием изменения механизма формирования эхосигнала, определяемого при малых толщинах разделением внутреннего объема оболочки, а с ростом ее относительной толщины – увеличением роли стенки. При $ka\approx3$ звуковое поле, рассеянное оболочкой с перегородкой, оказывается выше при всех значениях h' по сравнению с полой оболочкой, что может быть связано с увеличением ее жесткости при росте волновой толщины kh. Изменение жесткости вызывает также и определенное смещение вправо резонансов сигнала, рассеянного оболочкой с перегородкой, в диапазоне выше кольцевой частоты ($ka \geq\sim 4$).

При неосевой локации аналогичное влияние перегородки на поле обратного рассеяния проявляется, в основном, на частоте первого резонанса, связанного с длиной контура оболочки в направлении распространения падающей волны. Увеличение числа

перегородок наиболее существенно проявляется при траверзной локации для $h' \geq 0{,}01$ (см. Рис.5а, 5б).

4. Заключение

Распространение метода интегральных уравнений, использованного ранее для идеальных рассеивателей с неаналитической формой поверхности, на упругие тела аналогичной формы, позволило выполнить численный анализ характеристик рассеяния звука конечной изотропной цилиндрической оболочкой, имеющей упругую перегородку в виде диска. Газонаполненная оболочка с оконечностями полусферической формы была помещена в жидкую среду. Рассмотрено численное преобразование непрерывных интегральных уравнений, имеющих смысл интегралов Кирхгофа и интегрального уравнения для вектора смещения упругой среды, в систему линейных алгебраических уравнений относительно перемещений и напряжений, определяемых в узловых точках криволинейных граничных элементов. Граничные условия относительно напряжений и смещений были сформулированы для каждой из поверхностей контакта оболочки с внешней и внутренней средами. Вычислены и проанализированы частотные зависимости модулей отраженного оболочкой стационарного звукового сигнала при траверзной и неосевой локации для различных значений ее относительной толщины. Реализация расчетного алгоритма выполнена с помощью специально разработанного программного обеспечения. На основе анализа численных результатов получены сравнительные оценки характера влияния перегородки на особенности формирования рассеянного сигнала в диапазоне волновых размеров оболочки, соответствующих области низкочастотной гидролокации.

В дальнейших исследованиях предполагается изучить применение голографических методов для обработки дифракционных акустических импульсов в гидроакустических волноводах. Разрабатываемые методы основаны на устойчивых свойствах интерференционной структуры, формируемой звуковыми источниками [17–22]. Характер и пространственное расположение интерференционных полос определяются частотным диапазоном, параметрами волновода, а также скоростью и направлением движения источника. Голографические методы обнаружения и локализации источников в низко- и высокочастотных диапазонах [23–26] характеризуются высокой помехоустойчивостью, слабой зависимостью от вариаций океанологических параметров и устойчивой работой в условиях пространственно-временной нестационарности среды [27–33]. Совмещение голографической обработки с алгоритмами оценки глубины [34, 35] обеспечивает эффективное решение задач мониторинга подводной обстановки, включая обнаружение [36, 37], разрешение целей [38–40], пеленгование [41–43], а также оценку дальности, радиальной скорости [17–21] и глубины малошумных подводных аппаратов. Дополнительными преимуществами голографического подхода являются возможность реализации адаптивных алгоритмов [44–46], модовой селекции в регулярных и нерегулярных волноводах [47–49], а также повышенная фокусирующая способность по сравнению с методами обращения волнового фронта и временного реверса [50]. В работе [51] предложена реализация голографической обработки на основе дробного преобразования Фурье. Совокупность указанных свойств подтверждает перспективность голографических методов для обработки дифракционных акустических импульсов.

5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

Литература

1. Лямшев Л.М. Отражение звука тонкими пластинками и оболочками в жидкости. – Москва: Изд-во АН СССР, 1955. 73 с.
2. Мнев Е.П., Перцев А.К. Гидроупругость оболочек. – Ленинград: Судостроение, 1970. 365 с.
3. Бабич В.М., Булдырев В.С. Асимптотические методы в задачах дифракции коротких волн. – Москва: Наука, 1972. 456 с.
4. Метсавээр Я.А., Векслер Н.Д., Стулов А.С. Дифракция акустических импульсов на упругих телах. – Москва: Наука, 1979. 239 с.
5. Флакс Л., Гонард Г., Юберралл Х. Theory of resonance scattering // Physical Acoustics. – New York: Academic Press, 1981. Vol. 15. P. 191–294.
6. Ваганов Р.Б., Каценеленбаум Б.З. Основы теории дифракции. – Москва: Наука, 1982. 272 с.
7. Фролов К.В., Антонов В.П. Колебания оболочек в жидкости. – Москва: Наука, 1983. 143 с.
8. Шендеров Е.Л. Излучение и рассеяние звука. – Ленинград: Судостроение, 1989. 301 с.
9. Клещёв А.А. Рассеяние звука идеальными телами неаналитической формы // Труды ЛКИ. Общесудовые системы. – Ленинград, 1989. С. 95–99.
10. Клещёв А.А. Метод интегральных уравнений в задаче дифракции звука на упругой оболочке неаналитической формы // Техническая акустика. – 1993. Т. 2. Вып. 4(6). С. 65–66.
11. Клещёв А.А. Гидроакустические рассеиватели. – Санкт-Петербург: Судостроение, 1991. 248 с.
12. Бреббия К., Уокер С. Применение метода граничных элементов в технике. – Москва: Мир, 1981. 248 с.
13. Сейберт А.Ф., Ву Т.В., Ву С.Ф. Radiation and scattering of acoustic waves from elastic solids and shells using the boundary element method // Journal of the Acoustical Society of America. – 1988. Vol. 84. No. 5. P. 1906–1911.
14. Ильменков С.Л. Решение задачи дифракции звука на упругом теле неаналитической формы с помощью метода граничных элементов // Морские интеллектуальные технологии. – 2015. №1(27). Т.1. С. 30–36.
15. Ильменков С.Л. Развитие методов решения граничных задач гидроакустики: монография. – Санкт-Петербург: СПбГМТУ, 2020. 190 с.
16. Ильменков С.Л., Переселков С.А., Грачев В.И., Ладыкин Н.В. Отражение звука от упругой конечной цилиндрической оболочки различной относительной длины // РЭНСИТ. – 2023. Т. 15. №4. С. 425–432.
17. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406−418.
18. Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Голографические методы обработки гидроакустических сигналов (Обзор) // Акуст. журн. 2025. Т. 71. № 1. С. 96−117.
19. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Vol. 151. No. 2 P. 666−676.
20. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
21. Глущенко М.Ю., Кузькин В.М., Матвиенко Ю.В., Пересёлков С.А., Хворостов Ю.А., Ткаченко С.А. Голографический метод идентификации шумового подводного источника в мелком море // Акуст. журн. 2024. Т. 70. № 3. С. 67−77.

22. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Matvienko Y., Tkachenko S., Rybyanets P. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // J. Mar. Sci. Eng. 2024, 12, 704.
23. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33-45. (Kaznacheev I.V.,
24. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor’ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2017. Vol. 25. No. 4. P. 299-306.
25. Переселков С.А., Кузькин В.М., Кузнецов Г.Н., Просовецкий Д.Ю., Ткаченко С.А. Интерференционный метод оценки координат движущегося шумового источника в мелком море с использованием высокочастотных сигналов // Акуст. журн. 2020. Т. 66. № 4. С. 437-445.
26. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Куцов М.В., Переселков С.А. Интерференционная структура шумового поля движущегося источника в высокочастотном диапазоне // Изв. РАН. Сер. физ. 2021. Т. 85. № 6. С. 907-912.
27. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu.A., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
28. Badiey M., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. Phys. Wave Phenom., 2019, 27(4):313-319.
29. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2022. Т. 14. № 2. С. 197-204.
30. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Ладыкин Н.В., Куцов М.В. Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2023. Т. 15. № 3. С. 317-326.
31. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 1922.
32. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of Intense Internal Waves Traveling Along an Acoustic Path on Source Holographic Reconstruction in Shallow Water. // J. Mar. Sci. Eng. 2025, 13, P. 1409.
33. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt, M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Effects of Irregular Bathymetry on Hologram Formation of Moving Source in ShallowWater. // J. Mar. Sci. Eng. 2025, 13, P. 1775.
34. Беседина Т.Н., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 6. С. 718-728.
35. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. Vol. 24. No. 4. P. 310-316.
36. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. Обнаружение источника в диспергирующих средах // РЭНСИТ. 2019. Т. 11. № 3. С. 337–344.
37. Матвиенко Ю.В., Кузькин В.М., Переселков С.А., Ладыкин Н.В., Грачев В.И. Обнаружение и локализация шумового подводного источника в мелководной

акватории на фоне интенсивного судоходства // РЭНСИТ. 2025. Т. 17. № 2. С. 211–220.
38. Kuz’kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor’ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 2. P. 150–159.
39. Кузькин В.М., Переселков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 3. С. 395–406. (Kuz’kin V.M.,
40. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. № 4. P. 290–299.
41. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 1. P. 63–73.
42. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. № 3. P. 237–241.
43. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Логачев В.В., Косенко И.М. Голографический метод обработки гидроакустических сигналов высокочастотного источника в мелком море // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. С. 545–554.
44. Kaznacheeva E.S., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. № 3. P. 267–273.
45. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. № 5. P. 382–391.
46. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Адаптивный алгоритм локализации шумовых подводных источников в мелководных акваториях // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 4. С. 533–544.
47. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 2. P. 111-118.
48. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 5. P. 314-320.
49. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Выделение мод шумового источника в мелком море методом голографической интерферометрии в присутствии интенсивных внутренних волн // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2022. Т. 14. № 3. С. 279-286.
50. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 559.
51. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source // Fractal Fract. 2025. Vol. 9. P. 715.

REFERENCES

1. Lyamshev L.M. Reflection of sound by thin plates and shells in liquid. Moscow: USSR Academy of Sciences Publishing House, 1955. 73 p.

2. Mnev E.P., Pertsev A.K. Hydroelasticity of shells. Leningrad: Sudostroenie, 1970. 365 p.
3. Babich V.M., Buldyrev V.S. Asymptotic methods in short-wave diffraction problems. Moscow: Nauka, 1972. 456 p.
4. Metsavyeer Y.A., Veksler N.D., Stulov A.S. Diffraction of acoustic pulses on elastic bodies. Moscow: Nauka, 1979. 239 p.
5. Flax L., Gaunard G., Überall H. Theory of resonance scattering // Physical Acoustics. New York: Academic Press, 1981. Vol. 15. P. 191–294.
6. Vaganov R.B., Katsenelenbaum B.Z. Fundamentals of diffraction theory. Moscow: Nauka, 1982. 272 p.
7. Frolov K.V., Antonov V.P. Vibrations of shells in liquid. Moscow: Nauka, 1983. 143 p.
8. Shenderov E.L. Radiation and scattering of sound. Leningrad: Sudostroenie, 1989. 301 p.
9. Kleshchev A.A. Sound scattering by ideal bodies of non-analytic shape // Proceedings of LKI. Ship Systems. Leningrad, 1989. P. 95–99.
10. Kleshchev A.A. Integral equation method in the problem of sound diffraction by an elastic shell of non-analytic shape // Technical Acoustics. 1993. Vol. 2. No. 4(6). P. 65–66.
11. Kleshchev A.A. Hydroacoustic scatterers. St. Petersburg: Sudostroenie, 1991. 248 p.
12. Brebbia C., Walker S. Boundary element techniques in engineering. Moscow: Mir, 1981. 248 p.
13. Seybert A.F., Wu T.W., Wu X.F. Radiation and scattering of acoustic waves from elastic solids and shells using the boundary element method // JASA. 1988. Vol. 84. No. 5. P. 1906–1911.
14. Ilmenkov S.L. Solution of the sound diffraction problem on an elastic body of non-analytic shape using the boundary element method // Marine Intelligent Technologies. 2015. No. 1(27). Vol. 1. P. 30–36.
15. Ilmenkov S.L. Development of methods for solving boundary problems in hydroacoustics: monograph. St. Petersburg: SPbSMTU, 2020. 190 p.
16. Ilmenkov S.L., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Ladykin N.V. Sound reflection from a finite elastic cylindrical shell of varying relative length // RENSIT. 2023. Vol. 15. No. 4. P. 425–432.
17. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Spectrogram and localization of a sound source in shallow water // Acoust. Phys. 2017. Vol. 63. No. 4. P. 449−461.
18. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Holographic methods of underwater acoustic signals processing (a Review) // Acoust. Phys. 2025. Vol. 71. No. 1. P. 80−100.
19. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Vol. 151. No. 2 P. 666−676.
20. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
21. Glushenko M.Yu., Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Khvorostov Yu.A., Tkachenko S.A. Holographic method for localizing an underwater noise source in a shallow sea // Acoust. Phys. 2024. Vol. 70. No. 3. P. 494−502.
22. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Y., Tkachenko S., Rybyanets P. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // J. Mar. Sci. Eng. 2024, 12, 704.
23. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric method for detecting a moving sound source using a vector-scalar receiver // Acoust. Phys. 2018. Vol. 64. No. 1. P. 33-45.
24. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor'ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance

to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2017. Vol. 25. No. 4. P. 299-306.
25. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Interferometric method for estimating the coordinates of a moving noise source in shallow sea using high-frequency signals // Acoust. Phys. 2020. Vol. 66. No. 4. P. 437-445.
26. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Kutsov M.V., Pereselkov S.A. Interference structure of the noise field of a moving source in the high-frequency range // Bull. RAS: Phys. 2021. Vol. 85. No. 6. P. 907-912.
27. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu.A., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
28. Badiey M., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu., Tkachenko S.A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. Phys. Wave Phenom., 2019, 27(4):313-319.
29. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Holographic processing of moving sources in shallow sea in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2022. Vol. 14. No. 2. P. 197-204.
30. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Ladykin N.V., Kutsov M.V. Holographic method for localizing a moving sound source in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2023. Vol. 15. No. 3. P. 317-326.
31. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 1922.
32. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Influence of Intense Internal Waves Traveling Along an Acoustic Path on Source Holographic Reconstruction in Shallow Water. // J. Mar. Sci. Eng. 2025, 13, P. 1409.
33. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt, M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Effects of Irregular Bathymetry on Hologram Formation of Moving Source in ShallowWater. // J. Mar. Sci. Eng. 2025, 13, P. 1775.
34. Besedina T.N., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Determining the depth of a sound source in shallow water against intense background noise // Acoust. Phys. 2015. Vol. 61. No. 6. P. 681−691.
35. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. Vol. 24. No. 4. P. 310-316.
36. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Source detection in dispersive environment // RENSIT. 2019. Vol. 11. No. 3. P. 337–344.
37. Matvienko Yu.V., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Ladykin N.V., Grachev V.I. Detection and localization of a noisy underwater source in a shallow-water area amid intense shipping traffic // RENSIT. 2025. Vol. 17. No. 2. P. 211–220.
38. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 2. P. 150–159.
39. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of noisy signals in the presence of random inhomogeneities of the oceanic medium // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 3. P. 395–406.

40. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. № 4. P. 290–299.
41. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. № 1. P. 63–73.
42. Kuznetsov G.N., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. № 3. P. 237–241.
43. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Logachev V.V., Kosenko I.M. Holographic method for processing of hydroacoustic signals from a high-frequency source in a shallow sea // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 4. P. 545–554.
44. Kaznacheeva E.S., Kuz’kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive algorithms for interferometric processing // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. № 3. P. 267–273.
45. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Rybyanets P.V., Tkachenko S.F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals // Phys. Wave Phenom. 2024. Vol. 32. № 5. P. 382–391.
46. Kuz’kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Adaptive algorithm for localization of noisy underwater sources in shallow waters // RENSIT. 2024. Vol. 16. No. 4. P. 533–544.
47. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 2. P. 111-118.
48. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Phys. Wave Phenom. 2022. Vol. 30. No. 5. P. 314-320.
49. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Mode separation of a noise source in shallow sea using holographic interferometry in the presence of intensive internal waves // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2022. Vol. 14. No. 3. P. 279-286.
50. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water // J. Mar. Sci. Eng. 2023. Vol. 11. P. 559.
51. Pereselkov S., Kuz’kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Pereselkov A., Ladykin N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source // Fractal Fract. 2025. Vol. 9. P. 715.

ЧИСЛЕННЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ ПО РАССЕЯНИЮ ЗВУКА ВРАЩЕНИЯ ДВИЖИТЕЛЯ В НАСАДКЕ НА КОРПУСЕ ПОДВОДНОГО АППАРАТА

С. Л. Ильменков[1], С. А. Переселков[2], Н. В. Ладыкин[2], А. С. Переселков[2]

[1]Санкт-Петербургский государственный морской технический университет, Санкт-Петербург, РФ
[2]Воронежский государственный университет, Воронеж, РФ

Аннотация. В статье представлены численные характеристики рассеяния стационарного звукового сигнала совокупности сосредоточенных источников, имитирующих пульсации «объемной» составляющей звука вращения движителя модели необитаемого подводного аппарата (НПА) в насадке. Выполнена сравнительная расчетная оценка эффективности нескольких вариантов насадки движителя модели НПА по снижению уровней звукового сигнала, рассеянного корпусом. Отмечены особенности характеристик рассеяния, связанные с соответствующими диапазонами волновых размеров модели и углов наблюдения.

Ключевые слова: модель подводного аппарата, движитель в насадке, интегральное уравнение Кирхгофа, вектор смещения, граничные элементы, характеристики рассеяния звука.

NUMERICAL EXPERIMENT ON THE SCATTERING OF PROPELLER ROTATION NOISE IN A DUCT ON THE HULL OF AN UNDERWATER VEHICLE

S. L. Ilmenkov[1], S. A. Pereselkov[2], N. V. Ladykin[2], A. S. Pereselkov[2]

[1]Saint Petersburg State Marine Technical University, Saint Petersburg, Russian Federation
[2]Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article presents numerical scattering characteristics of a stationary acoustic signal produced by a set of concentrated sources simulating pulsations of the “volume” component of the propeller rotation noise of an unmanned underwater vehicle (UUV) model in a duct. A comparative computational assessment is carried out for several duct configurations of the UUV model propulsor with respect to reducing the levels of the acoustic signal scattered by the hull. The specific features of the scattering characteristics associated with the corresponding ranges of the model’s wave dimensions and observation angles are noted.

Keywords: underwater vehicle model, ducted propulsor, Kirchhoff integral equation, displacement vector, boundary elements, sound scattering characteristics.

1. Введение

Современные необитаемые подводные аппараты (НПА) продемонстрировали свою эффективность при выполнении широкого круга задач морской деятельности (обзорно-поисковых, научно-исследовательских, охранных и т.д.). Дальнейшее совершенствование характеристик НПА напрямую связано с продолжением исследований их физических полей. В частности, вероятность обнаружения и идентификации подводных объектов в значительной степени определяются значениями характеристик их шумоизлучения в дальней зоне акустического поля (особенно на низких и средних звуковых частотах). Изменчивость параметров водной среды и

условий измерений существенно снижают достоверность таких значений, полученных экспериментальным путем, и, соответственно, повышают ценность результатов расчетного анализа. Как известно [1-4], шумоизлучение НПА в низкочастотной области обусловлено, главным образом, шумом вращения его движительного агрегата, и проявляется на частотах, кратных числу оборотов и количеству его лопастей. В целом, тональные компоненты шума движителя не являются преобладающими в общем спектре его шумоизлучения, однако, составляющая внешнего гидроакустическго поля, связанная с переизлучением корпусом шума движителя в некоторых случаях может превышать уровень шума первичного источника за счет резонансов корпусных конструкций. Несмотря на то, что в шуме вращения движителя обычно доминирует уровень «силовой» составляющей (дипольный источник) [1,3], «объемный» шум вытеснения жидкости является одним из важных компонентов акустического излучения системы «движитель-корпус» и требует отдельного анализа. Одним из способов уменьшения шумоизлучения движителей подводных аппаратов является их размещение в специальных направляющих насадках.

Цель данной работы – выполнение сравнительной расчетной оценки характеристик рассеяния стационарного звукового сигнала от сосредоточенных источников, имитирующих низкочастотные пульсации, обусловленные «объемной» составляющей звука вращения движителя модели НПА при нескольких вариантах насадки.

2. Постановка задачи

Для проведения исследования будем рассматривать расчетную модель, аппроксимирующую внешнюю поверхность корпуса НПА и представляющую собой совокупность изотропных газонаполненных оболочек толщиной h (Рис.1):

цилиндрических: длиной $\left(2l - l_1\right)$ и радиусом a_0; длиной l_k и радиусом a_2;

полусферических: с радиусами a_0 и a_2;

конических - длиной l_k и радиусами оснований a_0 и a_2; длиной l_k и радиусами оснований a_1 и a_2.

Моделью насадки также является совокупность изотропных оболочек с заполнителем толщиной t и толщинами стенок: h_1 (наружная), h_2 (внутренняя) (Рис.2):

цилиндрической: длиной l_k и радиусом $a_2 + d$;

конической: длиной l_k и радиусами оснований $a_1 + d$ и $a_2 + d$.

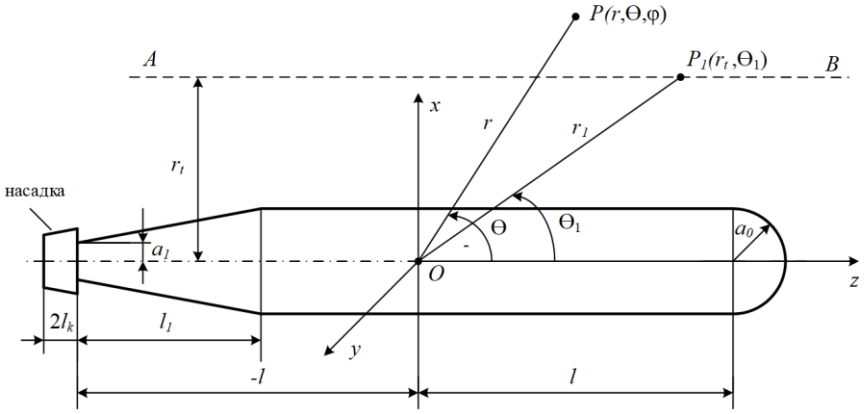
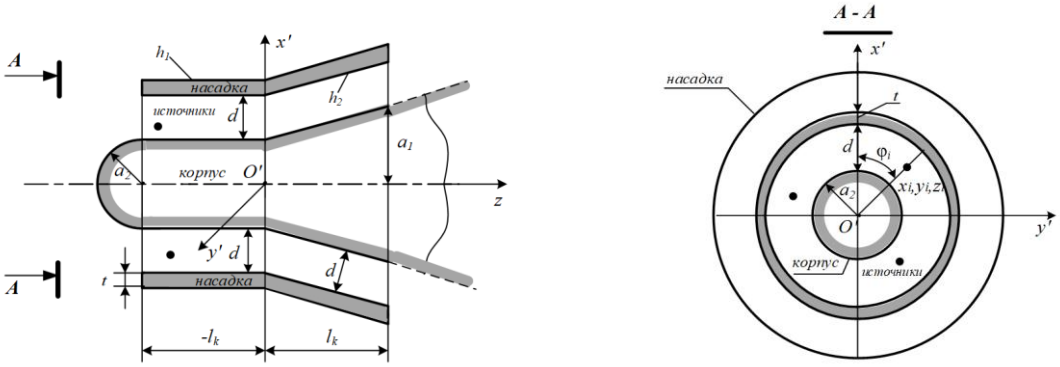


Рис. 1. Общий вид рассматриваемой модели НПА.



(а) (б)

Рис. 2. Расчетная схема излучения точечных источников в насадке:
(а) – вид сбоку;(б) – вид со стороны кормовой оконечности модели.

Материал корпуса модели и стенок насадки характеризуется: плотностью $\rho_к$, модулем упругости $E_к$, коэффициентом Пуассона $\eta_к$, скоростями продольной c_1 и поперечной c_2 волн. Вязко-упругий материал заполнителя насадки - плотностью $\rho_н$, абсолютным значением комплексного модуля упругости $E_н$, коэффициентом Пуассона $\eta_н$, тангенсом угла механических потерь $tg\delta$, скоростью продольной волны c_3. Внешняя жидкая среда имеет плотность ρ_0 и скорость звука c_0. Точечные источники гармонического сигнала с произвольными координатами (x_i, y_i, z_i) и фазами, расположенные в жидкой среде между корпусом модели и насадкой, имитируют в первом приближении пульсации звукового давления при работе движителя [11,12].

Суммарное звуковое поле в точке наблюдения $P(r,\theta,\varphi)$, расположенной в дальнем поле (угловая характеристика), или точке $P_1(r_t,\theta_1)$ на линии AB (проходная характеристика, см. Рис.1), включает в себя: вклад от излучения точечных источников непосредственно в жидкую среду и через стенку насадки; звуковое поле точечных источников, рассеянное на корпусе модели.

Аналогично [6,7,12,14] решение задачи рассеяния звука рассматриваемым телом неаналитической формы в данном случае опирается на использование:

1) интегрального уравнения для вектора смещения $\mathbf{u}(\mathbf{r})$ упругой оболочки [7]:

$$\mathbf{u}(\mathbf{r}) = \iint_S \left\{ \mathbf{t}(\mathbf{r}')G(\mathbf{r}';\mathbf{r}) - \mathbf{u}(\mathbf{r}')\left[\hat{\mathbf{n}}'\sum(\mathbf{r}';\mathbf{r})\right]\right\} dS(\mathbf{r}'), \mathbf{r} \in V. \quad (1)$$

где $\mathbf{t}(\mathbf{r}') = \hat{\mathbf{n}}'T(\mathbf{r}')$ - вектор напряжения; $\hat{\mathbf{n}}' = \mathbf{n}'(\mathbf{r}')$ - единичный вектор внешней нормали к поверхности оболочки S; $T(\mathbf{r}')$ - тензор напряжений упругого материала; $G(\mathbf{r}';\mathbf{r})$ - тензор перемещений Грина; $\mathbf{r}$ - радиус-вектор точки P; $\sum(\mathbf{r}';\mathbf{r})$ - тензор напряжений Грина

2) интегрального уравнения Кирхгофа для рассеянного давления во внешней жидкой среде [5,12,14]:

$$p_s(\mathbf{r},\theta,\varphi) = (1/4\pi)\iint_S \left\{ \left[\partial p_s(Q)/\partial \mathbf{n}\right] exp(ik\mathbf{r})/\mathbf{r} - p_s(Q)(\partial/\partial \mathbf{n})\left[exp(ik\mathbf{r})/\mathbf{r}\right]\right\} dS, \quad (2)$$

где Q-точка поверхности оболочки S; p_s (Q)-звуковое давление рассеянной волны в точке Q; $k=\omega/c_0$; $\omega = 2\pi f$; f – частота звукового сигнала, Гц.

К интегральным уравнениям (1), (2) добавляются граничные условия:

1) на внешней и внутренней поверхностях оболочки отсутствуют касательные напряжения;

2) нормальное напряжение на внешней поверхности оболочки равно давлению p_Σ, а на внутренней – давлению воздуха внутри оболочки.

3) нормальная компонента вектора смещения непрерывна на всех границах оболочки:

$$u_n = \left(1/\rho_0\omega^2\right)\left(\partial p_\Sigma/\partial \mathbf{n}\right)\big|_S; \tag{3}$$

Совместное решение уравнений (1), (2) при заданных граничных условиях на позволяет получить граничное интегральное уравнение относительно перемещений и напряжений в точках поверхности S:

$$p_S(P) = \frac{1}{4\pi}\int_S \left[p_\Sigma(Q)\left(\partial/\partial\mathbf{n}\right)(e^{ik\mathbf{r}}/\mathbf{r}) - (e^{ik\mathbf{r}}/\mathbf{r})\rho_0\omega^2\left(\mathbf{u}\times\mathbf{n}\right)\right]\cdot dS + 4\pi p_i(P), \tag{4}$$

где $p_S(Q) = p_i(Q) + p_s(Q)$; $p_i(Q)$, $p_i(P)$ - звуковое давление падающей волны в точках Q и P соответственно.

Подставляя интегральные уравнения (1), (2), (4) в граничные условия, получим систему непрерывных интегральных уравнений относительно p_Σ и компонент вектора смещения $\mathbf{u}$ на поверхности оболочки. Для численного решения системы с помощью квадратурных формул преобразуем ее в систему линейных алгебраических уравнений [9,10]. При этом поверхности оболочек представляются в виде совокупности элементарных площадок, а криволинейные координаты любой точки элемента $x_i (i = 1,2,3)$ связаны с узловыми координатами $x_{i\alpha}$ выражениями вида [8,12]:

$$x_i(\xi) = \sum_\alpha N_\alpha(\xi) x_{i\alpha}, \quad \alpha = 1,2,...,6, \tag{5}$$

где $N_\alpha(\xi) -$ функции местных координат $(\xi) = (\xi_1;\xi_2)$, для треугольных и четырёхугольных элементов, приведенные в [7,8].

Таким образом, выражение (5) представляет собой неявное преобразование элемента поверхности в плоский квадрат или плоский равносторонний треугольник. В узлах $x_{i\alpha}$ задаются некоторые коэффициенты, а непрерывные подынтегральные функции приближённо представляются в виде рядов по интерполирующим функциям формы, умноженным на эти коэффициенты [8,12,14]:

$$u_i(\xi) = \sum_\alpha N_\alpha(\xi) u_{i\alpha}, \tag{6}$$

$$t_i(\xi) = \sum_\alpha N_\alpha(\xi) t_{i\alpha}, \tag{7}$$

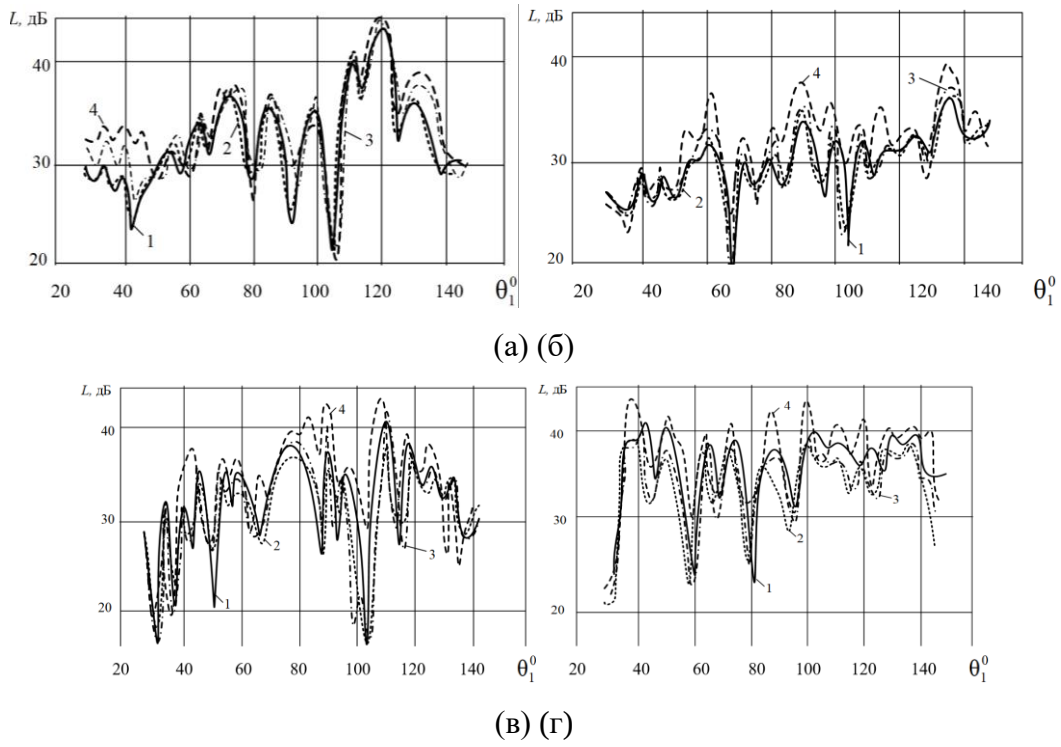
где $u_{i\alpha}$ и $t_{i\alpha}$ – значения компонент вектора смещения или вектора напряжения в узлах.

3. Анализ результатов численного расчета

Соотношения геометрических параметров модели принимались следующими: $l = 5a_0$; $a_1 = 0,5a_0$; $a_2 = 0,3a_1$; $d = a_2$; $h' = h/a_0 = 0,01$; $l_к = 0,4a_0$; $h_1 = h_2 = 0,5h$. Материал корпусов модели и насадки – сталь ($E_к = 2\cdot10^{11} Н/м^2$; $\eta_к = 0,3$; $c_1 = 5940$ м/с; $c_2 = 3220$ м/с); материал вязко-упругого заполнителя насадки: $\rho_н = 500\ кг/м^3$; $E_н = 2\cdot10^9 Н/м^2$; $\eta_н = 0,32$; $tg\delta = 0,03$; $c_3 = 2000$ м/с. Внутри оболочек-воздух.

Результаты расчетов представим в форме зависимостей уровней модулей звукового давления $L = 20lg\left|p_s\left(\theta_1\right)/p_0\right|$, дБ, где $p_0 = exp(ikr_t)/r_t$, в точках P_1 по линии *AB* (см. Рис.1). При этом $r_t = 2\cdot l_\Sigma^2/\lambda$, где $l_S = 2l + a_0 + a_1$; λ – длина звуковой волны в жидкости. На рис. 3 приводятся зависимости $L(\theta_1)$ дБ, рассчитанные при случайных значениях координат ($a_2 < x_i$, $y_i < a_2 + d$, $-l_к < z_i < 0$) и фаз ($0\ldots 2\pi$) десяти источников для диапазона волновых размеров $ka_0 = 1\ldots 30$. Расчет проводился для четырех вариантов насадки, которым соответствуют следующие номера кривых на графиках:

1) стальная насадка с заполнителем из вязко-упругого материала;
2) насадка полностью состоящая из вязко-упругого материала;
3) акустически «мягкая» насадка;
4) насадка отсутствует.



(а) (б)

(в) (г)

Рис.3. Уровни модулей характеристик рассеяния звука источников в насадке на корпусе модели $L = 20lg\left|p_s\left(\theta_1\right)/p_0\right|$: а) $ka_0 = 3$; б) $ka_0 = 7$; в) $ka_0 = 12$; г) $ka_0 = 20$.

Как следует из полученных результатов, при $ka_0 \approx 3\ldots 7$ (λ соизмерима с габаритами модели), акустическое поле в диапазоне $\theta_1 \le 60^0$ экранируется корпусами модели и самой насадки (Рис.3а, б), а при $ka_0 \approx 1\ldots 3$ существенно преобладает обратное рассеяние в секторе углов наблюдения $\theta_1 \approx 180^0 \pm 70^0$. Эффективность насадки в этом случае проявляется преимущественно в осевых направлениях, составляя, в среднем, около 5 дБ (Рис.3а). С увеличением ka_0 возрастает роль рассеяния в траверзных направлениях, например, при $ka_0 \approx 5\ldots 7$ в характеристике рассеяния формируются, в основном, три максимума: $\theta_1 \approx 60^0$, 90^0 и 130^0 (Рис.3б). Начиная с $ka_0 \approx 15$ во всем

диапазоне углов локации число максимумов с близкими значениями L дБ в проходной характеристике увеличивается в целом до 8-9, а эффект экранирования корпусом снижается (Рис.3в, 3г).

Сравнение различных типов насадок показывает, что максимальное влияние на уменьшение уровней звукового давления источников (в среднем 3-5 дБ на максимумах характеристик рассеяния во всем диапазоне частот) оказывает стальная насадка с заполнителем (кривая 1). Практически такой же эффект в диапазоне $ka_0 \approx 7\ldots20$ наблюдается у вязко-упругой насадки (кривая 2), а при $ka_0 \geq 20$ он возрастает до 5-7 дБ. Эффект «мягкой» насадки (кривая 3) в диапазоне $ka_0 \approx 7\ldots20$, в целом, несколько ниже: 2-4 дБ, но практически приближается к эффекту вязко-упругой при $ka_0 \geq 20$.

4. Заключение

На основе алгоритма, опирающегося на численное решение интегрального уравнения для вектора смещения упругой оболочки неаналитической формы и интегрального уравнения Кирхгофа для рассеянного давления получены характеристики рассеяния стационарного звукового сигнала совокупности сосредоточенных источников, имитирующих пульсации звукового давления при работе движителя модели НПА в насадке. Внешние поверхности корпусов НПА и насадки моделировались совокупностями изотропных газонаполненных оболочек (конечных цилиндрических, полусферических и конических) заданной толщины. В суммарном рассеянном сигнале учитывался вклад от излучения точечных источников непосредственно в жидкую среду и через стенку насадки, а также звуковое поле точечных источников, рассеянное на корпусе модели. Рассматриваемый подход, использованный для расчетной оценки «объемной» составляющей шума вращения движителя, может быть распространен и для учета «силовой» составляющей (дипольные излучатели) путем введения дополнительных источников противоположных знаков. Установлено, что при длинах звуковых волн, соизмеримых с габаритами модели, преобладает обратное рассеяние в секторе кормовых углов наблюдения, а в направлении носовой оконечности звуковое поле в значительной степени экранируется корпусами модели и насадки. С увеличением волнового размера модели во всем диапазоне углов наблюдения число максимумов характеристик рассеяния увеличивается, а эффект экранирования корпусом снижается. Выполнена сравнительная расчетная оценка акустической эффективности нескольких вариантов насадки движителя модели НПА и получено, что максимальное влияние на уменьшение уровней рассеянного сигнала оказывает стальная насадка с заполнителем из вязко-упругого материала.

В дальнейших исследованиях планируется рассмотреть применение голографических методов к обработке звука вращения движителя подводного аппарата в гидроакустических волноводах. Разрабатываемые подходы опираются на устойчивые свойства интерференционной структуры, формируемой звуковыми источниками [15–20]. Пространственная конфигурация и характер интерференционных полос определяются частотным диапазоном, параметрами волновода, а также скоростью и направлением движения источника. Как показано в работах [21–24], голографические методы обнаружения и локализации источников в низко- и высокочастотных диапазонах отличаются высокой помехоустойчивостью, слабой чувствительностью к изменениям океанологических параметров и сохраняют работоспособность в условиях пространственно-временной нестационарности среды [25–31]. Сочетание голографической обработки с алгоритмами оценки глубины [32, 33] позволяет эффективно решать задачи мониторинга подводной обстановки, включая обнаружение [34, 35], разрешение целей [36–38], пеленгование [39–41], а также определение

дальности, радиальной скорости [15–19] и глубины малошумных подводных аппаратов. Дополнительные преимущества голографического подхода связаны с возможностью построения адаптивных алгоритмов [42–44], реализации модовой селекции в регулярных и нерегулярных волноводах [45–49], а также с более высокой фокусирующей способностью по сравнению с методами обращения волнового фронта и временного реверса [50]. В работе [51] предложен вариант реализации голографической обработки на основе дробного преобразования Фурье. Совокупность этих свойств свидетельствует о высокой перспективности голографических методов для обработки звука вращения движителя подводного аппарата.

5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

Литература

1. Лямшев Л. М. Отражение звука тонкими пластинками и оболочками в жидкости. – Москва: Изд-во АН СССР, 1955. – 73 с.
2. Мнев Е. П., Перцев А. К. Гидроупругость оболочек. – Ленинград: Судостроение, 1970. – 365 с.
3. Бабич В. М., Булдырев В. С. Асимптотические методы в задачах дифракции коротких волн. – Москва: Наука, 1972. – 456 с.
4. Метсавээр Я. А., Векслер Н. Д., Стулов А. С. Дифракция акустических импульсов на упругих телах. – Москва: Наука, 1979. – 239 с.
5. Flax, L., Gaunard, G., Überall, H. Theory of resonance scattering. // Physical Acoustics, New York: Academic Press, 1981, Vol. 15. – Pp. 191-294.
6. Ваганов Р. Б., Каценеленбаум Б. З. Основы теории дифракции. – Москва: Наука, 1982. – 272 с.
7. Фролов К. В., Антонов В. П. Колебания оболочек в жидкости. – Москва: Наука, 1983. – 143 с.
8. Шендеров Е. Л. Излучение и рассеяние звука. – Ленинград: Судостроение, 1989. – 301 с.
9. Клещёв А. А. Рассеяние звука идеальными телами неаналитической формы. // Труды ЛКИ. Общесудовые системы, Ленинград, 1989. – С. 95-99.
10. Клещёв А. А. Метод интегральных уравнений в задаче дифракции звука на упругой оболочке неаналитической формы. // Техническая акустика, 1993, Т. 2, Вып. 4(6). – С. 65-66.
11. Клещёв А. А. Гидроакустические рассеиватели. – Санкт-Петербург: Судостроение, 1991. – 248 с.
12. Бреббия К., Уокер С. Применение метода граничных элементов в технике. – Москва: Мир, 1981. – 248 с.
13. Seybert, A. F., Wu, T. W., Wu, X. F. Radiation and scattering of acoustic waves from elastic solids and shells using the boundary element method. // Journal of the Acoustical Society of America, 1988, Vol. 84, No. 5. – Pp. 1906-1911.
14. Ильменков С. Л. Решение задачи дифракции звука на упругом теле неаналитической формы с помощью метода граничных элементов. // Морские интеллектуальные технологии, 2015, № 1(27), Т. 1. – С. 30-36.
15. Ильменков С. Л. Развитие методов решения граничных задач гидроакустики: монография. – Санкт-Петербург: СПбГМТУ, 2020. – 190 с.

16. Ильменков С. Л., Переселков С. А., Грачев В. И., Ладыкин Н. В. Отражение звука от упругой конечной цилиндрической оболочки различной относительной длины. // РЭНСИТ, 2023, Т. 15, № 4. – С. 425-432.
17. Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море. // Акустический журнал, 2017, Т. 63, № 4. – С. 406-418.
18. Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Голографические методы обработки гидроакустических сигналов (Обзор). // Акустический журнал, 2025, Т. 71, № 1. – С. 96-117.
19. Pereselkov, S. A., Kuz'kin, V. M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // Journal of the Acoustical Society of America, 2022, Vol. 151, No. 2. – Pp. 666-676.
20. Ehrhardt, M., Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Kaznacheev, I., Rybyanets, P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // Sound and Vibration, 2023, Vol. 544. – P. 117388.
21. Глущенко М. Ю., Кузькин В. М., Матвиенко Ю. В., Пересёлков С. А., Хворостов Ю. А., Ткаченко С. А. Голографический метод идентификации шумового подводного источника в мелком море. // Акустический журнал, 2024, Т. 70, № 3. – С. 67-77.
22. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Matvienko, Y., Tkachenko, S., Rybyanets, P. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // Journal of Marine Science and Engineering, 2024, Vol. 12. – P. 704.
23. Казначеев И. В., Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником. // Акустический журнал, 2018, Т. 64, № 1. – С. 33-45.
24. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kaznacheev, I. V., Grigor'ev, V. A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver. // Physics of Wave Phenomena, 2017, Vol. 25, No. 4. – Pp. 299-306.
25. Переселков С. А., Кузькин В. М., Кузнецов Г. Н., Просовецкий Д. Ю., Ткаченко С. А. Интерференционный метод оценки координат движущегося шумового источника в мелком море с использованием высокочастотных сигналов. // Акустический журнал, 2020, Т. 66, № 4. – С. 437-445.
26. Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Куцов М. В., Переселков С. А. Интерференционная структура шумового поля движущегося источника в высокочастотном диапазоне. // Известия РАН. Серия физическая, 2021, Т. 85, № 6. – С. 907-912.
27. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Zvyagin, V. G., Malykhin, Yu. A., Prosovetskiy, D. Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 160-167.
28. Badiey, M., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu., Tkachenko, S. A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. // Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 4. – Pp. 313-319.
29. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Казначеева Е. С., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Рыбянец П. В. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2022, Т. 14, № 2. – С. 197-204.
30. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Ладыкин Н. В., Куцов М. В. Голографический метод локализации движущегося источника звука в

присутствии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2023, Т. 15, № 3. – С. 317-326.
31. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 1922.
32. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Influence of Intense Internal Waves Traveling Along an Acoustic Path on Source Holographic Reconstruction in Shallow Water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13. – P. 1409.
33. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Effects of Irregular Bathymetry on Hologram Formation of Moving Source in Shallow Water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2025, Vol. 13. – P. 1775.
34. Беседина Т. Н., Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума. // Акустический журнал, 2015, Т. 61, № 6. – С. 718-728.
35. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide. // Physics of Wave Phenomena, 2016, Vol. 24, No. 4. – Pp. 310-316.
36. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Матвиенко Ю. В., Ткаченко С. А. Обнаружение источника в диспергирующих средах. // РЭНСИТ, 2019, Т. 11, № 3. – С. 337-344.
37. Матвиенко Ю. В., Кузькин В. М., Переселков С. А., Ладыкин Н. В., Грачев В. И. Обнаружение и локализация шумового подводного источника в мелководной акватории на фоне интенсивного судоходства. // РЭНСИТ, 2025, Т. 17, № 2. – С. 211-220.
38. Kuz'kin, V. M., Kuznetsov, G. N., Pereselkov, S. A., Grigor'ev, V. A. Resolving power of the interferometric method of source localization. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 150-159.
39. Кузькин В. М., Переселков С. А., Грачев В. И., Рыбянец П. В., Ткаченко С. А. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды. // РЭНСИТ, 2024, Т. 16, № 3. – С. 395-406.
40. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment. // Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 4. – Pp. 290-299.
41. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kuznetsov, G. N., Kaznacheev, I. V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver. // Physics of Wave Phenomena, 2018, Vol. 26, No. 1. – Pp. 63-73.
42. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu. Direction finding of a noise sound source. // Physics of Wave Phenomena, 2019, Vol. 27, No. 3. – Pp. 237-241.
43. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Грачев В. И., Логачев В. В., Косенко И. М. Голографический метод обработки гидроакустических сигналов высокочастотного источника в мелком море. // РЭНСИТ, 2024, Т. 16, № 4. – С. 545-554.
44. Kaznacheeva, E. S., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Tkachenko, S. A. Adaptive algorithms for interferometric processing. // Physics of Wave Phenomena, 2020, Vol. 28, No. 3. – Pp. 267-273.
45. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals. // Physics of Wave Phenomena, 2024, Vol. 32, No. 5. – Pp. 382-391.

46. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Рыбянец П. В. Адаптивный алгоритм локализации шумовых подводных источников в мелководных акваториях. // РЭНСИТ, 2024, Т. 16, № 4. – С. 533-544.
47. Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Prosovetskii, D. Yu., Kaznacheeva, E. S. Mode selection in oceanic waveguides. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 2. – Pp. 111-118.
48. Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S., Tkachenko, S. A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves. // Physics of Wave Phenomena, 2022, Vol. 30, No. 5. – Pp. 314-320.
49. Кузькин В. М., Пересёлков С. А., Казначеева Е. С., Грачев В. И., Ткаченко С. А., Рыбянец П. В. Выделение мод шумового источника в мелком море методом голографической интерферометрии в присутствии интенсивных внутренних волн. // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2022, Т. 14, № 3. – С. 279-286.
50. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water. // Journal of Marine Science and Engineering, 2023, Vol. 11. – P. 559.
51. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source. // Fractal and Fractional, 2025, Vol. 9. – P. 715.

REFERENCES

1. Lyamshev, L. M. Reflection of sound by thin plates and shells in liquid. Moscow: USSR Academy of Sciences Publishing House, 1955. 73 p.
2. Mnev, E. P., Pertsev, A. K. Hydroelasticity of shells. Leningrad: Sudostroenie, 1970. 365 p.
3. Babich, V. M., Buldyrev, V. S. Asymptotic methods in short-wave diffraction problems. Moscow: Nauka, 1972. 456 p.
4. Metsavyeer, Y. A., Veksler, N. D., Stulov, A. S. Diffraction of acoustic pulses on elastic bodies. Moscow: Nauka, 1979. 239 p.
5. Flax, L., Gaunard, G., Überall, H. Theory of resonance scattering. // Physical Acoustics, New York: Academic Press, 1981, Vol. 15. – Pp. 191-294.
6. Vaganov, R. B., Katsenelenbaum, B. Z. Fundamentals of diffraction theory. Moscow: Nauka, 1982. 272 p.
7. Frolov, K. V., Antonov, V. P. Vibrations of shells in liquid. Moscow: Nauka, 1983. 143 p.
8. Shenderov, E. L. Radiation and scattering of sound. Leningrad: Sudostroenie, 1989. 301 p.
9. Kleshchev, A. A. Sound scattering by ideal bodies of non-analytic shape. // Proceedings of LKI. Ship Systems, Leningrad, 1989. – Pp. 95-99.
10. Kleshchev, A. A. Integral equation method in the problem of sound diffraction by an elastic shell of non-analytic shape. // Technical Acoustics, 1993, Vol. 2, No. 4(6). – Pp. 65-66.
11. Kleshchev, A. A. Hydroacoustic scatterers. St. Petersburg: Sudostroenie, 1991. 248 p.
12. Brebbia, C., Walker, S. Boundary element techniques in engineering. Moscow: Mir, 1981. 248 p.
13. Seybert, A. F., Wu, T. W., Wu, X. F. Radiation and scattering of acoustic waves from elastic solids and shells using the boundary element method. // JASA, 1988, Vol. 84, No. 5. – Pp. 1906-1911.

14. Ilmenkov, S. L. Solution of the sound diffraction problem on an elastic body of non-analytic shape using the boundary element method. // Marine Intelligent Technologies, 2015, No. 1(27), Vol. 1. – Pp. 30-36.
15. Ilmenkov, S. L. Development of methods for solving boundary problems in hydroacoustics: monograph. St. Petersburg: SPbSMTU, 2020. 190 p.
16. Ilmenkov, S. L., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Ladykin, N. V. Sound reflection from a finite elastic cylindrical shell of varying relative length. // RENSIT, 2023, Vol. 15, No. 4. – Pp. 425-432.
17. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Spectrogram and localization of a sound source in shallow water. // Acoust. Phys., 2017, Vol. 63, No. 4. – Pp. 449-461.
18. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Holographic methods of underwater acoustic signals processing (a Review). // Acoust. Phys., 2025, Vol. 71, No. 1. – Pp. 80-100.
19. Pereselkov, S. A., Kuz'kin, V. M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. // J. Acoust. Soc. Am., 2022, Vol. 151, No. 2. – Pp. 666-676.
20. Ehrhardt, M., Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Kaznacheev, I., Rybyanets, P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. // Sound and Vibration, 2023, Vol. 544. – P. 117388.
21. Glushenko, M. Yu., Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Khvorostov, Yu. A., Tkachenko, S. A. Holographic method for localizing an underwater noise source in a shallow sea. // Acoust. Phys., 2024, Vol. 70, No. 3. – Pp. 494-502.
22. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Matvienko, Y., Tkachenko, S., Rybyanets, P. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // J. Mar. Sci. Eng., 2024, Vol. 12. – P. 704.
23. Kaznacheev, I. V., Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Interferometric method for detecting a moving sound source using a vector-scalar receiver. // Acoust. Phys., 2018, Vol. 64, No. 1. – Pp. 33-45.
24. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kaznacheev, I. V., Grigor'ev, V. A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver. // Phys. Wave Phenom., 2017, Vol. 25, No. 4. – Pp. 299-306.
25. Pereselkov, S. A., Kuz'kin, V. M., Kuznetsov, G. N., Prosovetskiy, D. Yu., Tkachenko, S. A. Interferometric method for estimating the coordinates of a moving noise source in shallow sea using high-frequency signals. // Acoust. Phys., 2020, Vol. 66, No. 4. – Pp. 437-445.
26. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Kutsov, M. V., Pereselkov, S. A. Interference structure of the noise field of a moving source in the high-frequency range. // Bull. RAS: Phys., 2021, Vol. 85, No. 6. – Pp. 907-912.
27. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Zvyagin, V. G., Malykhin, Yu. A., Prosovetskiy, D. Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf. // Phys. Wave Phenom., 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 160-167.
28. Badiey, M., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu., Tkachenko, S. A. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II. // Phys. Wave Phenom., 2019, Vol. 27, No. 4. – Pp. 313-319.
29. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Rybyanets, P. V. Holographic processing of moving sources in shallow sea in the presence of intensive internal waves. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2022, Vol. 14, No. 2. – Pp. 197-204.

30. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Ladykin, N. V., Kutsov, M. V. Holographic method for localizing a moving sound source in the presence of intensive internal waves. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2023, Vol. 15, No. 3. – Pp. 317-326.
31. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. // J. Mar. Sci. Eng., 2023, Vol. 11. – P. 1922.
32. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Influence of Intense Internal Waves Traveling Along an Acoustic Path on Source Holographic Reconstruction in Shallow Water. // J. Mar. Sci. Eng., 2025, Vol. 13. – P. 1409.
33. Pereselkov, S., Kuz'kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Effects of Irregular Bathymetry on Hologram Formation of Moving Source in ShallowWater. // J. Mar. Sci. Eng., 2025, Vol. 13. – P. 1775.
34. Besedina, T. N., Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A. Determining the depth of a sound source in shallow water against intense background noise. // Acoust. Phys., 2015, Vol. 61, No. 6. – Pp. 681-691.
35. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide. // Phys. Wave Phenom., 2016, Vol. 24, No. 4. – Pp. 310-316.
36. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Matvienko, Yu. V., Tkachenko, S. A. Source detection in dispersive environment. // RENSIT, 2019, Vol. 11, No. 3. – Pp. 337-344.
37. Matvienko, Yu. V., Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Ladykin, N. V., Grachev, V. I. Detection and localization of a noisy underwater source in a shallow-water area amid intense shipping traffic. // RENSIT, 2025, Vol. 17, No. 2. – Pp. 211-220.
38. Kuz'kin, V. M., Kuznetsov, G. N., Pereselkov, S. A., Grigor'ev, V. A. Resolving power of the interferometric method of source localization. // Phys. Wave Phenom., 2018, Vol. 26, No. 2. – Pp. 150-159.
39. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. A. Resolution of noisy signals in the presence of random inhomogeneities of the oceanic medium. // RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 3. – Pp. 395-406.
40. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. A. Resolution of hydroacoustic noise signals under conditions of spatial-temporal variability of ocean environment. // Phys. Wave Phenom., 2024, Vol. 32, No. 4. – Pp. 290-299.
41. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kuznetsov, G. N., Kaznacheev, I. V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver. // Phys. Wave Phenom., 2018, Vol. 26, No. 1. – Pp. 63-73.
42. Kuznetsov, G. N., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Prosovetskiy, D. Yu. Direction finding of a noise sound source. // Phys. Wave Phenom., 2019, Vol. 27, No. 3. – Pp. 237-241.
43. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Logachev, V. V., Kosenko, I. M. Holographic method for processing of hydroacoustic signals from a high-frequency source in a shallow sea. // RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 4. – Pp. 545-554.
44. Kaznacheeva, E. S., Kuz'kin, V. M., Lyakhov, G. A., Pereselkov, S. A., Tkachenko, S. A. Adaptive algorithms for interferometric processing. // Phys. Wave Phenom., 2020, Vol. 28, No. 3. – Pp. 267-273.
45. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Rybyanets, P. V., Tkachenko, S. F. Adaptive method for holographic processing of broadband hydroacoustic signals. // Phys. Wave Phenom., 2024, Vol. 32, No. 5. – Pp. 382-391.

46. Kuz’kin, V. M., Pereselkov, S. A., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Rybyanets, P. V. Adaptive algorithm for localization of noisy underwater sources in shallow waters. // RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 4. – Pp. 533-544.
47. Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Prosovetskii, D. Yu., Kaznacheeva, E. S. Mode selection in oceanic waveguides. // Phys. Wave Phenom., 2022, Vol. 30, No. 2. – Pp. 111-118.
48. Kuz'kin, V. M., Matvienko, Yu. V., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S., Tkachenko, S. A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves. // Phys. Wave Phenom., 2022, Vol. 30, No. 5. – Pp. 314-320.
49. Kuz'kin, V. M., Pereselkov, S. A., Kaznacheeva, E. S., Grachev, V. I., Tkachenko, S. A., Rybyanets, P. V. Mode separation of a noise source in shallow sea using holographic interferometry in the presence of intensive internal waves. // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies, 2022, Vol. 14, No. 3. – Pp. 279-286.
50. Pereselkov, S., Kuz’kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Rybyanets, P., Ladykin, N. Use of interference patterns to control sound field focusing in shallow water. // J. Mar. Sci. Eng., 2023, Vol. 11. – P. 559.
51. Pereselkov, S., Kuz’kin, V., Ehrhardt, M., Tkachenko, S., Pereselkov, A., Ladykin, N. Application of fractional Fourier transform to hologram formation of a moving acoustic source. // Fractal Fract., 2025, Vol. 9. – P. 715.

КОНЦЕПЦИЯ ЛОКАЛЬНОЙ КОСМИЧЕСКОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Ю. С. Русов, Д. Р. Руссо, К. Д. Соломонов, А. Н. Семёнов

Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана,
Москва, Россия

Аннотация. В работе представлена концепция построения локальной космической радионавигационной системы, обеспечивающей определение местоположения автономных космических аппаратов в пространстве вблизи орбитальной станции. Предложено разделение рабочей области пространства на навигационные зоны с различными требованиями к точности позиционирования.

Ключевые слова: радионавигационная система; автономные космические аппараты, космическая навигация.

LOCAL SPACE RADIONAVIGATION SYSTEM CONCEPT

Yu. S. Rusov, D. R. Russo, K. D. Solomonov, A. N. Semenov

Bauman Moscow State Technical University (BMSTU),
Moscow, Russia

Abstract. The paper presents a concept for constructing a local space-based radio navigation system capable of locating autonomous spacecraft in the vicinity of an orbital station. It proposes dividing the operational space into navigation zones with different positioning accuracy requirements.

Keywords: radionavigation system; autonomous spacecraft; space navigation.

1. Введение

Развитие космической техники характеризуется расширением круга задач, выполняемых автоматическими космическими аппаратами (АКА). К числу таких задач относятся сближение и стыковка с орбитальными станциями (ОС), инспекция спутников, формирование группировок малых аппаратов. Эффективное решение перечисленных задач невозможно без высокоточного относительного позиционирования АКА вблизи целевого объекта. В связи с этим актуальной является разработка локальных космических радионавигационных систем, функционирующих как непосредственно вблизи орбитальной станции, так и на удалении от нее. В данной работе предлагается концепция построения такой системы, основанная на зонировании рабочего пространства вблизи ОС в соответствии с необходимой точностью навигации.

2. Оценка методов локальной навигации

Глобальная навигационная спутниковая система (ГНСС) с относительными измерениями обеспечивает метрическую и субметрическую точность на дистанциях от единиц до десятков километров, а при использовании фазовых измерений — до 0,1 м и лучше. Энергопотребление малогабаритных ГНСС-приёмников составляет от 0,1–0,2 Вт для специализированных решений до 0,4–0,5 Вт для конфигураций, ориентированных на применение технологии Real Time Kinematic (RTK) [1, 2]. Ограничением является деградация точности на финальных этапах сближения из-за экранирования и многолучёвости вблизи крупной металлической конструкции ОС [3].

Локальная навигация на основе псевдоспутников (ПС), размещённых на ОС, формирует станционно-центрическую радионавигационную систему. ПС излучают синхронизированные сигналы с учётом требований частотного регулирования. Масса одного ПС-передатчика оценивается в единицы килограммов, энергопотребление — единицы ватт. Система обеспечивает непрерывную локальную навигацию в ближней зоне и эффективно дополняет ГНСС [4, 5].

Радиолокационные системы сближения с транспондерами реализуют активный принцип измерения дальности, скорости и угловых координат. Исторические комплексы (Ku- и X-диапазон) обеспечивали работу на дальностях до сотен километров для организации стыковки с миллирадианным угловым разрешением, однако характеризовались значительной массой (десятки килограммов) и энергопотреблением (десятки–сотни ватт) [6]. Перспективные миллиметровые FMCW-локаторы (76–81 ГГц) обеспечивают разрешение по дальности порядка 0,1 м и ниже при суммарном энергопотреблении на уровне единиц ватт и массе порядка сотен граммов [7], что делает их применимыми для малых аппаратов.

Активные лазерные системы с ретрорефлекторами на ОС обеспечивают сантиметровую или дециметровую точность в диапазоне от километра до зоны стыковки [8]. Сканирующие и матричные лидары формируют трёхмерное облако точек и позволяют оценивать относительное положение аппарата. Компактные однолучевые дальномеры характеризуются малой массой (десятки грамм) и потреблением менее 1 Вт, но обеспечивают лишь скалярное измерение дальности и рассматриваются как вспомогательные средства. Активная навигация без отражателей использует лидар или радиолокатор для построения локационного изображения некооперативной цели. Подобные решения не требуют оснащения ОС специальными средствами, но предъявляют высокие требования к вычислительным [8, 9].

Пассивная оптическая навигация основана на обработке изображений с одной или нескольких камер. В кооперативном режиме с искусственными маркерами достигаются миллиметровые ошибки по дальности на дистанциях порядка нескольких метров [10], а для некооперативных целей точность составляет единицы процентов от расстояния [11]. Масса камер для малых КА составляет десятки граммов при потреблении менее 1 Вт. Основная нагрузка приходится на вычислительную обработку изображений [12].

Ультраширокополосная (UWB) радионавигация обеспечивает измерение дальности с типовой погрешностью порядка 0,1 м и среднеквадратической ошибкой координат 10–30 см в конфигурации с множеством маяков. В благоприятных условиях достижим сантиметровый уровень точности [13]. Рабочая зона при умеренной мощности составляет десятки метров, при оптимизации — до сотен метров [14]. UWB совмещает функции связи и навигации, обеспечивая скорости передачи до 6,8 Мбит/с. Масса модулей составляет десятки граммов, а энергопотребление — до единиц ватт.

Отдельно рассмотрена архитектура активной навигации со стороны ОС, при которой сенсорный и вычислительный комплекс размещается на станции. Примером является модуль Raven на МКС, формирующий в реальном времени оценку относительной позы посещающих аппаратов. Такая схема переносит основную нагрузку на станцию и потенциально упрощает бортовую аппаратуру АКА, однако в действующей практике рассматривается как вспомогательный контур контроля.

Проведенные исследования показали, что для локальных космических миссий целесообразно комбинирование глобальных (ГНСС), локальных радионавигационных (ПС, UWB), активных (радар, лидар) и пассивных (оптических) средств. Выбор архитектуры определяется требуемой точностью, диапазоном дистанций, энергетическими ограничениями АКА и допустимым уровнем оснащения орбитальной станции.

Представленная ниже таблица 1 содержит сравнительный анализ методов локальной навигации для АКА по трём ключевым параметрам: достижимая точность, масса бортовой аппаратуры и потребляемая мощность.

Таблица 1. Оценка параметров различных РНС для локальных космических миссий

Метод	**Оценочная достижимая точность**	**Масса аппаратуры АКА**	**Потребляемая мощность АКА**
ГНСС с RTK-коррекцией	0,1–1 м (при устойчивых RTK – до 0,1 м)	0,1–0,3 кг (приёмник ГНСС RTK)	0,1–0,5 Вт
Псевдоспутники на ОС	0,1–0,5 м	0,1–0,3 кг (совмещённый ГНСС/ПС-приёмник)	0,1–0,5 Вт
Радиолокация с транспондерами	0,1–0,5 м по дальности (сантиметровое разрешение, фактическая ошибка десятые метра)	0,3–1,0 кг (интегральный радарный модуль миллиметрового диапазона волн)	2–5 Вт
Активный лидар с отражателями на ОС	0,02–0,2 м (сантиметры–дециметры на 1–10 м)	0,1–1 кг (компактный дальномер) до нескольких кг (сканирующий лидар)	1–30 Вт
Пассивная оптическая навигация	0,01–0,5 м (от <1 % до нескольких % от дистанции)	0,05–0,2 кг (1–2 камеры)	1–5 Вт
UWB радионавигация	0,05–0,3 м (10–30 см, при хорошей геометрии – единицы см)	0,05–0,2 кг (1–3 UWB-модуля)	0,1–0,5 Вт
Активная навигация с датчиками на ОС	Определяется датчиками ОС; при лидаре/радаре – от единиц дециметров до единиц сантиметров (оценочно)	0,1–0,5 кг (маркеры/отражатели, приёмник данных)	1–2 Вт

3. Концепция построения локальной космической радионавигационной системы

Предлагаемая концепция радионавигационной системы ориентирована на обеспечение точного, непрерывного и масштабируемого позиционирования обслуживающих АКА вблизи опорного объекта – в данном случае орбитальной станции. На рисунке 1 приведена схема, реализующая рассмотренную архитектуру: пространство вокруг станции разделено на три навигационные зоны, каждая из которых использует оптимальный набор средств. Переход между зонами осуществляется плавно, с постепенной переориентацией на более точные и устойчивые методы.

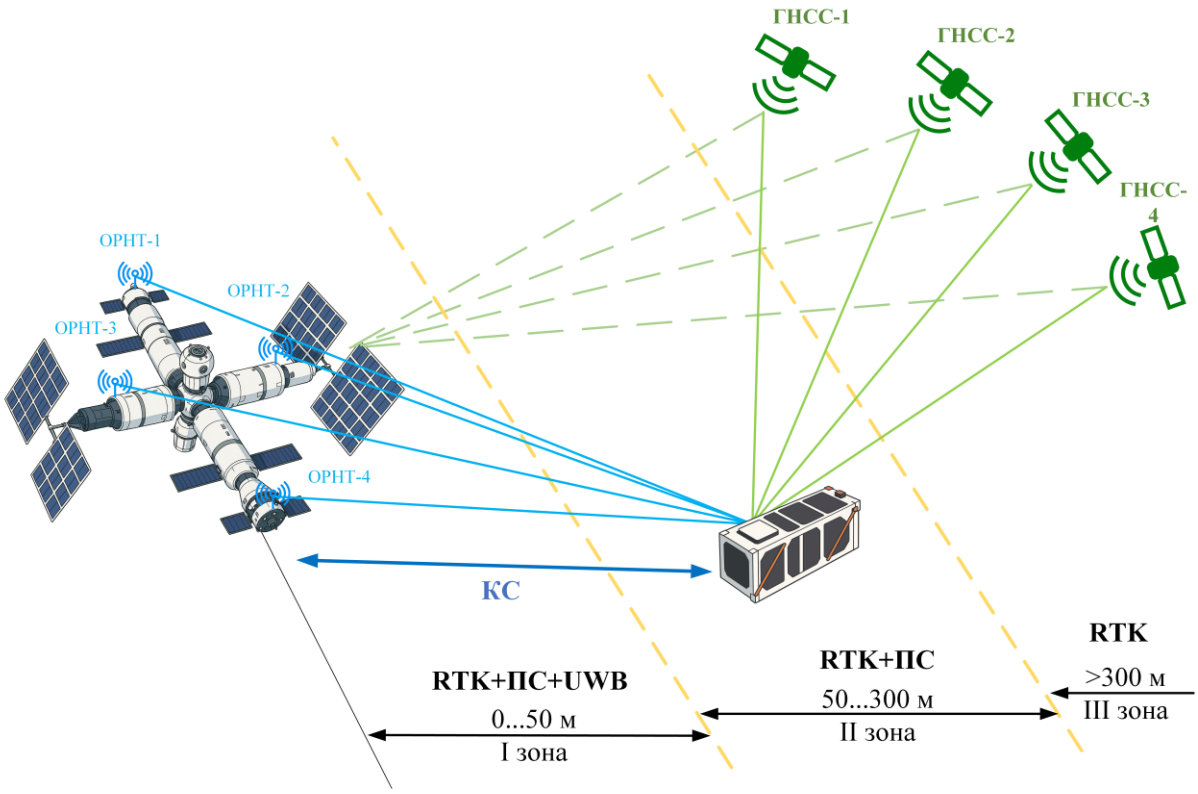


Рис. 1. Предлагаемая концепция радионавигационной системы для локальных космических миссий.

Решение задачи зонного деления обеспечивается распределением навигационных функций по дальности так, чтобы в каждом диапазоне работал оптимальный набор технических средств. Границы на рисунке (I: 0–50 м; II: 50–300 м; III: >300 м) – предполагаемые пороги зон.

Зона III (свыше 300 м). В дальней зоне навигация строится на основе сигналов ГНСС с использованием разностного метода, который устраняет общий сдвиг шкалы времени и стабилизирует расчеты при дрейфе часов. Применяемая технология RTK подавляет погрешности, связанные с временными шкалами и влиянием среды распространения электромагнитных волн, а геометрия измерений становится гиперболической. Орбитальная станция служит эталонным узлом для синхронизации времени и абсолютной привязки к выбранной системе координат. Так обеспечивается дециметровая точность, являющаяся достаточной для безопасного входа в среднюю зону.

Зона II (50–300 м). В средней зоне подключается инфраструктура псевдоспутников (ПС) или опорных радионавигационных точек (ОРНТ), размещаемых на ОС. ПС жестко синхронизированы между собой, и аппарат измеряет разности времен прихода сигналов от разных ПС. Для всесторонней работоспособности при сложном маневрировании АКА необходимы как минимум четыре ПС (три независимые разности), на практике – 5 или 6 узлов с некопланарным размещением для улучшения обусловленности вдоль оси сближения. ГНСС-контур продолжает работать как внешний источник абсолютной привязки, но приоритет в фильтре отдается измерениям от ПС. Достижимая точность при этом – десятки сантиметров.

Зона I (0–50 м). В ближней зоне приоритет получает UWB дальнометрия, реализуемая двусторонней симметричной процедурой SDS-TWR. Симметризация цикла устраняет асимметрию трактов и необходимость синхронизации, обеспечивая устойчивые оценки времени пролёта с частотой 10–100 Гц и сантиметровой точностью

по дальности в прямой видимости. Для совместной оценки положения и ориентации рационально размещать несколько UWB-маяков как на аппарате, так и на ОС. Контур на псевдоспутниках остается активным для обеспечения устойчивости к кратковременным потерям UWB-сигнала, а ГНСС поддерживает фоновую абсолютную привязку. Для совместной оценки положения и ориентации рационально размещать от трёх UWB-трансиверов на АКА и не менее 3–4 на ОС: пересечения сферических геометрических мест точек от нескольких пар обеспечивают наблюдаемость шести степеней свободы при регулярной калибровке межузловых баз.

Переход из дальней зоны в среднюю инициируется при устойчивом приёме сигналов от необходимого количества псевдоспутников и подтвержденной синхронизации орбитальной станции. Веса в фильтре плавно смещаются от ГНСС к измерениям с применением псевдоспутников. Переход в ближнюю зону активируется при входе в радиус уверенной UWB-связи, смещая приоритет на ближнезонную навигацию.

Реализация такой схемы формирует требования к инфраструктуре орбитальной станции и бортовому оборудованию, включая корректное размещение маяков, единую шкалу времени и калибровку задержек.

4. Заключение

В статье предложена концепция построения локальной космической радионавигационной системы, предназначенной для определения местоположения автономных космических аппаратов. На основе сравнительного анализа существующих методов навигации (ГНСС, псевдоспутники, лидары, оптические системы, UWB-навигация) обоснована необходимость их комбинированного использования в зависимости от расстояния до целевого объекта и требуемой точности. Предложено деление рабочего пространства на зоны, что даёт возможность эффективно использовать ресурсы бортовой аппаратуры для обеспечения необходимой точности позиционирования на всех этапах сближения автономного космического аппарата с орбитальной станцией.

5. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации по государственному заданию (Проект №FSFN-2025-0016).

Литература

1. Narayana, S. Hummingbird: Energy Efficient GPS Receiver for Small Satellites. / S. Narayana, R. V. Prasad, V. Rao, L. Mottola, T. V. Prabhakar // Proceedings of the 26th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom '20). New York: ACM, 2020, Art. 9. – Pp. 1-13. DOI: 10.1145/3372224.3380886.
2. Shim, H., Kee, C. Highly Efficient Real-Time Kinematic-Based Precise Relative Navigation for Autonomous Rendezvous CubeSat. // NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, 2024, Vol. 71, No. 3. DOI: 10.33012/navi.661.
3. Klein, V., Axelrad, P. Advanced multipath modeling and validation for GPS onboard the International Space Station. // NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, 2019, Vol. 66, No. 3. – Pp. 559-575. DOI: 10.1002/navi.327.
4. O'Driscoll, C., Borio, D., Fortuny, J. Scoping Study on Pseudolites. // Luxembourg: Publications Office of the European Union, 2011. – 31 p. DOI: 10.2788/10293.
5. Yun, D., Kee, C. Centimeter Accuracy Stand-alone Indoor Navigation System by Synchronized Pseudolite Constellation. // Proceedings of the 15th International Technical

Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2002). Portland, OR, 2002. – Pp. 213-225.
6. Skolnik, M. I. Radar Handbook. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2008. – 1328 p. – ISBN 978-0-07-148547-0.
7. Yi, X. A 24/77 GHz Dual-Band Receiver for Automotive Radar Applications. / X. Yi, G. Feng, Z. Liang, C. Wang, B. Liu, C. Li, K. Yang, C. C. Boon, Q. Xue // IEEE Access, 2019, Vol. 7. – Pp. 4805-48059. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2904493.
8. Christian, J. A., Cryan, S. A Survey of LIDAR Technology and Its Use in Spacecraft Relative Navigation. // AIAA Guidance, Navigation, and Control (GNC) Conference. Boston, MA, 2013. DOI: 10.2514/6.2013-4641.
9. Woods, J. O., Christian, J. A. LiDAR-Based Relative Navigation with Respect to Non-Cooperative Objects. // Acta Astronautica, 2016, Vol. 126. – Pp. 298-311. DOI: 10.1016/j.actaastro.2016.05.007.
10. Jørgensen, J. L., Benn, M. VBS - The Optical Rendezvous and Docking Sensor for PRISMA. // NordicSpace, 2010. – Pp. 16-19.
11. Volpe, R., Palmerini, G. B., Sabatini, M. A Passive Camera Based Determination of a Non-Cooperative and Unknown Satellite's Pose and Shape. // Acta Astronautica, 2018, Vol. 151. – Pp. 805-817. DOI: 10.1016/j.actaastro.2018.06.061.
12. Beierle, C. R. High Fidelity Validation of Vision-Based Sensors and Algorithms for Spaceborne Navigation: PhD thesis. // Stanford, CA: Stanford University, 2019. – 128 p. URL: http://purl.stanford.edu/cd052qp9205.
13. Liu, S. Ultra-Wideband High Accuracy Distance Measurement Based on Hybrid Compensation of Temperature and Distance Error. / S. Liu, H. Yang, Z. Mei, X. Xu, Q. He // Measurement, 2022, Vol. 206, Art. 112276. DOI: 10.1016/j.measurement.2022.112276.
14. Sang, C. L., Steinhagen, B., Wietfeld, C. Numerical and Experimental Evaluation of Error Estimation for UWB Localization Systems. // Sensors, 2019, Vol. 19, No. 3, Art. 616. DOI: 10.3390/s19030616.

REFERENCES

1. Narayana, S. Hummingbird: Energy Efficient GPS Receiver for Small Satellites. / S. Narayana, R. V. Prasad, V. Rao, L. Mottola, T. V. Prabhakar // Proceedings of the 26th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom '20). New York: ACM, 2020, Art. 9. – Pp. 1-13. DOI: 10.1145/3372224.3380886.
2. Shim, H., Kee, C. Highly Efficient Real-Time Kinematic-Based Precise Relative Navigation for Autonomous Rendezvous CubeSat. // NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, 2024, Vol. 71, No. 3. DOI: 10.33012/navi.661.
3. Klein, V., Axelrad, P. Advanced multipath modeling and validation for GPS onboard the International Space Station. // NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, 2019, Vol. 66, No. 3. – Pp. 559-575. DOI: 10.1002/navi.327.
4. O'Driscoll, C., Borio, D., Fortuny, J. Scoping Study on Pseudolites. // Luxembourg: Publications Office of the European Union, 2011. – 31 p. DOI: 10.2788/10293.
5. Yun, D., Kee, C. Centimeter Accuracy Stand-alone Indoor Navigation System by Synchronized Pseudolite Constellation. // Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2002). Portland, OR, 2002. – Pp. 213-225.
6. Skolnik, M. I. Radar Handbook. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2008. – 1328 p. – ISBN 978-0-07-148547-0.
7. Yi, X. A 24/77 GHz Dual-Band Receiver for Automotive Radar Applications. / X. Yi, G. Feng, Z. Liang, C. Wang, B. Liu, C. Li, K. Yang, C. C. Boon, Q. Xue // IEEE Access, 2019, Vol. 7. – Pp. 4805-48059. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2904493.

8. Christian, J. A., Cryan, S. A Survey of LIDAR Technology and Its Use in Spacecraft Relative Navigation. // AIAA Guidance, Navigation, and Control (GNC) Conference. Boston, MA, 2013. DOI: 10.2514/6.2013-4641.
9. Woods, J. O., Christian, J. A. LiDAR-Based Relative Navigation with Respect to Non-Cooperative Objects. // Acta Astronautica, 2016, Vol. 126. – Pp. 298-311. DOI: 10.1016/j.actaastro.2016.05.007.
10. Jørgensen, J. L., Benn, M. VBS - The Optical Rendezvous and Docking Sensor for PRISMA. // NordicSpace, 2010. – Pp. 16-19.
11. Volpe, R., Palmerini, G. B., Sabatini, M. A Passive Camera Based Determination of a Non-Cooperative and Unknown Satellite's Pose and Shape. // Acta Astronautica, 2018, Vol. 151. – Pp. 805-817. DOI: 10.1016/j.actaastro.2018.06.061.
12. Beierle, C. R. High Fidelity Validation of Vision-Based Sensors and Algorithms for Spaceborne Navigation: PhD thesis. // Stanford, CA: Stanford University, 2019. – 128 p. URL: http://purl.stanford.edu/cd052qp9205.
13. Liu, S. Ultra-Wideband High Accuracy Distance Measurement Based on Hybrid Compensation of Temperature and Distance Error. / S. Liu, H. Yang, Z. Mei, X. Xu, Q. He // Measurement, 2022, Vol. 206, Art. 112276. DOI: 10.1016/j.measurement.2022.112276.
14. Sang, C. L., Steinhagen, B., Wietfeld, C. Numerical and Experimental Evaluation of Error Estimation for UWB Localization Systems. // Sensors, 2019, Vol. 19, No. 3, Art. 616. DOI: 10.3390/s19030616.

ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ РОБОТА-ПЛАТФОРМЫ ВОИНСКИХ ГРУЗОВ В РЕЖИМЕ РАДИОМОЛЧАНИЯ

Ю.Ю. Бердникова, Б.Г. Майоров

АО «Научно-производственное предприятие “Рубин”», Пенза, Россия

Аннотация. Рассмотрены технологии позиционирования робота-платформы на полевых складах воинских грузов, для автономного перемещения по малооборудованным грунтовым дорогам, пересечённой местности для решения военно-инженерных задач, в зонах, подверженных интенсивному нападению БпЛА противника, в прифронтовой и пограничной полосах. В таких условиях вынуждено используют режим радиомолчания. Для этого отключают радиосистемы Wi-Fi и Bluetooth и при отсутствии сигнала спутниковой навигации ГЛОНАСС вынужденно определяют координаты роботов-платформ через системы промышленного телевидения или используют ручное управление. Это затрудняет выполнение операций в автономном (безоператорном) режиме, который необходим для сохранности персонала и воинских грузов для своевременного материального обеспечения противоборства и при ведении активных военно-инженерных действий на фронте. Способ позиционирования робота-платформы решает научно-системную задачу, а именно: развивает подход дистанционного и автоматического беспилотного управления при условии соблюдения режима радиомолчания. Предложено применить принцип близкодействия между двух пар - считыватель RFID-меток и RFID-метка, установленных на роботе-платформе склада воинских грузов и в путевом комплекте в составе: RFID-метка, считыватель RFID-меток, контроллер локальной сети. При этом путевые комплекты, как риски шкалы измерения, располагают в соответствии с планом полевого склада воинских грузов на обочинах его дорожной сети или на траектории перемещения в инженерном направлении в необходимом количестве. Эффект достигается при отсутствии передачи команд и сигналов управления по радиоканалам при отсутствии сигнала спутников, тем самым повышается скрытность логистических и военно-инженерных работ.

Ключевые слова: военная логистика; принцип близкодействия в управлении; автономное управление робототом-платформой; радиомолчание; блокировка спутниковой навигации; шкалы RFID-меток; шкалы считывателей RFID-меток; RFID-локальная сеть; скрытность логистических и военно-инженерных работ.

ROBOT-PLATFORM POSITIONING MILITARY CARGO IN RADIO SILENCE MODE

Yu. Yu. Berdnikova, B.G. Mayorov

JSC «Scientific-industrial Enterprise “Rubin”», Penza, Russia

Abstract. Technologies for positioning a robot platform in field warehouses of military cargo, for autonomous movement along poorly equipped dirt roads, rugged terrain for solving military engineering tasks, in zones subject to intense attack by enemy BpLA, in front-line and border lanes are considered. In such conditions, the radio silence mode is forced to be used. For this, the Wi-Fi and Bluetooth radio systems are turned off and, in the absence of a satellite navigation signal, GLONASS is forced to determine the coordinates of robotic platforms through industrial television systems or use manual control. This makes it difficult to carry out operations in an autonomous (non-operator) mode, which is necessary for the safety of personnel and military cargo for timely material support of the confrontation and when conducting active military engineering operations at the front. The method of positioning a

robot platform solves a scientific and system problem, namely: it develops an approach of remote and automatic unmanned control, provided that the radio silence mode is observed. It is proposed to apply the principle of close interaction between two pairs - an RFID tag reader and an RFID tag installed on a robot platform of a military cargo warehouse and in a track set consisting of: an RFID tag, an RFID tag reader, a local network controller. At the same time, track sets, as risks of the measurement scale, are placed in accordance with the plan of the field warehouse of military cargo on the sides of its road network or on the trajectory of movement in the engineering direction in the required amount. The effect is achieved in the absence of transmission of commands and control signals over radio channels in the absence of a satellite signal, thereby increasing the secrecy of logistics and military engineering work.

Keywords: military logistics; principle of close cooperation in control; autonomous control of a robot platform; radio silence; blocking of satellite navigation; RFID tag scales; RFID tag reader scales; RFID local network; secrecy of logistics and military engineering work.

1. Введение

Компания РТ-Техприёмка (входит в Госкорпорацию Ростех) разработала цифровую платформу Robot Management System (RMS) - единую систему централизованного управления промышленными роботами и оборудованием различных производителей. Система распознаёт QR-код и определяет связанное с ним место на интерактивной карте. Пользователь может выбрать на карте интересующий объект или найти его через поиск, а система построит маршрут до него [1]. Из-за полевых условий (сложный рельеф и открытая местность) применение QR-кодов и URL-ссылок на интерактивную карту делает применение системы RMS неприемлемым.

Известны несколько технологий микролокации, наиболее применимых для позиционирования подвижных объектов в зоне действия радиосистем, основанных на спецификациях Bluetooth 5.1 на базе стандарта IEEE 802.15.4z для сетей сверх широкополосной связи - UWB и Wi-Fi Next Generation Positioning согласно стандарту IEEE 802.11az, UWB (Ultra-Wide Band - сверх широкая полоса) [2, 3]. Микролокация успешно применяется для решения задач автономного позиционирования объектов и предметов на логистических предприятиях в крытых складах, при отсутствии сигнала спутниковой навигации типа ГЛОНАСС или GPS. Технические характеристики микролока-ционных технологий размещены для наглядности в таблице:

Таблица 1. Технологии микролокации

Характеристики технологий	Bluetooth 5.4	Wi-Fi 2.4	Wi-Fi 5	Wi-Fi 6
Радиочастоты, МГц	2402–2480	2412–2472	5160–5825	5955–7115
Радиус действия в помещении, м	40	70	50	60
Радиус действия вне здания, м	200	350	250	300
Максимальная скорость передачи данных, Гбит/с	до 0,050	до 0,600	до 6,77	до 11
Падение скорости у края радиуса приёма, Гбит/с	до 0,032 Кбит/с	до 0,300	до 3,4	до 5

Для позиционирования робота-платформы погрузчика (РПП) на полевом складе воинских грузов (объекте полевого складирования) технологии микролокации не применимы по ряду причин, которые следуют из данных в таблице 1 и следующих соображений:

- размер территории полевого склада выбирается с учётом возможности рассредоточения опасных грузов и существенно превышает радиус круга в 350 метров;

- при работе систем микролокации (фактически всех) происходит радиоизлучение на частотах и расстояниях (200-300 м), которые могут контролировать и обнаруживать БпЛА противника, оборудованные средствами радиопеленгации и радиоразведки;

- в связи с этими фактами и угрозой уничтожения грузов склада необходимо будет вводить режим радиомолчания или отказаться от технологии микролокации Bluetooth и Wi-Fi. Это обстоятельство указывает на необходимость постановки системной задачи и рассмотрения её возможного решения.

Необходимость разработок новых безопасных технологий повышения сохранности объектов материально-технического обеспечения (МТО) следует из цитаты авторитетного эксперта в технологиях МТО МО РФ: «Истинное значение обеспечивающих структур в достижении победы в том, что их нужно сопровождать, защищать и маскировать» [4].

В этом направлении работают фирмы США. Известен патент США: Комбинированная метка радиочастотной идентификации и маяк Bluetooth с низким энергопотреблением объединяют в одной микросхеме. Считыватели RFID меток закрепляют на РПП, при перемещении роботов-платформ по складу считыватели RFID меток заряжает цепи питания RFID меток энергией, которая передаётся соответствующим маякам Bluetooth. Маяк Bluetooth отправляет данные, такие как состояние батареи, температура или данные датчика, на метку RFID, которые извлекают системой считывателя RFID и Bluetooth. Таким образом, осуществляется системное взаимодействие двух технологий, но скрытность радиосигналов деятельности при использовании Bluetooth не обеспечивается [5].

Найдено устройство, обеспечивающее считывание RFID-меток на продуктах и одновременную фиксацию месторасположения покупателя и товара в режиме реального времени. Полезная модель имеет общий для систем недостаток, который заключается в использовании технологии микролокации Wi-Fi для определения координат покупателя в торговом зале [6].

2. Основной недостаток двух вариантов наиболее близкого решения в области материально-технического обеспечения

Рассмотрим патенты РФ на технологию, согласно которой считыватель RFID-меток или RFID-метку закрепляют на РПП, в её контроллер загружают цифровой план полевого склада, на котором выделяют полевой штабельный модуль на территории, с которыми необходимо провести складские операции по перемещению груза, пункт нахождения робота-платформы, траекторию проезда между двумя пунктами, код и необходимые реквизиты воинского груза [7, 8]. Примечание: в названии патента РФ слова «…в закрытых помещениях» означают, что в помещениях имеется крыша и стены, которые препятствуют приёму сигналов спутниковой навигации типа ГЛОНАСС или GPS. Далее в тексте статьи подразумевается отсутствие применения спутниковой навигации на открытой местности по причине его глушения средствами РЭБ противника.

Достоинство технологии заключается в реализации её по двум самостоятельным вариантам, использующим подобные действия над двумя множествами физико-технических объектов в виде системы считывателей RFID-меток и отдельной системы RFID-меток:

Вариант 1. Множество считывателей закрепляют вдоль дорожной сети перемещения РПП по территории полевого склада, считыватели объединяют в локальную сеть Ethernet с ЭВМ рабочего места пункта управления складом, одну RFID-

метку закрепляют на РПП. В процессе перемещения РПП считыватели взаимодействуют дистанционно с RFID-меткой робота-платформы, получают от неё код робота-платформы, передают через локальную сеть свои координаты и код робота-платформы в ЭВМ рабочего места пункта управления складом. На экране дисплея активируются координаты траектории робота-платформы (погрузчика) на фоне плана территории полевого склада. Координаты этого плана передаются по радиоканалу на контроллер РПП для позиционирования или контроля траектории перемещения по территории в реальном времени.

Вариант 2. Множество RFID-меток закрепляют вдоль дорожной сети перемещения РПП по территории полевого склада. Один считыватель закрепляют на РПП. В процессе перемещения РПП считыватель взаимодействует дистанционно с RFID-метками, получают от них коды координат их расположения, передают через радиоканал эти координаты и код погрузчика в ЭВМ рабочего места пункта управления складом. На экране дисплея активируются координаты траектории погрузчика на фоне плана территории полевого склада. Координаты этого плана на контроллере РПП для контроля траектории перемещения по территории возникают автономно при обработке читаемых кодов RFID-меток.

Очевидный недостаток патента (в двух вариантах реализации) заключается в необходимости в каждом варианте применять радиоканал для передачи координат положения погрузчика, что приводит к возможности раскрытия положения полевой базы снабжения радиоразведкой противника.

3. Применение принципа близкодействия для управления роботами-платформами

Технология позиционирования РПП на полевом складе воинских грузов (объекте полевого складирования) позволяет определять и применять координаты положения погрузчика для его автономного управления без передачи данных по радиоканалам.

В известном способе управление погрузчиком не возможно без использования передачи данных по радиоканалу. Целью является решение новой научно-технической задачи, а именно: определение координат автономных РПП и обеспечение выполнения складских операций, особенно при отключении радиосистем Wi-Fi и Bluetooth, как и при отсутствии сигналов ГЛОНАСС.

Основная идея технологии основана на объединении необходимых частей двух вариантов известной технологии в одну общую технологию таким образом, чтобы она была свободна от операций передачи данных о координатах РПП по радиоканалу. Это позволяет достичь цели: в режиме радиомолчания, при отключении радиосистем Wi-Fi и Bluetooth, отсутствии ГЛОНАСС, позволяет позиционировать автономные РПП, и обеспечивает выполнение складских операций в автономном беспилотном режиме. Технический эффект связан с принципом близкодействия, который широко используется в сотовой телефонной связи. Впервые предложено применить принцип близкодействия между RFID-метками и считывателями меток в системах управления. В отличие от указанных выше аналогов, в которых операция передачи координат погрузчика реализуется на схожих физических принципах передачи радиосигнала по всем возможным направлениям сферы, то в прототипе есть приёмо-передающая радиосигнал сторона в виде пассивных RFID-меток, которые расположены достаточно близко от антенны считывателя. Тем самым обеспечивается реализация принципа близкодействия за счёт ограничения мощности воздействия. Мощность сигнала считывателя должна быть достаточной для передачи энергии питания от считывателя в самую близкую от него RFID-метку в воздушной среде и достаточной для передачи от

этой метки ответного кода в считыватель. Принцип близкодействия в виде ограничений на количество частот и на мощность приёмо-передатчиков был предложен впервые для реализации систем сотовой телефонии [9].

Задача позиционирования РПП на полевом складе воинских грузов (объекте полевого складирования) в автономном беспилотном режиме без использования операций радиосвязи решена при помощи принципа близкодействия и использования кабельных локальных сетей на близкодействующих парах RFID-метка и считыватель RFID-меток.

4. Осуществление управления РПП на полевом складе

Технология позиционирования погрузчика на полевом складе воинских грузов (объекте полевого складирования) поясняется рисунком 1 и реализуется следующим образом. Выбирается район расположения полевого склада, отвечающий требованиям обеспечения скрытности складской логистической деятельности: лесной массив с перепадами высот рельефа местности и плотным кустарником. Производится топографическая съёмка местности района при помощи приёмников ГЛОНАСС, составляется цифровой 3D план расположения объектов склада с привязкой их координат к рельефу, размечается на местности план проездных путей для перемещения погрузчиков и грузов. На цифровом 3D плане вдоль проездных путей обозначают точки расположения полных путевых комплектов 4, и минимальных путевых комплектов 5.

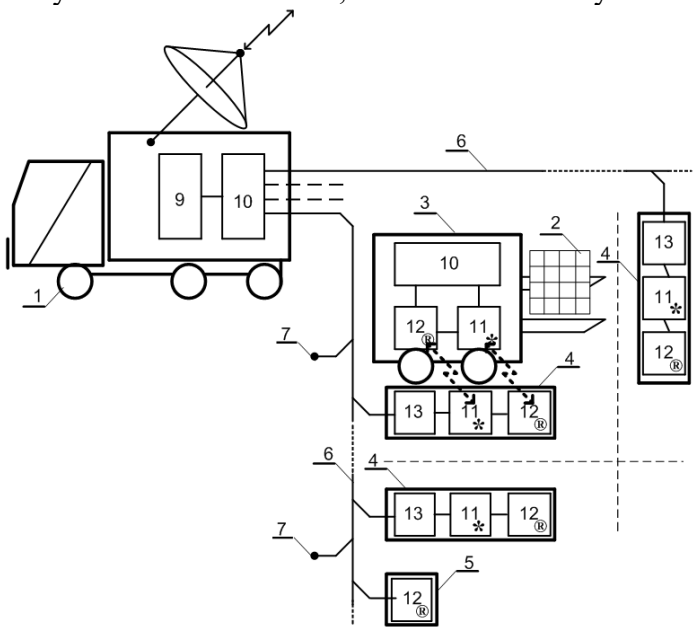


Рис. 1. Материальные и технические средства для реализации технологии: пункт управления складом 1, полевой штабельный модуль 2, РПП 3, полный путевой комплект 4, минимальный путевой комплект 5, локальная сеть 6 полевого склада, точка подключения 7 к локальной сети 6 полевого склада, автоматизированное рабочее место 8 пункта управления складом 1, коммутатор 9 локальной сети 6 полевого склада, контроллер погрузчика 10, считыватель 11 RFID-меток, RFID-метка 12, контроллер 13 полного путевого комплекта 4

При этом около перекрёстков и полевых штабельных модулей 2 выбирают точки для установки полных путевых комплектов 4, на прямолинейных участках путей задают точки установки минимальных путевых комплектов 5. Полные путевые комплекты 4 и минимальные путевые комплекты 5, а также погрузчик РПП 3 содержат RFID-метки 12. Необходимые характеристики меток 12 и примеры их марок, подходящих по своим

характеристикам для решения задачи позиционирования погрузчика РПП 3, приведены в таблице:

Таблица 2. Марки пассивных RFID-меток

Характеристики RFID-меток	Mikron INTREPID-1UC	M25v4	KT-UHF-TAG	EPC Class1 Gen2
Рабочая частота, МГц	860 - 960	867	865.6-867.6	865,6 - 867,6
Питание от считывателя	есть	есть	есть	есть
Расстояние действия, м	не более 15	не более 14	не более 7	0,5 до 10
Память пользователя, бит	512	64	512	32-512
Рабочая температура, град °С	-40 / +85	-40 / +85	-40 / +55	-40 / +55
Изготовитель	АО «Микрон»	АО «Микрон»	ПО «Эстек» СПб	ISO/IEC 18000-63(C)

Для удовлетворения требованиям режима радиомолчания путём применения принципа близкодействия из данных таблицы 2 следует применение RFID-меток 12 с питанием от считывателя 11 или пассивных меток 12 с настройкой их расстояния действия около трёх метров с рабочими частотами в диапазоне 860 – 960 МГц. Чему соответствуют изделия АО «Микрон» и ПО «Эстек» СПб. Каждая RFID-метка 12 имеет в постоянной памяти уникальный индивидуальный номер, который задают при её изготовлении. При проектировании системы управления этим номерам в базе данных автоматизированного рабочего места 8 пункта управления складом 1 определяют соответствия:

- RFID-метка 12, установленная на погрузчике РПП 3, соответствует его номеру в парке погрузчиков 3 склада, другие погрузчики 3 имеют метки 12 с другими номерами;

- RFID-метки 12, установленные в полные путевые комплекты 4, соответствуют координатам расположения на цифровом плане полевого склада воинских грузов, которые определены приёмником системы ГЛОНАСС при установке комплекта 4 на местности;

- RFID-метки 12, установленные в минимальные путевые комплекты 5, соответствуют аналогично координатам расположения на цифровом плане полевого склада воинских грузов, определённых при установке вдоль проездных путей.

Для считывания кодов RFID-меток 12, в процессе движения погрузчика можно применить, в качестве примера, считыватели KT-UHF-WE с интерфейсом Ethernet [10], который используют для автоматизации систем управления доступом на охраняемые территории: ворота, шлагбаумы, порталы и т.д. В таблице приведены его характеристики:

Таблица 3. Марки RFID-считывателей RFID-меток

Характеристики RFID-считывателя	KT-UHF-FE, Россия	KT-UHF-WE, Россия
Рабочая частота	866-868 МГц, 916-921МГц	865,6-867,6 МГц
Поддерживаемые стандарты	EPC C1 G2 ISO 18000-6C	ISO 18000-6C
Интерфейс передачи данных	Ethernet, USB, RS-232	Wiegand 26
Максимальная дальность считывания метки	10м	7м
Цифровые выходы	2 шт.	-
Релейные выходы 12В, 200мА	2 шт.	2 шт.
Корпус	металл, пластик	металл, пластик
Питание	9-24В, 1,5А	12В, 1А
Масса	340 гр.	340 гр.
Рабочая температура	-40°С до +60°С	-20°С до +40°С

Аналогичные считыватели кодов RFID-меток 12 можно применить для установки в полные путевые комплекты 4. При этом контроллер погрузчика 8 и считыватель 11 RFID-меток соединены через интерфейсы типа USB, RS-232, Wiegand 26. Аналогично, контроллер 13 полного путевого комплекта 4 соединен через интерфейс со считывателем 11 RFID-меток этого путевого комплекта 4. Контроллеры 13 полных путевых комплектов 4 в свою очередь соединены в локальную сеть 6 полевого склада с автоматизированным рабочим местом 8 пункта управления складом 1 через коммутатор 9 локальной сети 6. Физической средой передачи данных и команд (например: в сети Ethernet) могут служить экранированная витая пара или оптоволоконный кабель. Питание контроллеров 13 и считывателей 11, входящих в состав полных путевых комплектов 4 и объединённых в сеть 6, может осуществляться через витую пару или децентрализовано от аккумуляторов. Автономное питание должно быть предусмотрено для контроллера погрузчика 10 и связанного с ним считывателя 11 RFID-меток.

При перемещении погрузчика РПП 3 его считыватель 11 периодически излучает немодулированный сигнал на заданной частоте UHF (880-900 МГц) - тем самым снабжает ближайшую RFID-метку 12 путевого комплекта 4 энергией электрического питания (см. рис. 1). Получив энергию, метка 12 формирует ответную посылку в виде записанного в её памяти кода, соответствующего в базе данных координатам положения на территории склада, в виде модулированного по амплитуде радиосигнала. Считыватель 11 принимает радиосигнал, контроллер 10 запоминает код координат и отображает на экране дисплея погрузчика 8 в виде части траектории перемещения погрузчика по складу. В свою очередь считыватель 11 в составе полного путевого комплекта 4 излучает немодулированный сигнал на заданной частоте UHF (880-900 МГц) - тем самым снабжает RFID-метку 12 погрузчика РПП 3 энергией электрического питания (см. рисунок 1). Получив энергию, метка 12 формирует ответную посылку в виде записанного в её памяти кода, соответствующего в базе данных номеру погрузчика 3. Номер погрузчика 3 через контроллер 13 полного путевого комплекта 4 передаётся по сети 6 типа Ethernet на рабочее место 8 пункта управления складом 1 через коммутатор 9 локальной сети 6. Тем самым пересылаемая информация обрабатывается, запоминается и отображается на дисплее пункта управления складом 1 совместно с планом территории. Таким образом, осуществляется позиционирование подвижного объекта (погрузчика) в режиме радиомолчания непрерывно во времени и в пространстве склада 1. При перемещении погрузчика 3 его считыватель 11 периодически излучает немодулированный сигнал на заданной частоте UHF (880-900 МГц) - тем самым снабжает ближайшую RFID-метку 12 минимального путевого комплекта 5 энергией электрического питания. Получив энергию, метка 12 формирует код координат своего положения на плане склада, который поступает в контроллер 10 погрузчика РПП 3. Тем самым погрузчик 3 получает бóльшее количество координат траектории перемещения, чем количество, которое поступает на рабочее место 11 пункта управления складом 1. Это связано со следующими соображениями:

- для перемещения погрузчика РПП 3 по маршруту в автономном режиме (без водителя) необходимо задать его контроллеру управления 10 траекторию с большим количеством точек, чтобы подтверждать в каждой последующей точке перемещение по запланированной траектории;

- использование полного путевого комплекта 4 только на перекрёстках траектории и около полевых штабельных модулей 2 позволит сократить затраты на приобретение оборудования (большого количества контроллеров сети 13 и считывателей 11);

- для отслеживания положения всех погрузчиков 3 на рабочем месте 8 пункта управления складом 1 необходимо обрабатывать и отображать большое количество

траекторий на общем дисплее, что возможно и по редким реперным точкам. Для оценки общей ситуации на складе (слежение за перемещениями всех погрузчиков РПП 3 одновременно) не требуется особая точность определения их позиций. Выигрыш в цене необходимого оборудования показан ниже.

По прибытии погрузчика РПП 3 к цели его перемещения по территории полевого склада, а именно к запланированному полевому штабельному модулю 2 считыватели 14 погрузчика 3 и полного путевого комплекта 4 читают, соответственно, код и координату штабельного модуля 2 и код номера погрузчика 3. Процедура близкодействия сопровождается пересылкой сообщения по сети 6 Ethernet о готовности к приёму части штабеля и сигналом сотруднику ответственному за штабель о начале загрузки. Для его информирования считыватель 11 погрузчика активирует брелоки нужного штабеля. Параметры идентификации штабеля были загружены в контроллер 10 погрузчика 3 ранее при выдаче задания оператором рабочего места 8 пункта управления 1 складом.

Погрузчик РПП 3 следует по маршруту в экспедицию склада (см. рисунок 1), считывая путевые RFID-метки 12 и активируя путевые считыватели 11 RFID-меток, где сгружает воинский груз. Получает информацию о новом маршруте движения по локальной сети 6 полевого склада в точке подключения 7 к сети 6 от рабочего места 8 пункта управления 1 складом.

В процессе движения погрузчика РПП 3 по маршруту, заданному с рабочего места 8, у операторов пункта управления 1 может возникнуть необходимость отмены задания или корректировки его части. В этом случае контроллеры 13 на маршруте следования погрузчика РПП 3 получают от рабочего места 8 пункта управления 1 складом код отмены маршрута, который передаётся от контроллеров 13 через считыватели 11 и записывается в RFID-метку 12 погрузчика РПП 3. Код отмены маршрута читается контроллером 10 погрузчика РПП 3 и выполняется, возможность таких операций заложена в современных считывателях в виде функции GPIO [11].Таким образом, применение принципа близкодействия позволяет в режиме радиомолчания управлять дистанционно или автоматически подвижными объектами путём реализации технологии позиционирования погрузчика РПП 3 на полевом складе воинских грузов (объекте полевого складирования).

5. Позиционирование робота-платформы на местности проведения боевых действий

Вне полевых складов можно найти много областей применения технологии позиционирования погрузчика РПП на местности проведения боевых действий:

- решение логистических задач: доставка на передний край необходимых воинских грузов (продовольствия и обмундирования и т.п.) и боеприпасов и вооружений и т.п.;
- решение военно-инженерных задач: минирование местности с обозначением проходов в минных полях расстановкой минимальных путевых комплектов 5 с платформы РПП 3;
- расстановкой минимальных путевых комплектов 5, закреплённых на леске или оптоволокне, с квадрокоптера или робота-платформы, оборудованной промышленной телевизионной камерой.

Во всех этих вариантах и ещё многих основным будет применение принципа системы близкодействующих пар RFID-метка и считыватель RFID-меток.

6. Заключение

Задача позиционирования робота-платформы на полевых складах воинских грузов, для автономного перемещения по мало оборудованным грунтовым дорогам,

пересечённой местности для решения военно-инженерных задач, в зонах, подверженных интенсивному нападению БпЛА противника, в прифронтовой и пограничной полосах является актуальной. В таких условиях вынуждено используют режим радиомолчания для повышения скрытности перемещения роботов-платформ. Для чего отключают радиосистемы Wi-Fi и Bluetooth и при отсутствии сигнала спутниковой навигации ГЛОНАСС вынужденно определяют координаты роботов-платформ через системы промышленного телевидения или используют ручное управление. Способ позиционирования робота-платформы решает научно-системную задачу, а именно: развивает подход дистанционного и автоматического беспилотного управления при условии соблюдения режима радиомолчания. Принцип близкодействия предложено применить между двух пар - считыватель RFID-меток и RFID-метка. При этом путевые комплекты, как риски шкалы измерения, располагают в соответствии с планом полевого склада воинских грузов на обочинах его дорожной сети или на траектории перемещения в инженерном направлении в необходимом количестве при помощи тех же роботов-платформ или квадрокоптеров, что нуждается в дополнительном исследовании. Эффект повышения скрытности достигается при отсутствии передачи команд и сигналов управления по радиоканалам при отсутствии сигнала спутниковой навигации, тем самым повышается надёжность логистических и военно-инженерных работ при проведении боевых действий.

Литература

1. Цифровая платформа Robot Management System (RMS). Москва, 11 ноября – информационное агенство Neftegaz.RU. Компания РТ-Техприёмка. itaus.ruindoorsnavi.pro. Доступ 13.03.2026.
2. Алексеев В. Новый стандарт IEEE 802.15.4z для сетей сверхширокополосной связи - UWB // Беспроводные технологии. 2019. № 3. https://skillbox.ru. Доступ 20.07.2025.
3. Ева Данель (Eve Danel), перевод В. Рентюка. Новые горизонты микролокации: Bluetooth 5.4, UWB и Wi-Fi 802/11az // Беспроводные технологии № 2. 2021. www.wireless-e.ru. Доступ 20.07.2025.
4. Булыга А.М. Материально-техническое обеспечение войск (сил) как определяющий фактор победы. Журнал Материально- техническое обеспечение ВС РФ №7. 2024г. С. 3-8.
5. Forster Ian J. Combined Radio Frequency Identification Tag and Blutooth Low Energy Beacon. US2019354734A1. AVERY DENNISON RETAIL INFORMATION SERVICES LLC [US]. 21.11.2019.
6. Ульянов М.В., Калиниченко А.Б., Гайфуллин М.М., Широков П.С. Устройство, обеспечивающее считывание RFID-меток и одновременную фиксацию месторасположения покупателя и/или товара в режиме реального времени. ООО «Интеллектуальные продукты и системы» [РФ]. Полезная модель RU 2019104598U. 18.02.2019.
7. Майоров Б.Г. Способ определения координат подвижного объекта в закрытых помещениях. АО «НПП «Рубин» [РФ]. Изобретение RU 2284542 C2. 30.08.2004.
8. Майоров Б.Г. Способ определения координат положения высокоскоростного состава (варианты). АО «НПП «Рубин» [РФ]. Изобретение RU №2816417 C1. 28.03.2024.
9. Ring D.H. Cover Sheet for Technical Memoranda. Bell Telephone Laboratories incorporeited. 1947.12.11. www.itechinfo.ru. Доступ 20.07.2025.
10. RFID-считыватель KT-UHF-WE . Компания KeyTex. СПб. http://keytex.ru/ kt_uhf_fe. Доступ 20.07.2025.
11. GO RFID. 3. Способ коммуникации. Параметры GPIO. https://go-rfid.ru/novosti-i-statiy/novosti-oborudovaniya. Доступ 20.07.2025.

REFERENCES

1. Robot Management System (RMS) Digital Platform. Moscow, November 11 – Neftegaz.RU News Agency. RT-Tekhpriemka Company. itaus.ruindoorsnavi.pro. Accessed March 13, 2026.
2. V. Alekseev. New IEEE 802.15.4z Standard for Ultra-Wideband Networks - UWB // Wireless Technologies. 2019. No. 3. https://skillbox.ru. Accessed July 20, 2025.
3. Eve Danel, translated by V. Rentyuk. New Horizons for Microlocation: Bluetooth 5.4, UWB, and Wi-Fi 802/11az // Wireless Technologies No. 2. 2021. www.wireless-e.ru. Accessed July 20, 2025.
4. Bulyga A.M. Logistics support of troops (forces) as a determining factor in victory. Journal of Material and Technical Support of the RF Armed Forces No. 7. 2024. Pp.
5. Forster Ian J. Combined Radio Frequency Identification Tag and Blutooth Low Energy Beacon. US2019354734A1. AVERY DENNISON RETAIL INFORMATION SERVICES LLC [US]. 21.11.2019.
6. Ulyanov MV, Kalinichenko AB, Gaifullin MM, Shirokov PS. Device for reading RFID tags and simultaneously recording the location of the buyer and/or goods in real time. Intellectual Products and Systems LLC [RF]. Utility Model RU 2019104598U. 18.02.2019.
7. Mayorov BG. Method for determining the coordinates of a moving object indoors. JSC NPP Rubin [RF]. Invention RU 2284542 C2. 30.08.2004.
8. Mayorov BG. Method for determining the coordinates of a high-speed train (variants). JSC NPP Rubin [RF]. Invention RU No. 2816417 C1. March 28, 2024.
9. Ring D.H. Cover Sheet for Technical Memoranda. Bell Telephone Laboratories incorporeited. 1947.12.11. www.itechinfo.ru. Accessed July 20, 2025.
10. RFID reader KT-UHF-WE. KeyTex Company. St. Petersburg. http://keytex.ru/kt_uhf_fe. Accessed July 20, 2025.
11. GO RFID. 3. Communication method. GPIO parameters. https://go-rfid.ru/novosti-i-statiy/novosti-oborudovaniya. Accessed July 20, 2025.

ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С ВЕРТИКАЛЬНЫМ ЗАЗОРОМ В ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЗАПОЛНЕНИИ С ПОТЕРЯМИ

А. А. Кононов, И. С. Коровченко, Е. В. Кущенко, Г. К. Усков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе исследуются свойства прямоугольного металлического волноводного тракта, заполненного диэлектриком с потерями, при условии наличия ненулевого зазора между заполняющей средой и меньшей стенкой волновода. Получено аналитическое описание координатно-частотной зависимости картины мод в поперечно-неоднородно заполненном участке для случая возбуждения всей системы на основной моде, рассмотрены особенности поведения параметров рассеяния на границе такого участка, а также выполнено сравнение с результатами численного электродинамического моделирования.

Ключевые слова: прямоугольный волновод; диэлектрик с потерями; неоднородное заполнение; коэффициент отражения; эквивалентное сопротивление.

ELECTROMAGNETIC FIELD FEATURES FOR A RECTANGULAR WAVEGUIDE WITH A VERTICAL SLOT IN A LOSSY DIELECTRIC FILLING

A. A. Kononov, I. S. Korovchenko, E. V. Kushchenko, G. K. Uskov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper studies the properties of a rectangular metal waveguide filled with a lossy dielectric, provided that there is a non-zero gap between the filling medium and the lesser wall of the waveguide. An analytical description of the coordinate-frequency mode pattern dependency in the transversely inhomogeneous filled section is obtained for the case of the entire system excitation on the fundamental mode, and the scattering parameters behavior at the boundary of such a section is examined, the results are also compared with those of numerical electrodynamic modeling.

Keywords: rectangular waveguide; lossy dielectric; inhomogeneous filling; reflection coefficient; equivalent impedance.

1. Введение

Современным радиотехническим разработкам в различных областях свойственен высокий интерес к использованию новых материалов. В частности, весьма актуально применение различных диэлектриков, позволяющих с помощью технологий 3D-печати [1–3] формировать метаматериалы с заданными свойствами [1, 4–6] для развития компонентной базы на их основе [1, 6–8]. При этом, безусловно, актуальна задача экспериментального определения электрофизических параметров (как для исходных веществ, так и для создаваемых сред), для решения которой может быть использован измерительный волноводный тракт [2, 5, 9].

Заполнение одного из сегментов этой передающей линии (изготовленное из исследуемого материала) по умолчанию предполагается поперечно-однородным [10]. Однако на практике не всегда оказывается возможным обеспечить точное совпадение геометрических размеров диэлектрического образца и внутреннего пространства волновода, что приводит к возникновению зазоров в поперечном сечении [11–13].

Указанное обстоятельство приводит к усложнению картины процессов распространения электромагнитного поля в волноводе с диэлектриком. В настоящей работе предпринято исследование одного важного частного случая, соответствующего наличию ненулевого зазора лишь вдоль одной (а именно, меньшей) стороны прямоугольника, являющегося поперечным сечением волноводного тракта. На этом примере, как будет видно из дальнейшего, уже оказывается возможным произвести анализ новых качественных эффектов, связанных с поперечной неоднородностью заполняющей среды.

2. Общая постановка задачи для поиска типов волн

Напомним вначале ход рассуждений, выполняемых при формулировке математической задачи, из решения которой определяются типы волн, которые могут существовать в данной линии передачи.

От продольной координаты z поле зависит по экспоненциальному закону

$$\dot{\vec{E}}, \dot{\vec{H}} \sim e^{-i\dot{\beta}z}, \tag{1}$$

где $\dot{\beta}$ — комплексная постоянная распространения (пока не известная). В связи с этим, дифференциальный оператор набла может быть представлен как

$$\vec{\nabla} \equiv \vec{\nabla}_\perp - i\dot{\beta}\vec{e}_z,\ \vec{\nabla}_\perp = \vec{e}_x \frac{\partial}{\partial x} + \vec{e}_y \frac{\partial}{\partial y}. \tag{2}$$

Более того, искомые поля $\dot{\vec{E}}$ и $\dot{\vec{H}}$ мы тоже разложим на поперечную и продольную компоненты:

$$\dot{\vec{E}} = \dot{\vec{E}}_\perp + \dot{\vec{E}}_z,\ \dot{\vec{E}}_\perp = \dot{E}_x\vec{e}_x + \dot{E}_y\vec{e}_y,\ \dot{\vec{E}}_z = \dot{E}_z\vec{e}_z, \tag{3}$$

$$\dot{\vec{H}} = \dot{\vec{H}}_\perp + \dot{\vec{H}}_z,\ \dot{\vec{H}}_\perp = \dot{H}_x\vec{e}_x + \dot{H}_y\vec{e}_y,\ \dot{\vec{H}}_z = \dot{H}_z\vec{e}_z; \tag{4}$$

как следствие,

$$\mathrm{rot}\,\dot{\vec{E}} = \left[\vec{\nabla}_\perp - i\dot{\beta}\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp + \dot{\vec{E}}_z\right] = \left[\vec{\nabla}_\perp, \dot{\vec{E}}_\perp\right] + \left[\vec{\nabla}_\perp, \dot{\vec{E}}_z\right] - i\dot{\beta}\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp\right] \tag{5}$$

и так далее.

Используя (3)–(5), можно преобразовать входящие в состав системы Максвелла уравнения

$$\mathrm{rot}\,\dot{\vec{E}} = -i\omega\mu\mu_0\dot{\vec{H}},\ \mathrm{rot}\,\dot{\vec{H}} = i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0\dot{\vec{E}}, \tag{6}$$

приводя их к следующему виду:

$$\begin{cases} \mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_\perp + \mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_z - i\dot{\beta}\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp\right] = -i\omega\mu\mu_0\dot{\vec{H}}_\perp - i\omega\mu\mu_0\dot{\vec{H}}_z, \\ \mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{H}}_\perp + \mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{H}}_z - i\dot{\beta}\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{H}}_\perp\right] = i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0\dot{\vec{E}}_\perp + i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0\dot{\vec{E}}_z, \end{cases} \tag{7}$$

где $\mathrm{rot}_\perp$ — операция ротора, в которой оставлено дифференцирование лишь по поперечным координатам (см. (5)):

$$\mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{E}} = \left[\vec{\nabla}_\perp, \dot{\vec{E}}\right]. \tag{8}$$

Заметим далее, что

$$\mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_\perp = \left[\vec{\nabla}_\perp, \dot{\vec{E}}_\perp\right] \parallel \vec{e}_z,\ \mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_z = \left[\vec{\nabla}_\perp, \dot{\vec{E}}_z\right] \perp \vec{e}_z,\ \left[\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp\right] \perp \vec{e}_z, \tag{9}$$

и такие же соотношения верны и для $\dot{\vec{H}}$. Поэтому каждое из уравнений системы (7) распадается на независимые компоненты — продольную и поперечную:

$$\begin{cases} \mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_\perp = -i\omega\mu\mu_0\dot{\vec{H}}_z, \\ \mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{H}}_\perp = i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0\dot{\vec{E}}_z, \end{cases} \quad \begin{cases} \mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_z - i\dot{\beta}\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp\right] = -i\omega\mu\mu_0\dot{\vec{H}}_\perp, \\ \mathrm{rot}_\perp \dot{\vec{H}}_z - i\dot{\beta}\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{H}}_\perp\right] = i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0\dot{\vec{E}}_\perp. \end{cases} \tag{10}$$

Нас в данном случае интересуют, в первую очередь, поперечные компоненты уравнений, т. е. 2-я система из (10). Выразим оттуда

$$\dot{\vec{E}}_\perp = -\frac{1}{i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0}\left(-\operatorname{rot}_\perp \dot{\vec{H}}_z + i\dot{\beta}\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{H}}_\perp\right]\right), \tag{11}$$

$$\dot{\vec{H}}_\perp = -\frac{1}{i\omega\mu\mu_0}\left(\operatorname{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_z - i\dot{\beta}\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp\right]\right), \tag{12}$$

после чего подставим (12) в векторное произведение, входящее в (11), и наоборот:

$$\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{H}}_\perp\right] = -\frac{1}{i\omega\mu\mu_0}\left[\vec{e}_z, \operatorname{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_z - i\dot{\beta}\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp\right]\right], \tag{13}$$

$$\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp\right] = \frac{1}{i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0}\left[\vec{e}_z, \operatorname{rot}_\perp \dot{\vec{H}}_z - i\dot{\beta}\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{H}}_\perp\right]\right]. \tag{14}$$

Далее, с учетом определений (2), (3) и (8), пользуясь правилами векторного анализа, приходим к следующему упрощению:

$$\left[\vec{e}_z, \operatorname{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_z\right] = \left[\vec{e}_z, \left[\vec{\nabla}_\perp, \dot{\vec{E}}_z\right]\right] = \vec{\nabla}_\perp\left(\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_z\right) - \left(\vec{e}_z, \vec{\nabla}_\perp\right)\dot{\vec{E}}_z = \vec{\nabla}_\perp \dot{E}_z; \tag{15}$$

кроме того,

$$\left[\vec{e}_z, \left[\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp\right]\right] = \vec{e}_z\left(\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp\right) - \left(\vec{e}_z, \vec{e}_z\right)\dot{\vec{E}}_\perp = -\dot{\vec{E}}_\perp, \tag{16}$$

так что, собирая (15) и (16), из (13) получаем

$$\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{H}}_\perp\right] = -\frac{1}{i\omega\mu\mu_0}\left(\vec{\nabla}_\perp \dot{E}_z + i\dot{\beta}\dot{\vec{E}}_\perp\right); \tag{17}$$

из (14) аналогичным образом выводим

$$\left[\vec{e}_z, \dot{\vec{E}}_\perp\right] = \frac{1}{i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0}\left(\vec{\nabla}_\perp \dot{H}_z + i\dot{\beta}\dot{\vec{H}}_\perp\right). \tag{18}$$

Подставляем (17) в (11), а (18) — в (12):

$$-i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0\dot{\vec{E}}_\perp = -\operatorname{rot}_\perp \dot{\vec{H}}_z - \frac{i\dot{\beta}}{i\omega\mu\mu_0}\left(\vec{\nabla}_\perp \dot{E}_z + i\dot{\beta}\dot{\vec{E}}_\perp\right), \tag{19}$$

$$-i\omega\mu\mu_0\dot{\vec{H}}_\perp = \operatorname{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_z - \frac{i\dot{\beta}}{i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0}\left(\vec{\nabla}_\perp \dot{H}_z + i\dot{\beta}\dot{\vec{H}}_\perp\right), \tag{20}$$

после чего домножение на $(i\omega\mu\mu_0)$ и $(i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0)$ соответственно, — с последующим раскрытием скобок, перегруппировкой слагаемых и введением комплексного волнового числа $\dot{k} = \omega\sqrt{\dot{\varepsilon}\varepsilon_0\mu\mu_0}$, — позволяет прийти к такой записи:

$$\begin{cases}\left(\dot{k}^2 - \dot{\beta}^2\right)\dot{\vec{E}}_\perp = -i\dot{\beta}\vec{\nabla}_\perp \dot{E}_z - i\omega\mu\mu_0 \operatorname{rot}_\perp \dot{\vec{H}}_z, \\ \left(\dot{k}^2 - \dot{\beta}^2\right)\dot{\vec{H}}_\perp = -i\dot{\beta}\vec{\nabla}_\perp \dot{H}_z + i\omega\dot{\varepsilon}\varepsilon_0 \operatorname{rot}_\perp \dot{\vec{E}}_z,\end{cases} \tag{21}$$

которая, фактически, представляет собой скорректированную версию уравнений, приведенных, например, в [15] (где в обозначениях упущено различие между $\dot{E}_z$ и $\dot{\vec{E}}_z$).

Теперь, обращаясь к следующим (как обычно) из системы Максвелла волновым уравнениям Гельмгольца, приобретающему ввиду (1)–(2) форму

$$\vec{\nabla}_\perp^2\dot{\vec{E}} + \dot{\xi}^2\dot{\vec{E}} = \vec{0},\ \vec{\nabla}_\perp^2\dot{\vec{H}} + \dot{\xi}^2\dot{\vec{H}} = \vec{0},\ \dot{\xi} = \sqrt{\dot{k}^2 - \dot{\beta}^2}, \tag{22}$$

замечаем, что, в принципе, достаточно решить их для продольных компонент $\dot{E}_z$ и $\dot{H}_z$, через которые посредством (21) выражаются все поперечные (все возникающие при этом параметры должны определяться из граничных условий). Если оказывается возможным построить решение с нулевой компонентой $\dot{E}_z$ или $\dot{H}_z$, то это свидетельствует о существовании в рассматриваемой системе волн типа *TE* или *TM* соответственно.

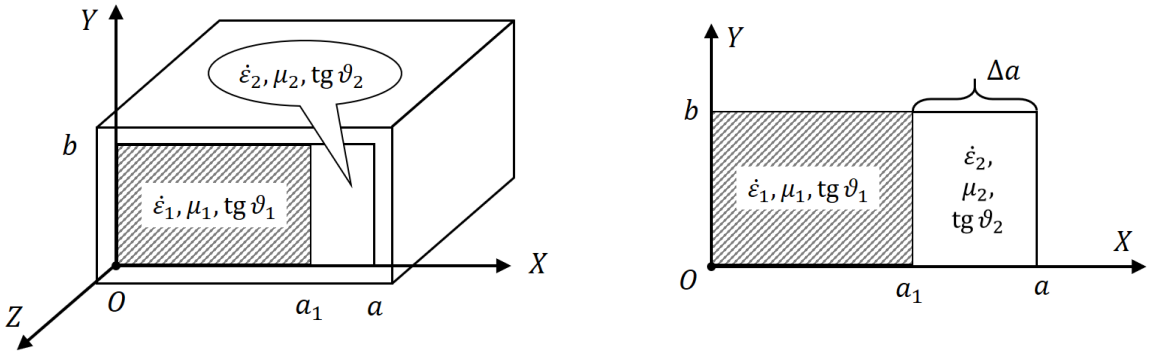
Проделанный вывод справедлив для линейной, однородной, изотропной среды. При наличии в поперечном сечении передающей линии нескольких различных таких сред (как это имеет место в данной работе) вышеприведенные уравнения записываются для каждой из них по отдельности — и лишь продольная постоянная распространения $\dot{\beta}$ должна, конечно, оставаться одной и той же. В случае двух сред (к конкретизации которого мы и приступаем в следующем разделе) потребуется, таким образом, введение соответствующих величин $\dot{k}_{1;2}$, $\dot{\xi}_{1;2}$ и т. д.

3. Моды в прямоугольном волноводе с вертикальной щелью в заполнении

Итак, рассмотрим прямоугольный металлический волновод (с большей и меньшей сторонами сечения a и b), однородный в направлении продольной оси Oz, но при этом неоднородно заполненный в поперечном сечении (рис. 1, а). Для определённости будем считать, что диэлектрическая среда с электрофизическими параметрами $\dot{\varepsilon}_1$, μ_1, $\operatorname{tg}\vartheta_1$ размещена в промежутке $0 \le x \le a_1$, где $a_1 < a$ — длина «частичного заполнения», оставляющего, таким образом, от своей границы до стенки волновода зазор, равный

$$\Delta a = a - a_1; \tag{23}$$

среду в этом зазоре предполагаем, вообще говоря, характеризующейся электрофизическими параметрами $\dot{\varepsilon}_2$, μ_2 и $\operatorname{tg}\vartheta_2$ (рис. 1, б), — хотя в большинстве базовых случаев среда, заполняющая зазор, является воздухом или вакуумом).



а) б)

Рис. 1. Прямоугольный волновод с поперечно-частичным заполнением.

Ограничимся теми типами волн, которые не зависят от «вертикальной» координаты y, а также имеют нулевую продольную компоненту электрического поля $\dot{E}_z = 0$, то есть являются своего рода обобщением «мод H_{m0}». Тогда

$$\operatorname{rot}_\perp \dot{\vec{H}}_z = \left[\vec{e}_x \frac{\partial}{\partial x}, \vec{e}_z \dot{H}_z\right] = -\vec{e}_y \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial x}, \ \vec{\nabla}_\perp \dot{H}_z = \vec{e}_x \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial x} \tag{24}$$

и система (21) упрощается до

$$\left(\dot{k}^2 - \dot{\beta}^2\right)\dot{\vec{E}}_\perp = i\omega\mu\mu_0 \vec{e}_y \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial x}, \ \left(\dot{k}^2 - \dot{\beta}^2\right)\dot{\vec{H}}_\perp = -i\dot{\beta}\vec{e}_x \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial x}, \tag{25}$$

а из (22) следует

$$\frac{\partial^2 \dot{H}_z}{\partial x^2} + \dot{\xi}^2 \dot{H}_z = 0. \tag{26}$$

Общее решение уравнения (26) имеет вид $\dot{D}\cos\left(\dot{\xi}x - \phi\right)$, поэтому положим

$$\dot{H}_{1z} = \dot{D}_1 \cos\dot{\xi}_1 x\,, \ \dot{H}_{2z} = \dot{D}_2 \cos\dot{\xi}_2 (a - x) \tag{27}$$

в областях 1 и 2, т. е. при $x \in [0; a_1]$ и $x \in [a_1; a]$ соответственно (здесь и далее зависимость (1) по умолчанию не выписывается в формулах для краткости). Удобство именно этого представления объясняется так: из (25), учитывая, что

$$\dot{\xi}_1^2 = \dot{k}_1^2 - \dot{\beta}^2, \ \dot{\xi}_2^2 = \dot{k}_2^2 - \dot{\beta}^2, \tag{28}$$

находим

$$\dot{E}_{1y} = \frac{-i\omega\mu_1\mu_0\dot{D}_1}{\dot{\xi}_1}\sin\dot{\xi}_1 x\,, \ \dot{E}_{2y} = \frac{i\omega\mu_2\mu_0\dot{D}_2}{\dot{\xi}_2}\sin\dot{\xi}_2(a - x)\,, \ \dot{E}_{1x} = \dot{E}_{2x} = 0, \tag{29}$$

значит, автоматически удовлетворены нулевые граничные условия для тангенциальной составляющей поля $\dot{\vec{E}}$ на металлических стенках волноводного тракта.

Затем, «сшивая» решения по непрерывности при $x = a_1$, из (27) и (29) получаем

$$\begin{cases} \frac{-i\omega\mu_1\mu_0\dot{D}_1}{\dot{\xi}_1}\sin\dot{\xi}_1 a_1 = \frac{i\omega\mu_2\mu_0\dot{D}_2}{\dot{\xi}_2}\sin\dot{\xi}_2\Delta a\,; \\ \dot{D}_1\cos\dot{\xi}_1 a_1 = \dot{D}_2\cos\dot{\xi}_2\Delta a\,; \end{cases} \tag{30}$$

почленное деление этих равенств даёт трансцендентное уравнение

$$-\frac{\mu_1}{\dot{\xi}_1}\operatorname{tg}\dot{\xi}_1 a_1 = \frac{\mu_2}{\dot{\xi}_2}\operatorname{tg}\dot{\xi}_2\Delta a, \tag{31}$$

служащее для определения $\dot{\xi}_{1;2}$ и приводящееся, например, в работах [11, 12, 16, 17]. Однако оно обладает недостатками из-за наличия особых точек (полюсов), что может затруднять численный поиск корней (особенно когда некоторые из них расположены вблизи полюсов: тогда функции в таких областях оказываются быстро меняющимися). Поэтому вместо (31) нами будет использоваться эквивалентное уравнение

$$-\frac{\mu_1}{\dot{\xi}_1}\sin\dot{\xi}_1 a_1\cos\dot{\xi}_2\Delta a - \frac{\mu_2}{\dot{\xi}_2}\sin\dot{\xi}_2\Delta a\cos\dot{\xi}_1 a_1 = 0, \tag{32}$$

соответствующее равенству нуля определителя (30) как системы относительно $\dot{D}_{1;2}$. Ввиду (28), имеем

$$\dot{\xi}_2 = \sqrt{\dot{\xi}_1^2 - \dot{k}_1^2 + \dot{k}_2^2}, \tag{33}$$

так что (32) сводится к поиску корней функции

$$F(\dot{\xi}_1) = \frac{\mu_1\sin\dot{\xi}_1 a_1\cdot\cos\sqrt{\dot{\xi}_1^2-\dot{k}_1^2+\dot{k}_2^2}\Delta a}{\dot{\xi}_1} + \frac{\mu_2\sin\sqrt{\dot{\xi}_1^2-\dot{k}_1^2+\dot{k}_2^2}\Delta a\cdot\cos\dot{\xi}_1 a_1}{\sqrt{\dot{\xi}_1^2-\dot{k}_1^2+\dot{k}_2^2}}, \tag{34}$$

уже лишённой полюсов. Тем не менее, при применении метода Ньютона оказалось, что количество итераций N и итоговый результат $\dot{\xi}_N$ имеют весьма нетривиальную — фрактальную — зависимость от «начального приближения» $\xi_{1R}^{(0)} + i\xi_{1I}^{(0)}$ (рис. 2, 3).

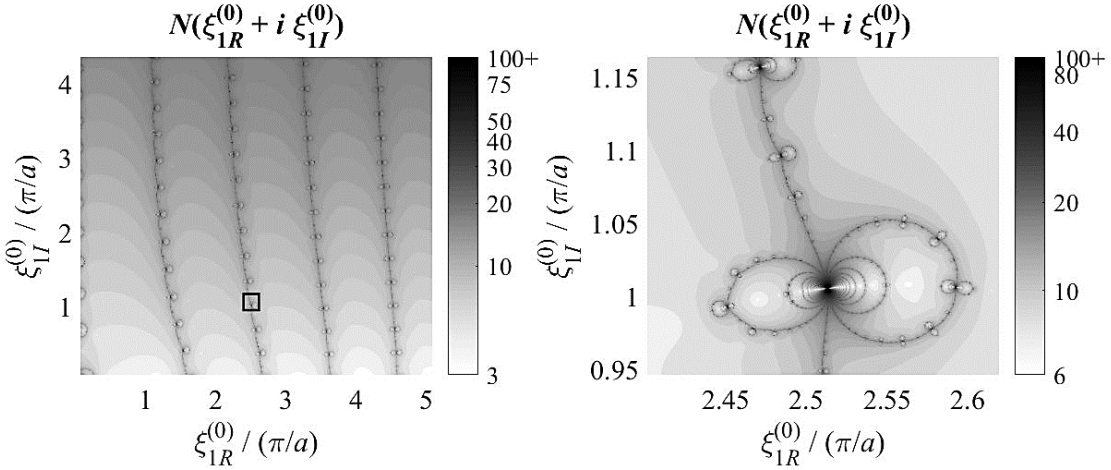


Рис. 2. Число итераций при поиске корня функции (34).

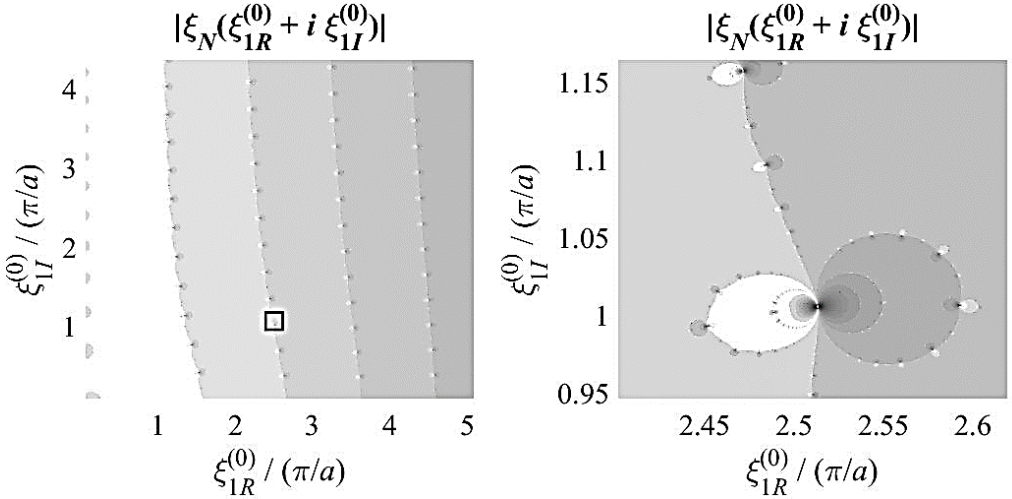


Рис. 3. Итоговый результат численного поиска корня функции (34).

Амплитуды же $\dot{D}_{1;2}$ в любом случае связаны соотношением

$$\dot{D}_2 = \dot{D}_1 \cdot \frac{\cos\dot{\xi}_1 a_1}{\cos\dot{\xi}_2 \Delta a}, \tag{35}$$

оставляющим одну из них неопределенной, как это и должно быть при поиске решения однородной системы уравнений. Итак, представив корни функции (34) в виде семейства $\dot{\xi}_1^{(m)}$, $m = 1; 2;$ ..., мы можем найти $\dot{\xi}_2^{(m)}$ (см. (33)), а затем, с учетом (28),

$$\dot{\beta}^{(m)} = \sqrt{\dot{k}_1^2 - \left(\dot{\xi}_1^{(m)}\right)^2} = \sqrt{\dot{k}_2^2 - \left(\dot{\xi}_2^{(m)}\right)^2}. \tag{36}$$

На рис. 4–6 показаны примеры поперечной картины некоторых из полученных типов волн, рассчитанные с помощью (27)–(29) и следующих из (25) соотношений

$$\dot{H}_{1y} = \dot{H}_{2y} = 0,\ \dot{\xi}_1^2 \dot{H}_{1x} = -i\dot{\beta}\frac{\partial \dot{H}_{1z}}{\partial x},\ \dot{\xi}_2^2 \dot{H}_{2x} = -i\dot{\beta}\frac{\partial \dot{H}_{2z}}{\partial x}. \tag{37}$$

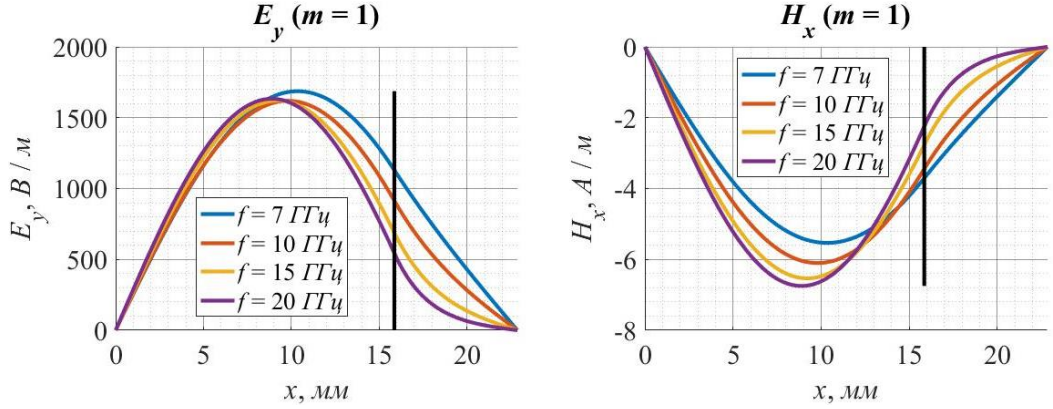


Рис. 4. Поперечные компоненты поля нижней моды на разных частотах.

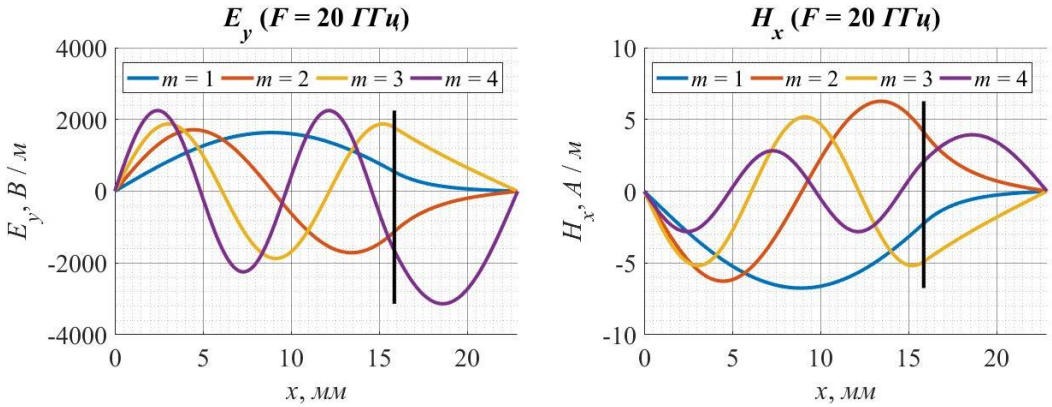


Рис. 5. Поперечные компоненты поля 4 первых мод.

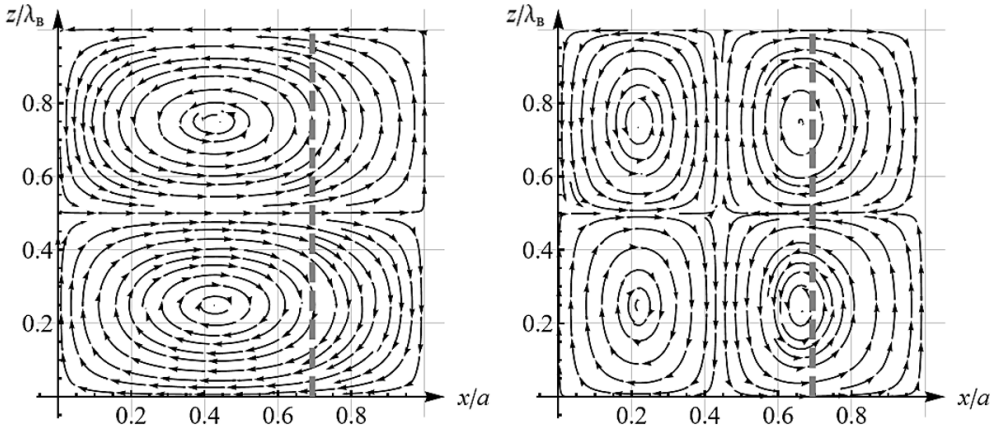


Рис. 6. Силовые линии распространяющихся полей 2 первых мод.

4. Отражение и прохождение на границе с частичным заполнением

Пусть теперь поперечно-частично заполненный участок граничит с пустым волноводом того же сечения, откуда приходит «падающая волна» на моде H_{10}. При таком способе возбуждения колебаний, вместе с падающей волной, и у всех прочих мод, образующих результирующую картину, будет наблюдаться отсутствие зависимости от y и нулевая компонента $\dot{E}_z$ (поэтому выше мы и ограничились именно этим случаем).

Моделирование подобной конструкции (рис. 7) было выполнено с помощью CST Studio Suite (при $\mu_1 = \mu_2 = 1$, $\varepsilon_1 = 2.6$, $\operatorname{tg}\vartheta_1 = 0.004$, $\dot{\varepsilon}_2 = 1$); полученные результаты для коэффициентов отражения и прохождения представлены на рис. 8 совместно со следующими теоретическим аппроксимациями.

Для параметров рассеяния были опробованы классические формулы вида [5]

$$\dot{S}_{11} = \frac{\dot{z}_2 - \dot{z}_1}{\dot{z}_2 + \dot{z}_1} = \frac{\dot{\rho} - 1}{\dot{\rho} + 1},\ \dot{S}_{21} = \frac{2\sqrt{\dot{z}_1 \dot{z}_2}}{\dot{z}_2 + \dot{z}_1} = \frac{2\sqrt{\dot{\rho}}}{\dot{\rho} + 1},\ \dot{\rho} = \frac{\dot{z}_2}{\dot{z}_1}, \tag{38}$$

причем скачок комплексного волнового сопротивления [14] с учетом отсутствия магнитных свойств и равенства поперечных сечений вычислялся как

$$\dot{\rho} = \frac{\dot{\beta}_0}{\dot{\beta}^{(1)}}, \tag{39}$$

где $\dot{\beta}_0$ — постоянная распространения для пустого участка [5, 10, 14]. Как видно из рис. 8, на основе (38) получается удовлетворительно предсказывать ход кривой $\left|\dot{S}_{11}\right|$ до достижения достаточно малых значений, где начинаются отклонения, вызванные подключением высших мод. В то же время, для $\dot{S}_{21}$ этого сделать фактически не удается, следовательно, падение исходной волны на границу участков вызывает во втором из них (частично заполненном) существенно многомодовый режим колебаний.

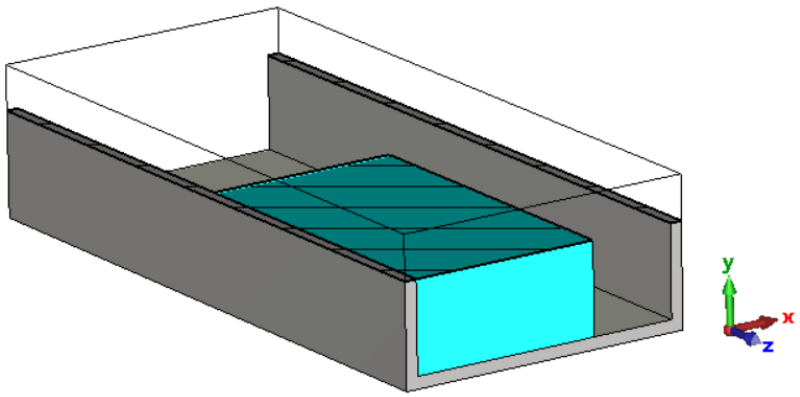


Рис. 7. Продольное сечение модели волновода в CST Studio Suite.

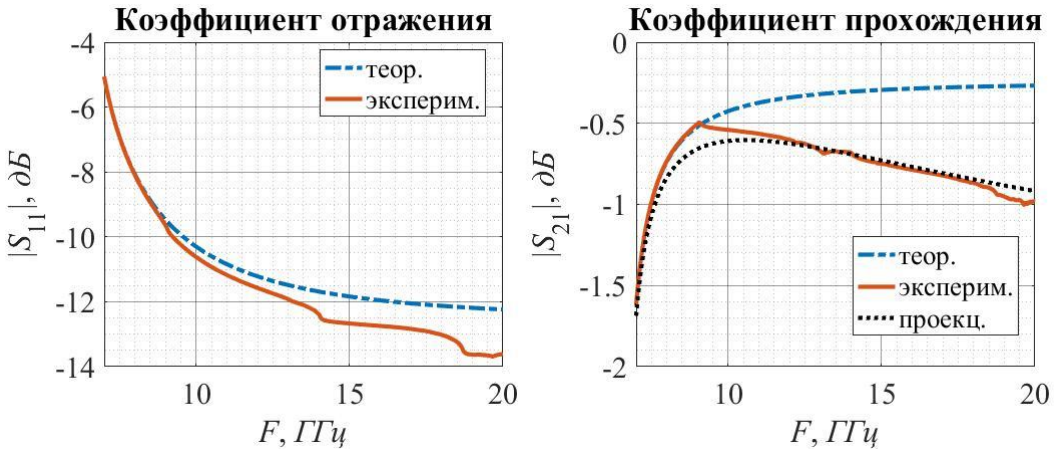


Рис. 8. Параметры рассеяния на границе с поперечно-частичным заполнением.

В связи с этим, была предпринята попытка аппроксимации параметра $\dot{S}_{21}$ проекцией «теоретического» поля на границе (в данном случае, компоненты $\left(1+\dot{S}_{11}\right)\dot{E}_y^{(H_{10})}$, сложившейся из исходной и отраженной волн) на нижнюю моду 2-го участка (для которой $\dot{E}_y$ рассчитывалось согласно (29)). Соответствующая кривая также показана на рис. 8, откуда можно видеть, что данный подход сходится с экспериментом с заметно большей точностью.

5. Заключение

В работе рассмотрена задача о теоретическом описании поперечной координатной зависимости волновых мод внутри прямоугольного металлического волновода с произвольным диэлектрическим заполнением, имеющим вертикальный зазор вдоль одной из стенок. Для важного частного случая, когда процессы в системе возбуждаются на основной *TE*-волне из линии без заполнения, представлены аналитические выражения для компонент электромагнитного поля и дано уравнение для количественного расчета параметров мод, включая постоянные распространения. Результаты верифицированы путем сравнения с данными численного моделирования; обсуждаются частотные зависимости параметров рассеяния на границе пустого волновода с поперечно-частично заполненным.

6. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, https://rscf.ru/project/24-19-00891/.

Для выполнения численных расчетов и моделирования в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

Литература

1. Bobreshov A. M., Uskov G. K., Kretov P. A., Sbitnev N. S. Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium. // Microw. Opt. Technol. Lett., 2020, Pp. 1–6.
2. Бобрешов А. М. Оценка электрофизических параметров диэлектриков для трехмерной печати / Бобрешов А. М., Жевнеров К. С., Коровченко И. С., Кононов А. А., Смусева К .В., Усков Г. К // Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2020, Т. 5. – С. 137–143.
3. Усков Г. К, Смусева К. В., Кононов А. А. Программа послойного формирования траекторий для трехмерного прототипирования диэлектрических линзовых структур. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2022681161, дата заявки 02.11.2022, дата опубликования 10.11.2022.
4. Uskov G. K. Investigation of 3D Printed Dielectric Structure for Microwave Lens Prototyping / Uskov G. K., Kretov P. A., Stepkin V. A., Sbitnev N. S., Bobreshov A. M. // XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), 2017. – Pp. 294–296.
5. Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А. Исследование эквивалентных электрофизических параметров метаматериалов при помощи измерительной волноводной линии // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии, 2024, Т. 7, № 4. – С. 734–751.

6. Bobreshov A. M., Zhabin A. S., Seregina E. A., Uskov G. K. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications // Electronics Letters, Vol. 56, No. 17. – Pp. 857–859.
7. Усков Г. К., Смусева К. В., Карпенко Р. В., Кононов А. А. Асимметричная биконическая антенна с неоднородным диэлектрическим заполнением // Сборник докладов XXVIII Всероссийской открытой науной конференции «Распространение радиоволн» – Йошкар-Ола, 2023. – С. 579 – 582.
8. Smuseva K. V., Karpenko R. V., Kononov A. A., Uskov G. K. Method of Calculation of Inhomogeneous Dielectric Lens for Asymmetrical Biconical Antennas // IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC), 2024. –Pp. 350–353.
9. Кононов А. А., Усков Г. К., Смусева К. В. Методика определения электрофизических параметров диэлектрических материалов по параметрам рассеяния волновода с продольно частичным заполнением // Сборник докладов XXVIII Всероссийской открытой научной конференции «Распространение радиоволн» – Йошкар-Ола, 2023. – С. 523 – 526.
10. Kononov A. A., Velichkina A. S., Uskov G. K., Smuseva K. V. A Model of Electromagnetic Field Propagation Processes in a Rectangular Waveguide Filled With a Lossy Dielectric Medium // 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). – Pp. 318–321.
11. Weeks W L. Propagation Constants in Rectangular Waveguide Partially Filled with Dielectric (Correspondence) // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1959, Vol. 7, No. 2. – Pp. 294–294.
12. Outifa L., Delmotte M., Jullien H. Dielectric and Geometric Dependence of Electric Field and Power Distribution in a Waveguide Heterogeneously Filled with Lossy Dielectrics / IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1997, Vol. 45, No. 8. – Pp. 1154–1161.
13. Silvestre E. Analysis of Inhomogeneously Filled Waveguides Using a Bi-Orthonormal-Basis Method / Silvestre E., Abian M. A., Gimeno B., Ferrando A., Andres M. V., Boria V. E. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2000, Vol. 48, No. 4. – Pp. 589–596.
14. Бобрешов А.М. Определение комплексного характеристического сопротивления для прямоугольного волновода, заполненного диэлектриком с потерями / Бобрешов А. М., Кононов А. А., Кущенко Е. В., Усков Г. К. // Сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2025, Т. 4. – С. 73–79.
15. Никольский В. В., Никольская Т. И. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1989. – 544 с.
16. Егоров Ю. В. Частично заполненные прямоугольные волноводы. М.: «Советское радио», 1967. – 216 с.
17. Бергер М. Н., Капилевич Б. Ю. Прямоугольные волноводы с диэлектриками. М.: «Советское радио», 1973. – 256 с.

REFERENCES

1. Bobreshov, A. M., Uskov ,G. K., Kretov, P. A., Sbitnev, N. S. Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium. // Microw. Opt. Technol. Lett., 2020, Pp. 1–6.
2. Bobreshov, A. M. Estimation of dielectric electrophysical parameters for 3d-printing / Bobreshov A. M., Zhevnerov K. S., Korovchenko I. S., Kononov A. A., Smuseva K. V., Uskov G. K. // The collection of works of the XXVI International scientific and technical conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2020, Vol. 5. – Pp. 137–143.

3. Uskov, G. K., Smuseva, K. V., Kononov, A. A. The program for layer-by-layer trajectory formation for three-dimensional prototyping of dielectric lens structures. RU 2022681161, stated 02.11.2022, publ. 10.11.2022.
4. Uskov, G. K. Investigation of 3D Printed Dielectric Structure for Microwave Lens Prototyping / Uskov, G. K., Kretov, P. A., Stepkin, V. A., Sbitnev, N. S., Bobreshov, A. M. // XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), 2017. – Pp. 294–296.
5. Uskov, G. K., Smuseva, K. V., Kononov, A. A. Investigation of Equivalent Electrophysical Parameters of Metamaterials with the Use of a Measuring Waveguide Line // Infocommunications and Radio Technologies, 2024, Vol. 7, No. 4. – Pp. 734–751.
6. Bobreshov, A. M., Zhabin, A. S., Seregina, E. A., Uskov, G. K. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications // Electronics Letters, Vol. 56, No. 17. – Pp. 857–859.
7. Uskov, G. K., Smuseva, K. V., Karpenko, R. V., Kononov, A. A. Asymmetric biconic antenna with non-homogenous dielectric filling // The collection of reports of the XXVIII All-Russian open scientific conference «Propagation of Radio Waves», Yoshkar-Ola, 2023. – Pp. 579–582.
8. Smuseva, K. V., Karpenko, R. V., Kononov, A. A., Uskov, G. K. Method of Calculation of Inhomogeneous Dielectric Lens for Asymmetrical Biconical Antennas // IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC), 2024. –Pp. 350–353.
9. Kononov, A. A., Uskov, G. K., Smuseva, K. V. A method for determining the electrophysical parameters of dielectric materials based on the scattering parameters of a longitudinally partially filled waveguide // The collection of reports of the XXVIII All-Russian open scientific conference «Propagation of Radio Waves», Yoshkar-Ola, 2023. – Pp. 523–526.
10. Kononov, A. A., Velichkina, A. S., Uskov, G. K., Smuseva, K. V. A Model of Electromagnetic Field Propagation Processes in a Rectangular Waveguide Filled With a Lossy Dielectric Medium // 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). – Pp. 318–321.
11. Weeks, W L. Propagation Constants in Rectangular Waveguide Partially Filled with Dielectric (Correspondence) // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1959, Vol. 7, No. 2. – Pp. 294–294.
12. Outifa, L., Delmotte, M., Jullien, H. Dielectric and Geometric Dependence of Electric Field and Power Distribution in a Waveguide Heterogeneously Filled with Lossy Dielectrics / IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1997, Vol. 45, No. 8. – Pp. 1154–1161.
13. Silvestre, E. Analysis of Inhomogeneously Filled Waveguides Using a Bi-Orthonormal-Basis Method / Silvestre, E., Abian, M. A., Gimeno, B., Ferrando, A., Andres, M. V., Boria, V. E. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2000, Vol. 48, No. 4. – Pp. 589–596.
14. Bobreshov, A.M. Definition of the complex characteristic impedance for a rectangular waveguide filled with a lossy dielectric / Bobreshov A.M., Kononov A.A., Korovchenko I. S., Uskov G.K. // The collection of works of the XXXI International scientific and technical conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2025, Vol. 4. – Pp. 73–79.
15. Nikolskiy, V. V., Nikolskaya, T. I. Electrodynamics and radio wave propagation. M.: Science, 1989. – 544 p.
16. Egorov, Yu. V. Partially filled rectangular waveguides. M.: «Soviet radio», 1967. – 216 p.
17. Berger, M. N., Kapilevitch, B. Yu. Rectangular waveguides with dielectrics. M.: «Soviet radio», 1973. – 256 p.

СПОСОБ ОБНАРУЖЕНИЯ И ЦИКЛОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИЁМНОГО И ПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВ РАДИОЛИНИИ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ КОРОТКОИМПУЛЬСНЫЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ

А.А. Чаплыгин, В.Д. Лукьянчиков, А.В. Гостев, Н.А. Подтынников, А.А. Шатилова

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Описан вариант специфической весовой обработки импульсов сверхширокополосного короткоимпульсного синхросигнала, поступающего на вход схемы обработки. Такая обработка позволяет оценить величину и знак временной задержки, чтобы использовать её для быстрого вхождения в состояние синхронизма передающего и приёмного устройств радиолинии и, в дальнейшем, удержания этого состояния заданное время.

Ключевые слова: специфическая весовая обработка импульсов, сверхширокополосный короткоимпульсный синхросигнал, устройства радиолинии, стек сдвинутых друг относительно друга временных окон.

METHOD FOR DELECTING AND CYCLIC SYNCHRONIZATION OF THE RECEIVING AND TRANSSMITTING DEVICES OF THE RADIO LINE USING THE SHORT-PULSE ULTRA-WIDEBAND SIGNALS

A.A. Chaplygin, V.D. Lukyanchikov, A.V. Gostev, N.A Podtynnikov, A.A. Shatilova

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. A variant of specific weight treatment of the pulses of the short-pulse ultra-wideband signals synchronization receiving the circuit of the processing is described. Such processing allows you to assess the value and mark of the time delay to use it for a quick entry into the synchronism state of the transmitting and receiving devices of radio and, in the future, retention of this state.

Keywords: specific weight treatment of pulses, short-pulse ultra-wideband signals, radiolicity devices, stack of shifted three-time temporary windows.

1. Введение

Важнейшим процессом, от которого зависит эффективность функционирования сверхширокополосных (СШП) систем и средств передачи информации является цикловая синхронизация передающего и приёмного устройства радиолиний, так как они, как правило, разнесены в пространстве на значительные расстояния и могут относиться к мобильным беспроводным системам. При этом главной задачей любых способов цикловой синхронизации является минимизация двух параметров: времени вхождения в синхронизм и величины отношения сигнал/шум на выходе схемы обработки, которая обеспечивает заданную величину вероятности обнаружения СШП синхросигнала.

Цель доклада: показать возможность уменьшения времени вхождения в состояние синхронизма, то есть увеличения скорости его захвата без использования корреляторов и согласованных фильтров, а также возможность обеспечения дальнейшего непрерывного слежения за задержкой в приёмном сигнальном временном канале (СВК) с коррекцией ухода импульсов СШП сигнала из его текущих временных окон.

Здесь предполагается, что условия радиообмена соответствуют каналам прямой видимости и единственным фактором, затрудняющим обнаружение синхросигнала,

является нормальный гауссовский шум $\nu(t)$ с нулевым средним значением и спектральной плотностью мощности N_0 [Вт/Гц] на входе схемы обработки. Для достижения поставленной цели предлагается организовать стек из n СВК, смещённых друг относительно друга на длительность одного временного окна $2\tau_0$ (τ_0 – длительность импульса СШП синхросигнала) так, что один временной цикл работы стека должен перекрывать средний период повторения импульсов СШП синхросигнала $T_{\text{ср}}$. Таким образом, в среднем на каждом цикле работы стека может быть обнаружен один импульс СШП синхросигнала. При этом на передающей стороне временные окна для излучения импульсов СШП сигналов должны быть длительностью около τ_0.

Соотношение для СШП сигнала запишется следующим образом

$$U_0(t) = \sum_{p=0}^{N_{\text{cc}}-1} u_0(t - T_p),$$

где N_{cc} – количество импульсов в синхросигнале; $u_0(t)$ – представляет форму импульса, а T_p – текущий переменный период следования импульсов СШП синхросигнала, причём число p будет соответствовать моменту открытия p-го временного окна для излучения соответствующего импульса синхросигнала.

Для эффективного практического использования СШП сигналов важное значение имеет форма их импульсов, а также способы их формирования [3, 5]. В данном докладе будет использоваться форма импульсов СШП синхросигнала, обоснованная в [6], а для формирования СШП синхросигнала будет использоваться алгоритм, описанный в [7] и подтверждённый патентом [8]. Тогда текущий переменный период следования импульсов СШП синхросигнала можно описать следующим соотношением

$$T_p = \left(b_p + 1\right)\tau_0,$$

где b_p – элементы псевдослучайной числовой последовательности (ПЧП), кодирующей временные позиции его ненулевых импульсов [7, 8].

Следовательно, на приёмной стороне при работе стека на длительности текущего временного окна $2\tau_0$ осуществляется накопление энергии, которую принципиально можно представить следующей суммой:

$$\begin{aligned} E_{\text{cc},k} &= \int_{t_k}^{t_k+\xi} E_{\text{cc}}(t)dt = \int_{t_k}^{t_k+\xi} \sum_{p=0}^{N_{\text{cc}}-1} \left[u_p(t)\right]^2 dt = \int_{t_k}^{t_k+\xi} \sum_{p=0}^{N_{\text{cc}}-1} \left[u_0(t-T_p) + \nu(t)\right]^2 dt = \\ &= \int_{t_k}^{t_k+\tau_0} \sum_{p=0}^{N_{\text{cc}}-1} u_0^2(t-T_p)dt + \int_{t_k}^{t_k+\tau_0} \sum_{p=0}^{N_{\text{cc}}-1} 2u_0(t-T_p)\nu(t)dt + \int_{t_k}^{t_k+2\tau_0} \nu^2(t)dt = \\ &= E^0_{\text{cc},k} + E^0_{\text{cc},sh,k} + E^{\text{c}}_{sh,k}. \end{aligned} \qquad (1.1)$$

Здесь $u_p(t) = u_0\left(t - T_p\right) + v(t)$ – аддитивная сумма p-го импульса СШП синхросигнала с канальным шумом; $\text{E}_{\text{cc},k}$ – полная энергия смеси импульса СШП сигнала и канального шума, накопленная в k-м временном окне стека; T_p – аналогично передающей стороне это текущий период следования, но не импульсов СШП сигнала, а приёмных временных окон, число p будет соответствовать моменту открытия p-го временного окна для приёма соответствующего импульса СШП синхросигнала; $E^0_{cc,k}$ – энергия импульса СШП синхросигнала, накопленная в этом временном окне; $E^0_{cc,sh,k}$ – взаимная энергия импульса и канального шума, накопленная в этом же временном окне; $E^C_{sh,k}$ – энергия канального шума, накопленная на всей длительности k-го сигнального временного окна стека; $\xi = \tau_0$ или $\xi = 2\tau_0$; $k = 1, 2, \ldots, n$.

На приёмной стороне потоки временных «окон» длительностью $2\tau_0$ для приёма импульсов «разреженного» СШП синхросигнала, соответствующих ненулевым элементам синхрокода, формируют аналогично тому, как это делалось при их излучении,

но передняя граница приёмных окон «смещена» вперёд во времени на $\tau_0/2$, в то время, как задняя граница – назад во времени на $\tau_0/2$. Рисунок 1 иллюстрирует такой СШП синхросигнал, поступивший на вход схемы обработки

$$U(t) = \sum_{p=0}^{N_{cc}-1} u_0(t - T_p) + \nu(t),$$

где $\nu(t)$ – канальный гауссовский шум

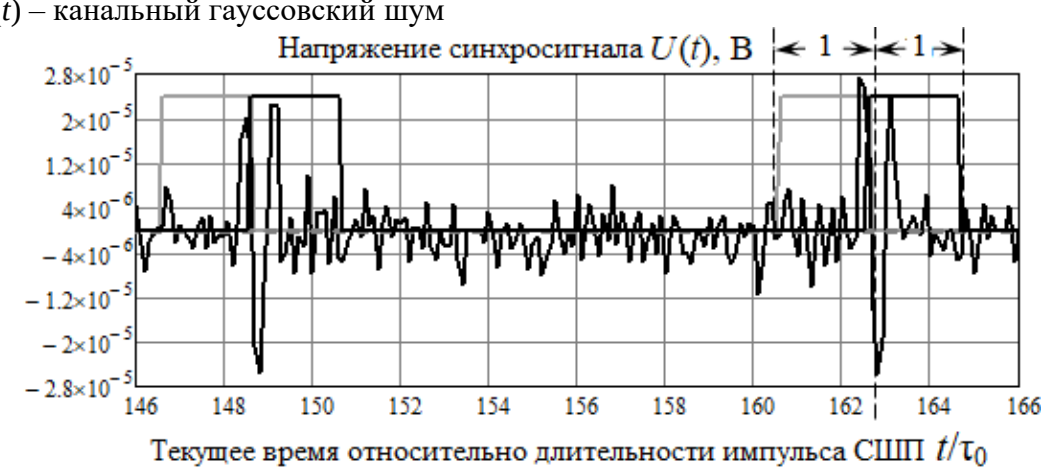


Рис. 1. Иллюстрация на приёмной стороне смеси двух из N_{cc} импульсов сформированного и излученного СШП синхросигнала с канальным шумом для оконного отношения сигнал/шум (q) равного 14 дБ. Здесь также для наглядности серыми и чёрными жирными линиями изображены два смежных временных приёмных окна.

Анализ рисунка 1 показывает, что прошедшие канал связи импульсы могут поступить на вход схемы обработки в произвольный момент времени. Из этого следует и произвольность расположения импульсов относительно временного положения двух смежных приёмных временных окон, изображённых на рисунке 1. Первое по времени окно назовём сигнальным, а второе по времени - вспомогательным. На рисунке 2 представлены три базовых варианта возможного расположения импульсов СШП сигнала относительно данных временных окон.

Остальные возможные варианты могут отличаться от базовых только пропорцией частей импульсов, расположенных в этих временных окнах, включая вариант, когда все импульсы СШП сигнала полностью располагаются в сигнальных временных окнах. Таким образом, на приёмной стороне для надёжного обнаружения СШП синхросигнала и быстрого вхождения в состояние синхронизма всегда необходимо осуществлять обработку СШП синхросигнала в паре смежных временных окон.



Рис. 2. Базовые варианты возможного расположения импульсов СШП сигнала относительно сигнального и вспомогательного приёмных временных окон (здесь также q = 14 дБ).

2. Основные соотношения и операции

Приведённые выше соображения определяют возможность:

– осуществлять оценки величины энергетических отсчётов в сигнальном и вспомогательном временных окнах;

– использовать эти оценки при определении величины и знака временной задержки;

– вводить найденную задержку во временные окна стека для реализации захвата состояния синхронизма и удержания этого состояния в дальнейшем при приёме информационных СШП сигналов.

Чтобы реализовать цикловую синхронизацию передающей и приёмной частей СШП радиолинии первое, что необходимо – это обнаружить СШП синхросигнал. Для этого в регистре необходимо иметь копию СШП кода, на базе которого сформирован СШП синхросигнал. Далее осуществить следующее:

1 Любой входной сигнал подвергается дискретизации с частотой$f_d = \frac{1}{\Delta t}$ Гц, где $\Delta t = \frac{\tau_0}{M}$ с – временной дискрет; M – количество отсчётов на длительности импульса. Следовательно, так как $t_p = p{\cdot}\Delta t$, а $p = 0, 1, 2,\ldots$, - текущие номера отсчётов, то все дискретизированные во времени величины, например, $X(t_p)$ принято условно обозначать как X_p, то есть

$$X(t_p) = X(p{\cdot}\Delta t) \sim X_p. \qquad (2.1)$$

2 В случае отсутствия СШП синхросигнала оценить среднестатистическое значение шумового энергетического «оконного» порога для обнаружения его превышения накопленной в текущем временном окне стека энергией смеси импульса СШП синхросигнала с канальным шумом. Для этого:

- на длительности СШП синхросигнала накоплением находят текущие «оконные» энергии канального шума

$$E^{\text{с}}_{sh,p} = \sum_{n=p_{1,p}}^{n=p_{2,p}} \nu_n^2 , \qquad (2.2)$$

где $p_{1,p}$ и $p_{2,p}$ – граничные отсчёты текущих передних и задних фронтов временных окон СВК стека длительностью τ_0, количество которых должно быть равно числу импульсов в СШП синхросигнале;

- находят «среднеоконную» шумовую энергию и среднеквадратическое отклонение (СКО) канального шума

$$\left\langle E^{\text{с}}_{sh} \right\rangle = \frac{1}{N_{\text{сс}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{сс}}-1} E^{\text{с}}_{sh,n} \; ; \quad \sigma_{sh} = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{сс}}-1} \sum_{n=0}^{N_{\text{сс}}-1} \left(E^{\text{с}}_{sh,n} - \left\langle E^{\text{с}}_{sh} \right\rangle \right)^2} \; ;$$

- оценивают величину начального шумового энергетического порога

$$\Pi_{sh} = \left\langle E^{\text{с}}_{sh} \right\rangle + 3\sigma_{sh} ,$$

который с вероятностью 0.99 гарантирует непревышение его шумовыми выбросами [9]. В качестве примера на рисунке 3 представлены текущие шумовые «оконные» энергетические отсчёты (2.2) для небольшой интенсивности канальных шумов



Рис. 3. Текущие шумовые «оконные» энергетические отсчёты для канальных шумов небольшой интенсивности. Вверху жирным серым штрихом обозначен шумовой порог.

3 В случае присутствия СШП синхросигнала на входе схемы обработки в сигнальном и вспомогательном временных окнах оценивают величины накопленных энергий $E_{cc,k}$ (1.1) в виде энергетических отсчётов

$$E_{1,cc,p}=\sum_{n=p_{11,p}}^{p_{12,p}}\sum_{q=0}^{N_{cc}-1}\left[u_0(t_p-T_q)+\nu_{1,q}\right]^2, E_{2,cc,p}=\sum_{n=p_{21,p}}^{p_{22,p}}\sum_{q=0}^{N_{cc}-1}\left[u_0(t_p-T_q)+\nu_{2,q}\right]^2,$$

которые представлены на рисунке 4, шумовые «оконные» отсчёты для которых показаны на рисунке 3



Рис. 4. Текущие отсчёты смеси энергии импульсов СШП синхросигнала и канального шума, интенсивность которого соответствует шумовым отсчётам, представленным на рисунке 3 (<q> ≈ 14 дБ): чёрными заполненными кружками обозначены отсчёты, полученные в сигнальных окнах; серыми заполненными ромбами – во вспомогательных окнах. Жирным чёрным штрихом обозначен шумовой порог.

Здесь <q> – среднестатистическое «оконное» энергетическое отношение сигнал/шум. Текущие «оконные» значения q_p в общем случае оценивают с использованием следующего аналитического соотношения

$$q_p=\begin{cases}\dfrac{E_{1,cc,p}+E_{2,cc,p}-2\left\langle E^{c}_{sh}\right\rangle}{2\sigma_{sh}}, & E_{1,cc,p}\neq 0\wedge E_{2,cc,p}\neq 0,\\ \dfrac{E_{1,cc,p}-\left\langle E^{c}_{sh}\right\rangle}{\sigma_{sh}}, & E_{1,cc,p}\neq 0\wedge E_{2,cc,p}=0,\\ \dfrac{E_{2,cc,p}-\left\langle E^{c}_{sh}\right\rangle}{\sigma_{sh}}, & E_{2,cc,p}\neq 0\wedge E_{1,cc,p}=0,\end{cases} \qquad (2.3)$$

а среднестатистическое «оконное» энергетическое значение <q> получают усреднением (2.3) по всем текущим временным окнам, количество которых должно соответствовать числу передних или задних фронтов этих окон $p_{1,p}$ или $p_{2,p}$, то есть количеству импульсов в СШП синхросигнале

$$\langle q \rangle = \frac{1}{N_{\text{cc}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{cc}}-1} q_n \,.$$

Далее оценивают величину текущих разностей между энергетическими отсчётами в сигнальном и вспомогательном временных окнах и шумовым порогом

$$\begin{aligned} \Delta E_{1,\text{cc},p} &= \begin{cases} 0, & E_{1,\text{cc},p} - \Pi_{sh} \le 0, \\ E_{1,\text{cc},p} - \Pi_{sh}, & E_{1,\text{cc},p} - \Pi_{sh} > 0, \end{cases} \\ \Delta E_{2,\text{cc},p} &= \begin{cases} 0, & E_{2,\text{cc},p} - \Pi_{sh} \le 0, \\ E_{2,\text{cc},p} - \Pi_{sh}, & E_{2,\text{cc},p} - \Pi_{sh} > 0. \end{cases} \end{aligned} \qquad (2.4)$$

Первое превышение энергетического порога ($\Delta E_{i,\text{cc},0} > 0$, i = 1 или 2) соотносится с первым импульсом в имеющейся копии СШП синхросигнала, длительность которой равна T_{cc}, поэтому первый обнаруженный импульс будет опорным, то есть его временная позиция будет служить началом, сравнение с которой будет определять временные позиции остальных обнаруживаемых импульсов СШП синхросигнала. По окончании времени T_{cc} после обнаружения первого (опорного) импульса число обнаруженных импульсов должно преодолеть цифровой порог

$$\Pi_{\text{ц}} = \text{round}\left(\frac{N_{\text{cc}}}{\sqrt{2}} \right), \qquad (2.5)$$

где выражение round(x) означает округление до ближайшего к x целого числа. Затем определяют текущее накапливаемое число обнаруженных импульсов СШП синхросигнала как в сигнальном и дополнительном временных окнах, так и среднее их значение:

$$m_{1,p} = \begin{cases} 0, \ \Delta E_{1,\text{cc},p} = 0, \\ 1, \ \Delta E_{1,\text{cc},p} \ne 0, \end{cases} \quad \hat{N}_{1,p} = \sum_{n=0}^{p} m_{1,n}; \quad m_{2,p} = \begin{cases} 0, \ \Delta E_{2,\text{cc},p} = 0, \\ 1, \ \Delta E_{2,\text{cc},p} \ne 0, \end{cases} \quad \hat{N}_{2,p} = \sum_{n=0}^{p} m_{2,n}, \qquad (2.6)$$

$$m_p = \begin{cases} \frac{1}{2}\left(\hat{N}_{1,p} + \hat{N}_{2,p} \right), & \hat{N}_{1,p} \ne 0, \hat{N}_{2,p} \ne 0, \\ \hat{N}_{1,p}, & \hat{N}_{1,p} \ne 0, \hat{N}_{2,p} = 0, \\ \hat{N}_{2,p}, & \hat{N}_{1,p} = 0, \hat{N}_{2,p} \ne 0, \end{cases} \quad \hat{N}_p = \sum_{n=0}^{p} m_n \qquad (2.7)$$

и регистрируют момент превышения этим числом цифрового порога (2.5), то есть момент обнаружения СШП синхросигнала. На рисунках 5 и 6 представлено графические отображения, построенные с использованием соотношений (2.6), (2.7) для соответствующих ситуаций

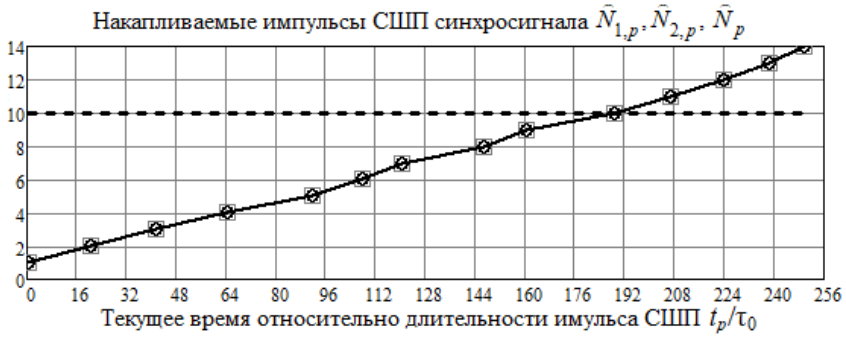


Рис. 5. Иллюстрация процесса обнаружения СШП синхросигнала для среднестатистического «оконного» отношения сигнал/шум <q> ≈ 14 дБ. Жирным чёрным штрихом изображён цифровой порог $П_ц$.



Рис. 6. Иллюстрация процесса обнаружения СШП синхросигнала для среднестатистического «оконного» отношения сигнал/шум <q> ≈ 4.5 дБ.

На этих рисунках серыми незаполненными ромбиками обозначено текущее накапливаемое количество импульсов обнаруженных в сигнальных временных приёмных окнах ($\widehat{N}_{1,p}$); серыми незаполненными квадратами обозначено то же, но во вспомогательных временных приёмных окнах ($\widehat{N}_{2,p}$); жирными чёрными незаполненными кружками обозначено среднее накапливаемое количество обнаруженных импульсов СШП синхросигнала ($\widehat{N}_p$).

Из анализа этих рисунков следует, что в общем случае, когда энергия импульсов СШП синхросигнала неравномерно распределена между сигнальным и вспомогательным временными окнами для обеспечения заданных вероятностных характеристик приёма информационных СШП сигналов необходимо сконцентрировать всю энергию каждого из импульсов в текущих сигнальных приёмных временных окнах. Для этого, исходя из результатов анализа рисунков 2, 3 и 4, а также соотношения (2.4), можно следующим образом оценить текущие величины относительных длительностей частей текущих импульсов СШП синхросигнала, расположенных в соседних сигнальном и вспомогательном временных окнах

$$\overline{\delta t}_{1,p} = \frac{\delta t_{1,p}}{\tau_0} = \frac{\Delta E_{1,\text{сс},p}}{\Delta E_{1,\text{сс},p} + \Delta E_{2,\text{сс},p}}, \quad \overline{\delta t}_{2,p} = \frac{\Delta E_{2,\text{сс},p}}{\Delta E_{1,\text{сс},p} + \Delta E_{2,\text{сс},p}}$$

и осуществить усреднение

$$\left\langle \overline{\delta t}_1 \right\rangle = \frac{1}{N_1} \sum_{n=1}^{N_1-1} \overline{\delta t}_{1,n} \text{ и } \left\langle \overline{\delta t}_2 \right\rangle = \frac{1}{N_2} \sum_{n=1}^{N_2-1} \overline{\delta t}_{2,n}, \quad (2.8)$$

где N_1 и N_2 – количество ненулевых членов в последовательностях $\widehat{N}_{1,p}$ и $\widehat{N}_{2,p}$ соответственно. При этом в шумах, как правило, сумма $\langle \overline{\sigma t}_1 \rangle + \langle \overline{\sigma t}_2 \rangle > 1$, а на самом деле должна равняться единице. Следовательно, необходимо скомпенсировать вредное влияние канальных шумов. При этом

– оценивают величину и знак разности: $\Delta = \langle \overline{\sigma t}_1 \rangle + \langle \overline{\sigma t}_2 \rangle - 1$;

– вычисляют выравнивающие коэффициенты, с помощью которых можно частично компенсировать отрицательное влияние канальных шумов на конечный результат

$$\beta_1 = \frac{\left\langle \overline{\delta t}_1 \right\rangle}{\left\langle \overline{\delta t}_1 \right\rangle + \left\langle \overline{\delta t}_2 \right\rangle}, \qquad \beta_2 = \frac{\left\langle \overline{\delta t}_2 \right\rangle}{\left\langle \overline{\delta t}_1 \right\rangle + \left\langle \overline{\delta t}_2 \right\rangle}.$$

– вносят компенсирующие поправки в (2.8)

$$\delta_1 t = \left\langle \overline{\delta t}_1 \right\rangle - \Delta \cdot \beta_2, \qquad \delta_2 t = \left\langle \overline{\delta t}_2 \right\rangle - \Delta \cdot \beta_1 \quad (2.9)$$

и, если всё сделано правильно, то проверка даст $\delta_1 t + \delta_2 t = 1$;

– находят разность величин (2.9):

$$\Delta\delta t = \delta_1 t - \delta_2 t$$

и с учётом приведения к реальному масштабу времени осуществляют оценку величины и знака временной задержки, которую необходимо ввести в СВК стека:

$$\delta t = \begin{cases} 0, & \delta_1 t = 0, \delta_2 t = 0, \\ (1 - \Delta\delta t) \cdot \tau_0, & (\delta_1 t \neq 0, \delta_2 t \neq 0) \vee (\delta_1 t \neq 0, \delta_2 t = 0) \vee (\delta_1 t = 0, \delta_2 t \neq 0); \end{cases}$$

- одновременно отключают все СВК стека, кроме тех, которые участвуют в процессе приёма информационных СШП сигналов;

- вводят полученную задержку в эти СВК стека.

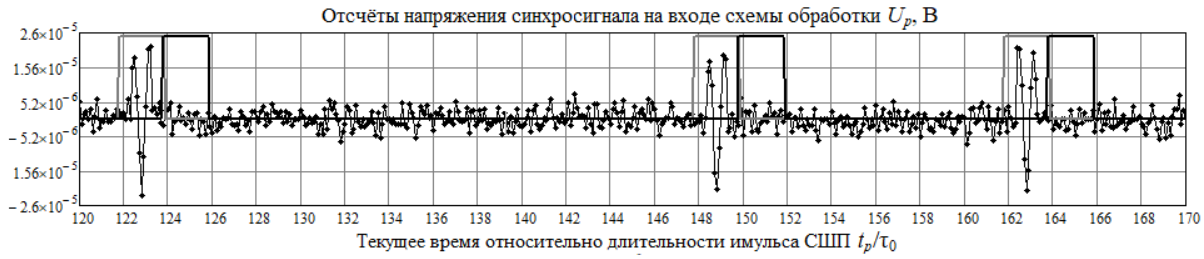
Очевидно, что с точки зрения условного графического отображения этих операций удобнее иметь дело с задержкой в виде соответствующего количества и знака отсчётов, которые вычитают из отсчётов, представляющих упомянутые фронты:

$$s = \text{round}\left(\frac{\delta t}{\Delta t} \right). \quad (2.10)$$

Результат использования вычисленной задержки (2.10) представлен на рисунке 7, анализ которого подтверждает возможность реализации предложенного варианта захвата состояния синхронизма и его удержания всё время приёма информационных СШП сигналов.



а)



б)

Рис.7. Иллюстрация захвата состояния синхронизма. а) расположение импульсов СШП сигнала до введения задержки; б) после введения задержки.

3. Заключение

Анализ полученных результатов показывает, что длительность всего процесса захвата состояния синхронизма после обнаружения опорного импульса СШП синхросигнала не превышает длительности N_{cc}+1-го цикла функционирования стека, что соответствует промежутку времени

$$T_{вх} = (N+1)\cdot T_{ср}.$$

Следовательно, описанный способ, может обеспечить величину времени вхождения в состояние синхронизма равную средней длительности СШП синхросигнала, что в среднем лучше, чем при использовании любого из перечисленных в начале доклада способов. При этом корреляторы или согласованные фильтры не используются.

Литература

1. Иванов М.М., Кремня К.И., Андреев Ю.А. Методы синхронизации в сверхширокополосных системах связи. // 51-я научная конференция аспирантов, магистров и студентов БГУИР, 2015. – С. 43, 44.
2. Агейкин В.И., Каплярчук Л.М., Степанов А.П. К вопросу использования технологии сверхширокополосных сигналов в интересах создания перспективных средств связи, разведки и РЭБ тактического звена управления // Радиоэлектронная борьба в Вооружённых Силах Российской Федерации,2017, ч.1. – С. 40-44.
3. Корниенко А.В. Алгоритмы синтеза и обработки короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов в радиосистемах передачи информации с учётом мешающих факторов. // Автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук, 2008. – 17 с.
4. Бондаренко В.В., Кыштымов Г.А., Бондаренко В.В., Кыштымов С.Г. Система связи с высокой скоростью передачи информации сверхширокополосными сигналами. RU 2315424 C2, заяв. 12.11.2013, опубл.10.07.2015
5. Шостко И.С, Таха Алмакадма, Соседка Ю.Э. Анализ моделей сверхширокополосных сигналов для инфокоммуникационных сетей // Проблемы телекоммуникаций №1 (1), 2010. – С. 126-140.
6. Смирнова А.А., Иванов С.Ю. Анализ особенностей вида гладких функций для выбора формы импульса сверхширокополосного сигнала. // Радиолокация, навигация, связь, 2019, т.4. – С. 144-153.
7. Чаплыгин А.А., Лукьянчиков В.Д., Костин Д.В., Паршин М.И. Алгоритм формирования короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов // Радиолокация, навигация, связь, 2019, т.4. – С. 134-143

8. Чаплыгин А.А., Лукьянчиков В.Д., Иванов С.Ю., Новоточин С.А., Костин Д.В., Смирнова А.А. Способ формирования сверхширокополосных короткоимпульсных сигналов. RU 2715007 C2, заяв. 04.06.2019, опубл. 21.02.2020
9. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. // М.: Наука, 1969. – 576 с.

REFERENCES

1. Ivanov M.M., Kremnya K.I. Synchronization methods in ultra-wideband communication systems // 51st scientific conference of postgraduates, masters and students BSUI, 2015. – Pp. 43, 44.
2. Ageykin V.I., Kaplyarchuk L.M., Stepanov A.P. On the issue of using ultra-wideband signal technology in the interesting of creating promising means of communication, intelligence and electronic warfare of the tactical control level. // Electronic warfare in the Armed Forces of the Russian Federation, 2017, part 1. – Pp. 40-44.
3. Kornienko A.V. Algorithms for the synthesis and processing of short-pulse ultra-wideband signals in radio information transmission systems, taking into account interfering factors. // Abstract of the thesis for the degree of candidate of technical sciences, 2008. – 17 p.
4. Bondarenko V.V., Kyshtymov G.A., Bondarenko V.V., Kyshtymov S.G. Communication system with high-speed information transmission by ultra-wideband signals. RU 2315424 C2, stated. 12.11.2013, publ.10.07.2015.
5. Shostko I.S., Takha Almakadma, Sosedka U.E. Analysis of models of ultra-wideband signals for infocommunication networks. // Problem of telecommunication №1 (1), 2010. - Pp. 126-140.
6. Smirnova A.A., Ivanov S.U. Analysis of the features of the type of smooth functions to select the form of the pulse of the ultra-wideband signal. // Radiolocation, navigation and communication, 2019, vol.4. – Pp.144-153.
7. Chapligin A.A., Lukyanchikov V.D., Kostin D.V., Parshin M.I. Algorithm for the formation of short-pulse ultra-wideband signals // Radiolocation, navigation and communication, 2019, vol.4. – Pp.134-143.
8. Chapligin A.A., Lukyanchikov V.D., Ivanov S.U., Novotochin S.A., Kostin D.V., Smirnova A.A. Method of formation of ultra-wideband short-pulse signals. RU 2715007 C2, stated. 04.06.2019, publ. 21.02.2020
9. Ventzel E.S. Probability theory. // M.: Science, 1969. – 576 p.

СПОСОБ АДАПТИВНОЙ ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ ПРИЁМА ИНФОРМАЦИОННЫХ КОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

А.А. Чаплыгин, В.Д. Лукьянчиков, М.И. Паршин, А.В. Гостев, С.Ю. Иванов, А.А. Шатилова

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Приведено описание специфической весовой обработки информационных короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов, использование которой в процессе их приёма реализует эффективное удержание состояния синхронизма приёмного и передающего устройств радиолинии.

Ключевые слова: информационный короткоимпульсный сверхширокополосный сигнал, синхронизм приёмного и передающего устройств радиолинии, временной дискриминатор.

METHOD FOR ADAPTIVE WEIGHT PROCESSING IN THE RECEPTION OF INFORMATION SHORT-PULSE ULTRA-WIDEBAND SIGNALS

A.A. Chaplygin, V.D. Lukyanchikov, M.I. Parshin, A.V. Gostev, S.U. Ivanov, A.A. Shatilova

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. This paper describes a specific weight processing technique for information short-pulse ultra-wideband signals, the use of which during their reception enables effective maintenance of synchronization between the receiver and transmitter in a radio link.

Keywords: information short-pulse ultra-wideband signal, synchronization of receiver and transmitter in a radio link, time discriminator.

1. Введение

Теория и практика использования сложных сигналов показывает, что для обеспечения качественного приёма информационных сообщений необходимо, чтобы в процессе радиообмена между корреспондентами погрешность синхронизации передающего и приёмного устройств радиолинии, соединяющей этих корреспондентов, не превышала предельных величин, за которыми возможен сбой в работе радиолинии. Тем более это касается радиоэлектронных систем и средств, использующих короткоимпульсные сверхширокополосные (СШП) сигналы, так как в силу очень малой длительности импульсов таких сигналов и временных окон, в которых осуществляется их обнаружение и обработка на приёмной стороне, поддержание состояния синхронизма является достаточно важной и сложной проблемой.

Цель доклада: обосновать возможность реализации непрерывного слежения за задержкой, введённой во временные каналы (ВК) дискриминатора после установления цикловой синхронизации приёмного и передающего устройств радиолинии, для обеспечения коррекции ухода импульсов информационных СШП сигналов из текущих временных окон сигнального ВК.

При этом полагается, что СШП синхросигнал обнаружен и осуществлена цикловая синхронизация приёмного и передающего устройств радиолинии, соединяющей корреспондентов. Кроме этого условия радиообмена соответствуют каналам прямой видимости и в первом приближении будем считать, что единственным фактором, затрудняющим обработку, является нормальный гауссовский шум $\nu(t)$ с нулевым средним значением и односторонней спектральной плотностью мощности N_0 [Вт/Гц] на входе схемы обработки. Для эффективного практического использования СШП сигналов важное значение имеет форма их импульсов, а также способы их формирования [4, 5]. В докладе будет использоваться форма импульсов информационных СШП сигналов, обоснованная в [5], а для их формирования будет использоваться алгоритм, описанный в [6] и подтверждённый патентом [7]. Соотношения для информационных СШП сигналов, несущих информационный нуль или информационную единицу, можно записать следующим образом

$$U(t) = \sum_{p=0}^{N_c-1} u_0(t - T_p),\ \overline{U}(t) = \sum_{p=0}^{N_c-1} u_0(t - \overline{T_p}) \quad . \qquad (1.1)$$

Здесь N_c – количество импульсов в информационном сигнале; $u_0(t)$ – представляет форму импульсов, а черта над символом $\overline{x}$ означает инверсию, то есть прямой СШП сигнал $U(t)$ несёт информационный нуль, а инверсный СШП сигнал $\overline{U}(t)$ – информационную единицу. Причём число p будет соответствовать моменту открытия p-го временного окна для излучения соответствующего импульса СШП сигнала.

На передающей стороне блок управления, в соответствии с темпом, задаваемым потоком стробирующих импульсов, формируемых генератором тактовых импульсов (ГТИ), согласует моменты замыкания и размыкания ключа, открывающего и закрывающего временные окна длительностью τ_0, с моментами начала и конца соответствующего текущего синусоидального импульса. На рисунке 1 в качестве иллюстрации представлен отрезок сформированного информационного СШП сигнала с временными окнами для его излучения

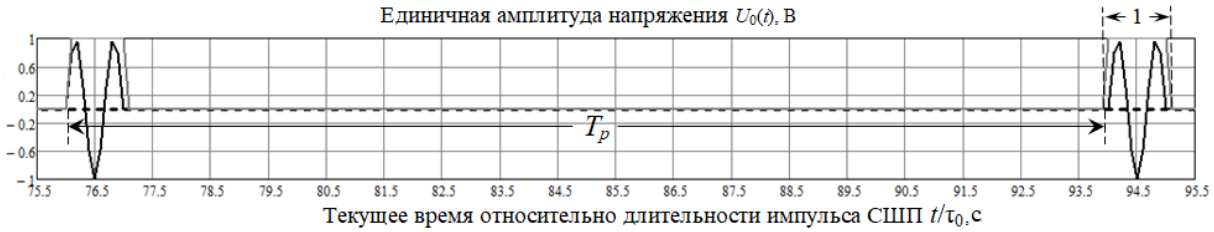


Рис. 1. Иллюстрация: выделена форма импульсов информационного СШП сигнала, а серыми жирными линиями изображены временные окна для его излучения.

После излучения в эфир СШП сигнал, пройдя канал связи, поступает на вход приёмной антенны и далее на вход приёмного устройства. Тогда, в соответствии с энергетикой каналов, на входе схемы обработки присутствует канальный шум $\nu(t)$ или $\bar{\nu}(t)$. На приёмной стороне, как и на передающей, блок обработки и управления также в соответствии с темпом, задаваемым согласно последовательности элементов выбранного кода [6, 7], потоком стробирующих импульсов, формируемых ГТИ, согласует моменты замыкания и размыкания ключа, открывающего и закрывающего приёмные временные окна длительностью $2\tau_0$, с моментами попадания импульсов смеси «разреженных» СШП сигналов и шумов на середину этих временных окон. Следовательно, при работе каждого ВК дискриминатора на длительности текущего приёмного временного окна $2\tau_0$ осуществляется накопление энергии, которую принципиально можно представить следующей суммой:

$$E_{m,c,k}=\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}E_c(t)dt+\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\overline{E_c}(t)dt=\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\sum_{p=0}^{N_c-1}\left[u_p(t)\right]^2dt+\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\sum_{p=0}^{N_c-1}\left[\overline{u_p}(t)\right]^2dt=$$

$$=\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\sum_{p=0}^{N_c-1}\left[u_0(t-T_p)+\nu(t)\right]^2dt+\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\sum_{p=0}^{N_c-1}\left[u_0(t-\overline{T_p})+\overline{\nu}(t)\right]^2dt=\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\sum_{p=0}^{N_c-1}u_0^2(t-T_p)dt+$$

$$+\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\sum_{p=0}^{N_c-1}2u_0(t-T_p)\nu(t)dt+\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\nu^2(t)dt+\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\sum_{p=0}^{N_c-1}u_0^2(t-\overline{T_p})dt+\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\sum_{p=0}^{N_c-1}2u_0(t-\overline{T_p})\nu(t)dt+$$

$$+\int_{t_k}^{t_k+2\tau_0}\overline{\nu^2}(t)dt=E^0_{m,c,k}+E^0_{m,c,sh,k}+E^c_{m,sh,k}+\overline{E}^0_{m,c,k}+\overline{E}^0_{m,c,sh,k}+\overline{E}^c_{m,sh,k}. \quad (1.2)$$

Индекс m означает характер ВК: m = оп – опережающий, m = с – сигнальный и m = от – отстающий; $u_p(t)=u_0\left(t-T_p\right)+v(t)$ или $\bar{u}_p(t)=u_0\left(t-\bar{T}_p\right)+\bar{v}(t)$ – аддитивная сумма p-го импульса информационного СШП сигнала (прямого или инверсного) с канальным шумом в k-м временном окне соответствующего ВК; $E_{m,c,k}$ или $\bar{E}_{m,c,k}$ – полная энергия смеси импульса СШП сигнала и канального шума, накопленная в k-м временном окне соответствующего ВК; $E^0_{m,c,k}$ или $\bar{E}^0_{m,c,k}$ – энергия импульса СШП синхросигнала, накопленная в k-м временном окне соответствующего ВК; $E^0_{m,c,sh,k}$ или $\bar{E}^0_{m,c,sh,k}$ – взаимная энергия импульса и канального шума, накопленная в k-м временном окне соответствующего ВК; $E^c_{m,sh,k}$ или $\bar{E}^c_{m,sh,k}$ – энергия канального шума, накопленная на всей длительности k-го временного окна соответствующего ВК; k = 1, 2,…, n. Рисунок 2 иллюстрирует информационные СШП сигналы, поступающие на вход схемы обработки в соответствующих ВК дискриминатора

$$U'(t)=\sum_{p=0}^{N_c-1}u_0(t-T_p)+\nu(t),\ \overline{U'}(t)=\sum_{p=0}^{N_c-1}u_0(t-\overline{T_p})+\overline{\nu}(t)$$

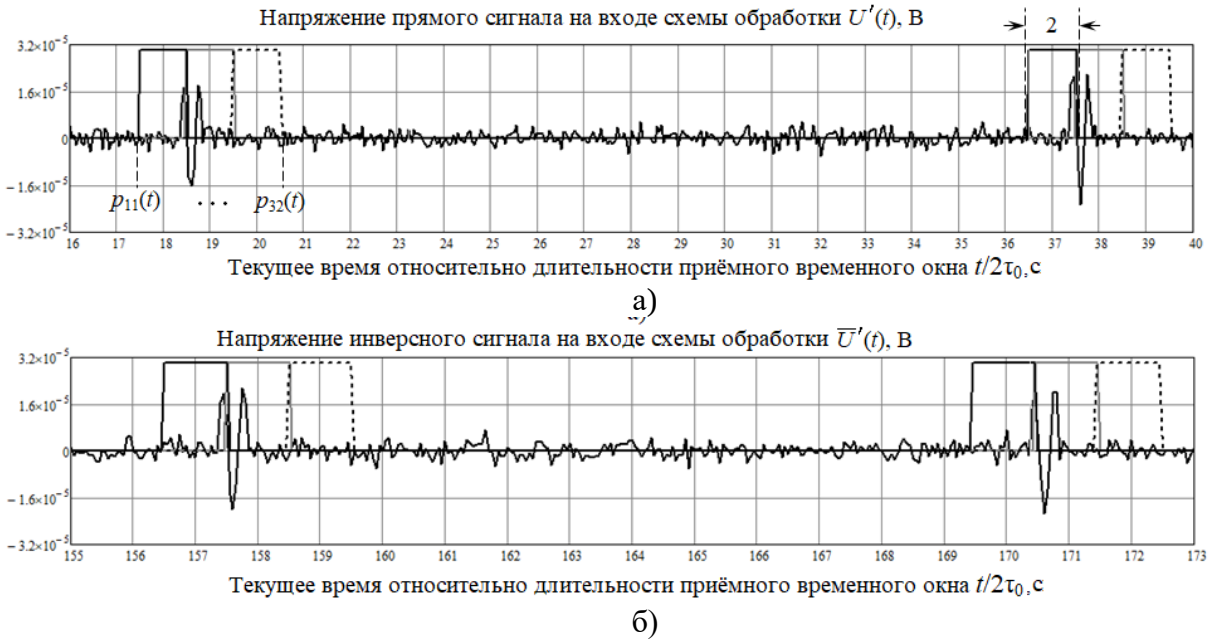


Рис. 2. Иллюстрация временного отрезка, включающего два из N_c импульсов принимаемого информационного СШП сигнала в смеси с канальным шумом для среднеоконного отношения сигнал/шум $\langle q\rangle \approx 12$ дБ: а) прямой сигнал, б) инверсный сигнал. Здесь также для наглядности чёрными и серыми жирными линиями, а также чёрным штрихом изображены три смежных временных приёмных окна ВК дискриминатора - опережающего, сигнального и отстающего соответственно.

На рисунке 2 величины $p_{ij}(t)$ и $\bar{p}_{ij}(t)$ являются временными границами передних и задних фронтов текущих временных окон соответствующих ВК, а $i=\overline{1,3}$ и $j=\overline{1,3}$.

2. Основные соотношения и операции

Анализ рисунка 2 показывает, что прошедшие канал связи импульсы после захвата состояния синхронизма в процессе цикловой синхронизации могут с течением времени смещаться в ту или другую сторону вплоть до частичного выхода за одну из границ временного окна сигнального ВК. Поэтому в процессе приёма информационного сообщения необходимо отслеживать временное положение импульсов прямого и инверсного СШП сигналов и в случае их выхода за пределы какой-либо из границ временного окна сигнального ВК коррекцией смещать их на середину этого окна.

СШП сигналы являются дискретизированным, где частота дискретизации $f_d = \frac{1}{\Delta t}$ Гц, а $\Delta t = \frac{\tau_0}{M}$ с – временной дискрет; M – количество отсчётов на длительности импульса. Следовательно, так как $t_p = p{\cdot}\Delta t$, а p = 0, 1, 2,…, – текущие номера отсчётов, то все дискретизированные во времени величины, например, $X(t_p)$ принято условно обозначать как X_p, то есть $X(t_p) = X(p{\cdot}\Delta t) \sim X_p$.

В случае присутствия смеси информационного СШП сигнала с канальным шумом на входе схемы обработки с момента установления цикловой синхронизации передающего и приёмного устройств радиолинии в текущих временных окнах соответствующих ВК с учётом дискретизации сигнала оценивают величины накопленных энергий (1.2) в виде накопления энергетических отсчётов

$$E_{\text{оп},p} = \sum_{n=p_{11,p}}^{p_{12,p}} \sum_{q=0}^{N_\text{с}-1} \left[u_0(t_p - T_q) + \nu_q \right]^2, \quad \overline{E}_{\text{оп},p} = \sum_{n=p_{11,p}}^{\overline{p}_{12,p}} \sum_{q=0}^{N_\text{с}-1} \left[u_0(t_p - \overline{T_q}) + \overline{\nu}_q \right]^2,$$

$$E_{\text{с},p} = \sum_{n=p_{21,p}}^{p_{22,p}} \sum_{q=0}^{N_\text{с}-1} \left[u_0(t_p - T_q) + \nu_q \right]^2, \quad \overline{E}_{\text{с},p} = \sum_{n=p_{21,p}}^{\overline{p}_{22,p}} \sum_{q=0}^{N_\text{с}-1} \left[u_0(t_p - \overline{T_q}) + \overline{\nu}_q \right]^2,$$

$$E_{\text{от},p} = \sum_{n=p_{31,p}}^{p_{32,p}} \sum_{q=0}^{N_\text{с}-1} \left[u_0(t_p - T_q) + \nu_q \right]^2, \overline{E}_{\text{от},p} = \sum_{n=p_{31,p}}^{\overline{p}_{32,p}} \sum_{q=0}^{N_\text{с}-1} \left[u_0(t_p - \overline{T_q}) + \overline{\nu}_q \right]^2. \tag{2.1}$$

Далее для принимаемого СШП сигнала необходимо оценивать величину текущих разностей между энергетическими отсчётами в текущих временных окнах соответствующих ВК и соответствующими шумовым или «динамическим» порогами

$$\Delta E_{\text{оп},p} = \begin{cases} 0, & E_{\text{оп},p} - \Pi_{sh} \le 0, \\ E_{\text{оп},p} - \Pi_{sh}, & E_{\text{оп},p} - \Pi_{sh} > 0, \end{cases} \quad \overline{\Delta E}_{\text{оп},p} = \begin{cases} 0, & \overline{E}_{\text{оп},p} - \overline{\Pi}_{sh} \le 0, \\ \overline{E}_{\text{оп},p} - \overline{\Pi}_{sh}, & \overline{E}_{\text{оп},p} - \overline{\Pi}_{sh} > 0, \end{cases}$$

$$\Delta E_{\text{с},p} = \begin{cases} 0, & E_{\text{с},p} - \Pi_{sh} \le 0, \\ E_{\text{с},p} - \Pi_{sh}, & E_{\text{с},p} - \Pi_{sh} > 0, \end{cases} \quad \overline{\Delta E}_{\text{с},p} = \begin{cases} 0, & \overline{E}_{\text{с},p} - \overline{\Pi}_{sh} \le 0, \\ \overline{E}_{\text{с},p} - \overline{\Pi}_{sh}, & \overline{E}_{\text{с},p} - \overline{\Pi}_{sh} > 0, \end{cases} \tag{2.2}$$

$$\Delta E_{\text{от},p} = \begin{cases} 0, & E_{\text{от},p} - \Pi_{sh} \le 0, \\ E_{\text{от},p} - \Pi_{sh}, & E_{\text{от},p} - \Pi_{sh} > 0, \end{cases} \quad \overline{\Delta E}_{\text{от},p} = \begin{cases} 0, & \overline{E}_{\text{от},p} - \overline{\Pi}_{sh} \le 0, \\ \overline{E}_{\text{от},p} - \overline{\Pi}_{sh}, & \overline{E}_{\text{от},p} - \overline{\Pi}_{sh} > 0. \end{cases}$$

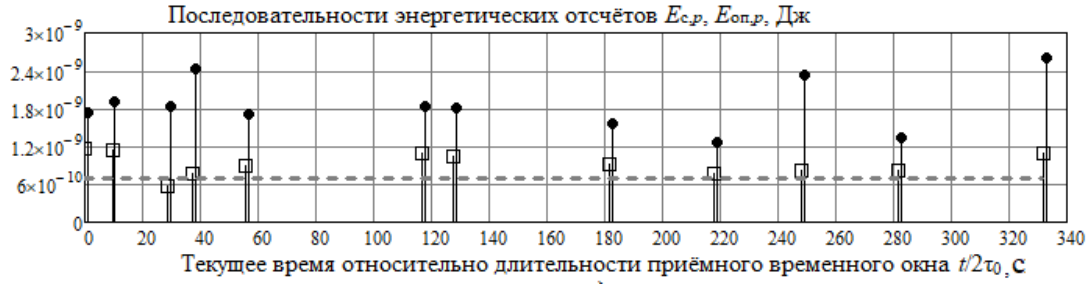
При этом начальное значение шумового порога определяют в процессе осуществления цикловой синхронизации стандартным способом, который с вероятностью 0.99 гарантирует непревышение его шумовыми выбросами [8]

$$\Pi_{sh} = \left\langle E_{sh}^{\text{с}} \right\rangle + 3\sigma_{sh},$$

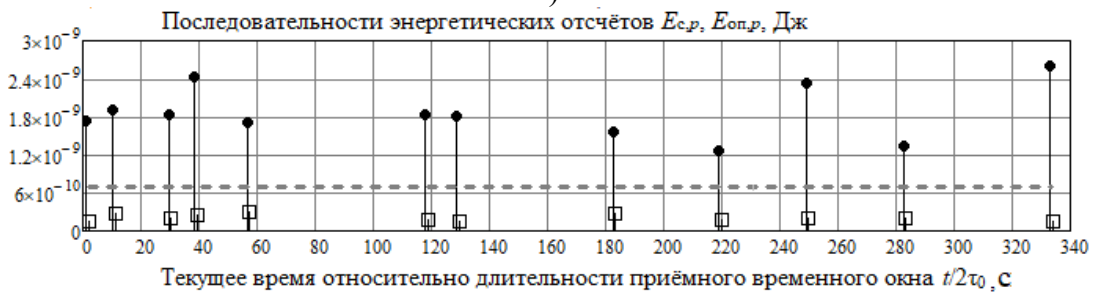
где $\langle E_{sh}^{c} \rangle$ – среднестатистическое значение оконной шумовой энергии; σ_{sh} – среднеквадратическое отклонение.

Для представления иллюстраций в качестве кода, на основе которого в соответствии с алгоритмом, описанным в [6, 7], формировались информационные СШП сигналы выбран 24-х элементный код Неймана-Хоффмана, как один из самых

сбалансированных (из $N_{\text{Н_Х}}$ = 24 элементов $N_{\text{Н_Х}}/2$ единиц и $N_{\text{Н_Х}}/2$ нулей). На рисунках 3 и 4 для прямого и инверсного информационных СШП сигналов (рисунок 2) попарно представлены последовательности энергетических отсчётов из (2.1) соответствующих смежным временным окнам ВК дискриминатора

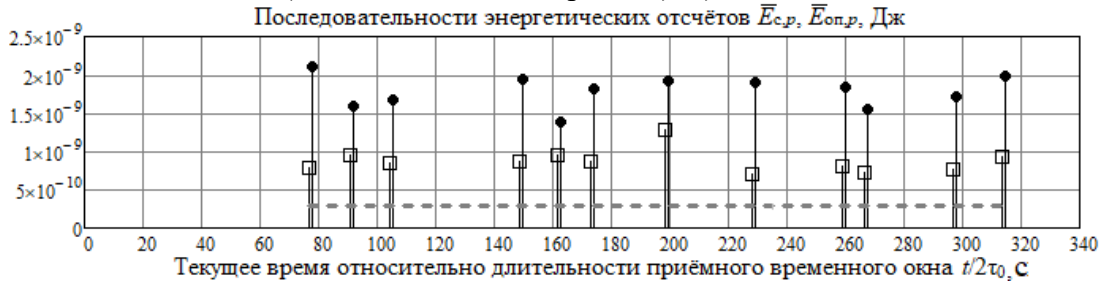


а)

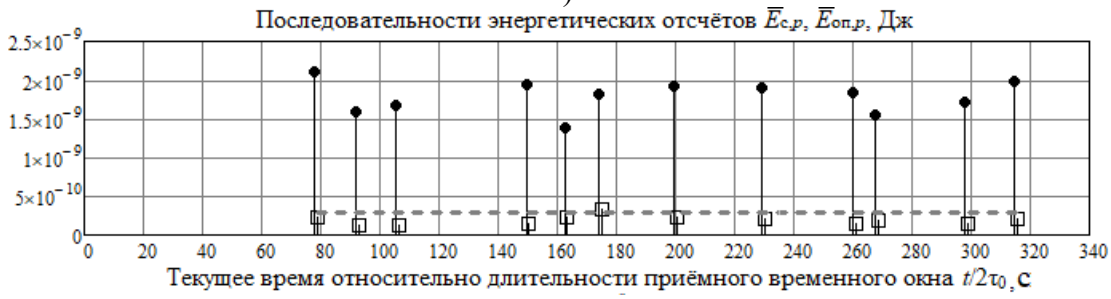


б)

Рис. 3. Текущие отсчёты смеси энергии импульсов прямого СШП сигнала и канального шума в текущих временных окнах сигнального ВК (чёрные кружки) и:
а) аналогичных отсчётов в текущих временных окнах опережающего ВК (незаполненные квадратики); б) аналоги



а)



б)

Рис. 4. То же, что и на рисунке 3, но для смеси энергии импульсов инверсного СШП. сигнала с канальным шумом.

Здесь <q> – среднестатистическое «оконное» энергетическое отношение сигнал/шум, величину которого легко находить, используя дискретный вариант величин $E^0_{m,c,k}$, $E^0_{m,c,sh,k}$, $E^c_{m,sh,k}$, $\bar{E}^0_{m,c,k}$, $\bar{E}^0_{m,c,sh,k}$, $\bar{E}^c_{m,sh,k}$ из (1.2). При этом учитывается то, что прямой и инверсный СШП сигналы не могут появиться в радиоканале одновременно, то есть текущие временные окна взаимно инверсных СШП сигналов попеременно

используются в качестве «шумовых» временных окон, в которых накапливают соответствующие импульсные шумовые энергии для оценки текущих среднестатистических «оконных» отношений сигнал/шум <q>, а также величин опорного шумового или «динамического» порогов. Здесь также надо учитывать, что каждый энергетический оконный отсчёт (2.1) получается накоплением энергий отсчётов, полученных в процессе дискретизации исходных аналоговых СШП сигналов. Следовательно, временные позиции оконных энергетических отсчётов (4) должны совпадать с временными границами $p_{12,p}$, $p_{22,p}$, $p_{32,p}$ и $\bar{p}_{12p}$, $\bar{p}_{22p}$, $\bar{p}_{32p}$ задних фронтов текущих временных окон соответствующих ВК дискриминатора. Этот факт позволит оценить величину и знак задержки, которая необходима для коррекции текущих позиций передних и задних фронтов временных окон ВК дискриминатора. Для этого осуществляют следующие операции

$$\Delta p_{\text{с,оп},p} = \begin{cases} \text{round}\left(\dfrac{\left| p_{22,p} - p_{12,p} \right| \Delta t}{2\tau_0} \right), \left(\Delta E_{\text{с},p} \neq 0 \right) \wedge \left(\Delta E_{\text{оп},p} \neq 0 \right), \\ \infty, \text{ в любом противном случае,} \end{cases} \tag{2.3}$$

$$\Delta p_{\text{с,от},p} = \begin{cases} \text{round}\left(\dfrac{\left| p_{32,p} - p_{12,p} \right| \Delta t}{2\tau_0} \right), \left(\Delta E_{\text{с},p} \neq 0 \right) \wedge \left(\Delta E_{\text{от},p} \neq 0 \right), \\ \infty, \text{ в любом противном случае,} \end{cases} \tag{2.4}$$

$$\overline{\Delta p}_{\text{с,оп},p} = \begin{cases} \text{round}\left(\dfrac{\left| \overline{p}_{22,p} - \overline{p}_{12,p} \right| \Delta t}{2\tau_0} \right), \left(\overline{\Delta E}_{\text{с},p} \neq 0 \right) \wedge \left(\overline{\Delta E}_{\text{оп},p} \neq 0 \right), \\ \infty, \text{ в любом противном случае,} \end{cases} \tag{2.5}$$

$$\overline{\Delta p}_{\text{с,от},p} = \begin{cases} \text{round}\left(\dfrac{\left| \overline{p}_{32,p} - \overline{p}_{12,p} \right| \Delta t}{2\tau_0} \right), \left(\overline{\Delta E}_{\text{с},p} \neq 0 \right) \wedge \left(\overline{\Delta E}_{\text{от},p} \neq 0 \right), \\ \infty, \text{ в любом противном случае.} \end{cases} \tag{2.6}$$

Так как сдвиг временных окон ВК дискриминатора друг относительно друга составляет $2\tau_0$, то каждое из соотношений (2.3)…(2.6) описывает последовательность единиц, количество которых зависит от помеховых факторов, но не более, чем половина из числа элементов кода Неймана-Хоффмана. Таким образом, можно найти временные позиции и количество надпроговых энергетических отсчётов (2.2) во временных окнах ВК дискриминатора. Для прямого сигнала

$$p_{\text{с,оп}} = \begin{cases} \text{match}(1, \Delta p_{\text{с,оп}}), \Delta p_{\text{с,оп},p} = 1, \\ 0, \ \Delta p_{\text{с,оп},p} = \infty, \end{cases} \qquad N_{\text{с,оп}} = \text{length}(p_{\text{с,оп}}),$$

$$p_{\text{с,от}} = \begin{cases} \text{match}(1, \Delta p_{\text{с,от}}), \Delta p_{\text{с,от},p} = 1, \\ 0, \ \Delta p_{\text{с,от},p} = \infty, \end{cases} \qquad N_{\text{с,от}} = \text{length}(p_{\text{с,от}}),$$

где функция match(1, x) выдаёт временную позицию элемента последовательности $\{x\}$, если только он равен единице, а функция length(y) – количество таких элементов в последовательности. Для инверсного СШП сигнала соответствующие текущие значения $\bar{p}_{c,\text{оп}}$ и $\bar{p}_{c,\text{от}}$ получают осуществлением аналогичных операций. Затем определяют знаки

разностей $zn = \mathrm{sign}\left(N_{\text{с,оп}} - N_{\text{с,от}}\right)$, $\overline{zn} = \mathrm{sign}\left(\overline{N}_{\text{с,оп}} - \overline{N}_{\text{с,от}}\right)$, где $\mathrm{sign}\,(x) = \begin{cases} 1, x > 0, \\ 0, x = 0, \\ -1, x < 0. \end{cases}$ – функция знака.

Далее оценивают величины относительных длительностей частей текущих импульсов СШП сигнала, расположенных в опережающих, сигнальных и отстающих временных окнах ВК дискриминатра. Для прямого сигнала

$$\varepsilon_{\text{оп,с},p} = \frac{\Delta E_{\text{оп},p}}{\Delta E_{\text{оп},p} + \Delta E_{\text{с},p}},\ \varepsilon_{\text{с,оп},p} = \frac{\Delta E_{\text{с},p}}{\Delta E_{\text{оп},p} + \Delta E_{\text{с},p}},$$

$$\varepsilon_{\text{с,от},p} = \frac{\Delta E_{\text{с},p}}{\Delta E_{\text{от},p} + \Delta E_{\text{с},p}},\ \varepsilon_{\text{от,с},p} = \frac{\Delta E_{\text{от},p}}{\Delta E_{\text{от},p} + \Delta E_{\text{с},p}}.$$

Значения $\bar{\varepsilon}_{\text{оп,с,р}}$, $\bar{\varepsilon}_{\text{с,оп,р}}$, $\bar{\varepsilon}_{\text{с,от,р}}$ и $\bar{\varepsilon}_{\text{от,с,р}}$ для инверсного сигнала находят аналогично. Затем и осуществляют их усреднение. Для прямого сигнала

$$\left\langle \varepsilon_{\text{оп,с}} \right\rangle = \begin{cases} \dfrac{2}{N_{\text{Н-Х}}} \sum\limits_{n=0}^{\frac{2}{N_{\text{Н-Х}}}-1} \varepsilon_{\text{оп,с},n},\ N_{\text{с,оп}} \neq 0, \\ 0, \qquad\qquad N_{\text{с,оп}} = 0, \end{cases} \quad \left\langle \varepsilon_{\text{с,оп}} \right\rangle = \begin{cases} \dfrac{2}{N_{\text{Н-Х}}} \sum\limits_{n=0}^{\frac{2}{N_{\text{Н-Х}}}-1} \varepsilon_{\text{с,оп},n},\ N_{\text{с,оп}} \neq 0, \\ 0, \qquad\qquad N_{\text{с,оп}} = 0, \end{cases}$$

$$\left\langle \varepsilon_{\text{с,от}} \right\rangle = \begin{cases} \dfrac{2}{N_{\text{Н-Х}}} \sum\limits_{n=0}^{\frac{2}{N_{\text{Н-Х}}}-1} \varepsilon_{\text{с,от},n},\ N_{\text{с,оп}} \neq 0, \\ 0, \qquad\qquad N_{\text{с,оп}} = 0, \end{cases} \quad \left\langle \varepsilon_{\text{от,с}} \right\rangle = \begin{cases} \dfrac{2}{N_{\text{Н-Х}}} \sum\limits_{n=0}^{\frac{2}{N_{\text{Н-Х}}}-1} \varepsilon_{\text{от,с},n},\ N_{\text{с,от}} \neq 0, \\ 0, \qquad\qquad N_{\text{с,от}} = 0. \end{cases}$$

Величины $\langle \bar{\varepsilon}_{\text{оп,с}} \rangle$, $\langle \bar{\varepsilon}_{\text{с,оп}} \rangle$, $\langle \bar{\varepsilon}_{\text{от,с}} \rangle$ и $\langle \bar{\varepsilon}_{\text{с,от}} \rangle$ для инверсного сигнала находят аналогично. Здесь необходимо учесть, что в шумах, как правило, суммы $\langle \varepsilon_{\text{оп,с}} \rangle + \langle \varepsilon_{\text{с,оп}} \rangle > 1$ и $\langle \varepsilon_{\text{от,с}} \rangle + \langle \varepsilon_{\text{с,от}} \rangle > 1$, хотя на самом деле должны равняться единице. Значит, необходимо скомпенсировать вредное влияние канальных шумов. Для этого оценивают величину и знак разностей: $\Delta \varepsilon_{\text{оп}} = \langle \varepsilon_{\text{оп,с}} \rangle - \langle \varepsilon_{\text{с,оп}} \rangle + 1$ и $\Delta \varepsilon_{\text{от}} = \langle \varepsilon_{\text{от,с}} \rangle - \langle \varepsilon_{\text{с,от}} \rangle + 1$, вычисляют выравнивающие коэффициенты, с помощью которых можно частично компенсировать отрицательное влияние канальных шумов на конечный результат. Для прямого сигнала

$$\beta_{1,\text{оп}} = \frac{\left\langle \varepsilon_{\text{оп,с}} \right\rangle}{\left\langle \varepsilon_{\text{оп,с}} \right\rangle + \left\langle \varepsilon_{\text{с,оп}} \right\rangle},\ \beta_{2,\text{оп}} = \frac{\left\langle \varepsilon_{\text{с,оп}} \right\rangle}{\left\langle \varepsilon_{\text{оп,с}} \right\rangle + \left\langle \varepsilon_{\text{с,оп}} \right\rangle},$$

$$\beta_{1,\text{от}} = \frac{\left\langle \varepsilon_{\text{с,от}} \right\rangle}{\left\langle \varepsilon_{\text{с,от}} \right\rangle + \left\langle \varepsilon_{\text{от,с}} \right\rangle},\ \beta_{2,\text{от}} = \frac{\left\langle \varepsilon_{\text{от,с}} \right\rangle}{\left\langle \varepsilon_{\text{с,от}} \right\rangle + \left\langle \varepsilon_{\text{от,с}} \right\rangle}$$

и вносят компенсирующие поправки в усреднённые величины

$$\left\langle \tilde{\varepsilon}_{\text{оп,с}} \right\rangle = \left\langle \varepsilon_{\text{оп,с}} \right\rangle - \Delta\varepsilon_{\text{оп}} \cdot \beta_{2,\text{оп}},\ \left\langle \tilde{\varepsilon}_{\text{с,оп}} \right\rangle = \left\langle \varepsilon_{\text{с,оп}} \right\rangle - \Delta\varepsilon_{\text{оп}} \cdot \beta_{1,\text{оп}},$$

$$\left\langle \tilde{\varepsilon}_{\text{с,от}} \right\rangle = \left\langle \varepsilon_{\text{с,от}} \right\rangle - \Delta\varepsilon_{\text{от}} \cdot \beta_{2,\text{от}},\ \left\langle \tilde{\varepsilon}_{\text{от,с}} \right\rangle = \left\langle \varepsilon_{\text{от,с}} \right\rangle - \Delta\varepsilon_{\text{от}} \cdot \beta_{1,\text{от}}.$$

После этих операций должны выполняться равенства $\langle \tilde{\varepsilon}_{\text{оп,с}} \rangle + \langle \tilde{\varepsilon}_{\text{с,оп}} \rangle = 1$ и $\langle \tilde{\varepsilon}_{\text{от,с}} \rangle + \langle \tilde{\varepsilon}_{\text{с,от}} \rangle = 1$. Наконец, можно оценить величину и знак искомой задержки в натуральном масштабе времени. При этом с точки зрения условного графического отображения этих операций удобнее иметь дело с задержкой в виде соответствующего количества и знака отсчётов, которые вычитают из отсчётов, представляющих позиции упомянутых фронтов. Соотношения для них даны ниже

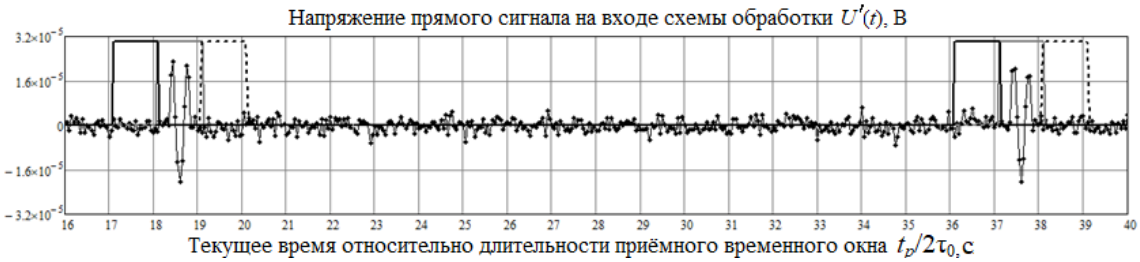
$$s_{\text{оп}} = \begin{cases} \text{round}\left[\dfrac{\tau_0}{\Delta t}\left(1+\dfrac{\left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{оп,с}}\right\rangle-\left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{с,оп}}\right\rangle}{2}\right)\right], & \left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{оп,с}}\right\rangle+\left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{с,оп}}\right\rangle\neq 0, \\ 0, & \left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{оп,с}}\right\rangle+\left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{с,оп}}\right\rangle = 0, \end{cases} \tag{2.7}$$

$$s_{\text{от}} = \begin{cases} zn\cdot\text{round}\left[\dfrac{\tau_0}{\Delta t}\left(1+\dfrac{\left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{от,с}}\right\rangle-\left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{с,от}}\right\rangle}{2}\right)\right], & \left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{от,с}}\right\rangle+\left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{с,от}}\right\rangle\neq 0, \\ 0, & \left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{от,с}}\right\rangle+\left\langle\tilde{\varepsilon}_{\text{с,от}}\right\rangle = 0, \end{cases} \tag{2.8}$$

где выражение round(x) означает округление до ближайшего к x целого числа.

$$s = \begin{cases} s_{\text{оп}}, & zn > 0, \\ s_{\text{от}}, & zn < 0. \end{cases} \tag{2.9}$$

Для инверсного сигнала все операции для нахождения задержек $\overline{\sigma t}$ и $\bar{s}$ осуществляются аналогичные операции. Рисунок 5 иллюстрирует эффективность незамедлительного использования найденных в соответствии с (2.9) задержек для коррекции положения текущих временных окон ВК дискриминатора на временной оси после момента установления цикловой синхронизации.



а)



б)

Рис. 5. Иллюстрация на том же отрезке времени, что приведён на рисунке 2 результата коррекции текущего положения временных окон ВК дискриминатора введением найденной задержки. Все обозначения соответствуют описанным на рисунке 2. $\langle q\rangle \approx$ 12 дБ. Чёрные точки на зависимости, изображённой чёрным цветом на рис. 5б), соответствуют исходным отсчётам после дискретизации.

На рисунке 5 временные окна ВК дискриминатора смещены в соответствии с вычисленными и введёнными поправками s и $\bar{s}$: $p_{11,p-s}$, $p_{12,p-s}$, $p_{21,p-s}$, $p_{22,p-s}$, $p_{31,p-s}$, $p_{32,p-s}$ и $p_{11,p-\bar{s}}$, $p_{12,p-\bar{s}}$, $p_{21,p-\bar{s}}$, $p_{22,p-\bar{s}}$, $p_{31,p-\bar{s}}$, $p_{32,p-\bar{s}}$.

3. Заключение

Анализ рисунков 2…5 и аналогичных им при различных значениях величины <q> показал, что по своей сути процесс, описанный выше, реализует вариант специфической весовой обработки смеси импульсов информационных СШП сигналов с канальным шумом, когда найденные веса характеризуют соотношение энергий смеси импульса и канального шума, попадающих в соседние с сигнальным временные окна ВК дискриминатора. При этом использование вычисленной задержки действительно приводит к тому, что импульсы информационных СШП сигналов оказываются на середине временных окон сигнального ВК. То есть текущие временные окна этого ВК корректируют свою временную позицию так, что импульсы СШП сигналов занимают середину сигнальных окон, что эквивалентно удержанию состояния синхронизма при приёме информационных СШП сигналов, если их импульсы начинают «уходить» из временных окон сигнального ВК дискриминатора. Эффективность описанного способа удержания состояния синхронизма достаточно высока, так как даже при очень низком (около 1.5 дБ) среднеоконном отношении сигнал/шум очень сильно зашумлённые импульсы СШП сигналов после осуществления коррекции занимают положение очень близкое к середине временных окон сигнального ВК, сосредотачивая тем самым всю энергию импульса для приёма. Это будет оказывать существенное влияние на повышение вероятности правильного различения информационных нулей и единиц, что крайне важно для Потребителя. Следовательно, можно сказать, что цель, сформулированная в начале, достигнута.

Литература

1. Иванов М.М., Кремня К.И., Андреев Ю.А. Методы синхронизации в сверхширокополосных системах связи. // 51-я научная конференция аспирантов, магистров и студентов БГУИР, 2015. – С. 43, 44.
2. Агейкин В.И., Каплярчук Л.М., Степанов А.П. К вопросу использования технологии сверхширокополосных сигналов в интересах создания перспективных средств связи, разведки и РЭБ тактического звена управления // Радиоэлектронная борьба в Вооружённых Силах Российской Федерации,2017, ч.1. – С. 40-44.
3. Корниенко А.В. Алгоритмы синтеза и обработки короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов в радиосистемах передачи информации с учётом мешающих факторов. // Автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук, 2008. – 17 с.
4. Шостко И.С, Таха Алмакадма, Соседка Ю.Э. Анализ моделей сверхширокополосных сигналов для инфокоммуникационных сетей // Проблемы телекоммуникаций №1 (1), 2010. – С. 126-140.
5. Смирнова А.А., Иванов С.Ю. Анализ особенностей вида гладких функций для выбора формы импульса сверхширокополосного сигнала. // Радиолокация, навигация, связь, 2019, т.4. – С. 144-153.
6. Чаплыгин А.А., Лукьянчиков В.Д., Костин Д.В., Паршин М.И. Алгоритм формирования короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов // Радиолокация, навигация, связь, 2019, т.4. – С. 134-143

7. Чаплыгин А.А., Лукьянчиков В.Д., Иванов С.Ю., Новоточин С.А., Костин Д.В., Смирнова А.А. Способ формирования сверхширокополосных короткоимпульсных сигналов. RU 2715007 C2, заяв. 04.06.2019, опубл. 21.02.2020
8. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. / Вентцель Е.С. // М.: Наука, 1969. – 576 с.

REFERENCES

1. Ivanov M.M., Kremnya K.I. Synchronization methods in ultra-wideband communication systems // 51st scientific conference of postgraduates, masters and students BSUI, 2015. – Pp. 43, 44.
2. Ageykin V.I., Kaplyarchuk L.M., Stepanov A.P. On the issue of using ultra-wideband signal technology in the interesting of creating promising means of communication, intelligence and electronic warfare of the tactical control level. // Electronic warfare in the Armed Forces of the Russian Federation, 2017, part 1. – Pp. 40-44.
3. Kornienko A.V. Algorithms for the synthesis and processing of short-pulse ultra-wideband signals in radio information transmission systems, taking into account interfering factors. // Abstract of the thesis for the degree of candidate of technical sciences, 2008. – 17 p.
4. Shostko I.S., Takha Almakadma, Sosedka U.E. Analysis of models of ultra-wideband signals for infocommunication networks. // Problem of telecommunication №1 (1), 2010. - Pp. 126-140.
5. Smirnova A.A., Ivanov S.U. Analysis of the features of the type of smooth functions to select the form of the pulse of the ultra-wideband signal. // Radiolocation, navigation and communication, 2019, vol.4. – Pp.144-153.
6. Chapligin A.A., Lukyanchikov V.D., Kostin D.V., Parshin M.I. Algorithm for the formation of short-pulse ultra-wideband signals // Radiolocation, navigation and communication, 2019, vol.4. – Pp.134-143.
7. Chapligin A.A., Lukyanchikov V.D., Ivanov S.U., Novotochin S.A., Kostin D.V., Smirnova A.A. Method of formation of ultra-wideband short-pulse signals. RU 2715007 C2, stated. 04.06.2019, publ. 21.02.2020
8. Ventzel E.S. Probability Theory. // M.: Science, 1967. – 576 p.

ВЫСОКОТОЧНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МАТЕРИАЛОВ НА БИСТАТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКЕ В ПОЛОСЕ ЧАСТОТ ОТ 1 ДО 60 ГГЦ ПОД УГЛОМ БРЮСТЕРА

В.П. Крылов, Р.А. Чирков

ГНЦ, АО “ОНПП ”Технология” им А.Г. Ромашина”, Обнинск, Россия

Аннотация. Теоретическая возможность высокоточного определения диэлектрической проницаемости материалов в широкой полосе основывается на измерении на отраженной волне при падении на пластину волны под углом Брюстера. Существующие для этого экспериментальные методики измерения в свободном пространстве на бистатических установках не реализуют необходимой для практического использования точности, потому что положение минимума угловой зависимость амплитуды отраженной волны определяется не только эффектом Брюстера , но и электрической толщины пластины. В данном докладе, в измерительной процедуре по измерению угловой зависимости коэффициента отраженной волны на бистатической установке введены приемы, необходимые для реализации высокоточного определения диэлектрических проницаемостей материалов с равной точностью для каждой частоты в широком диапазоне частот. Потенциальная точность предлагаемого метода улучшается с увеличением диапазона измеряемых частот.

Ключевые слова: угол Брюстера, диэлектрическая проницаемость, отраженная волна, бистатическая установка.

HIGH-PRECISION DEFINITION OF INDUCTIVITY OF MATERIALS ON BISTATIC INSTALLATION IN THE STRIP OF FREQUENCIES FROM 1 TO 60 GHZ AT AN ANGLE THE BREWSTER

V. P. Krylov, R. A. Chirkov

JSC ONPP «Technology» to them A. G. Romashina», Obninsk, Russia

Abstract. The theoretical possibility of high-precision definition of dielectric permittivity of materials in wide strip is based on measurement on the reflected wave when falling on wave plate at an angle of Brewster. The experimental techniques of measurement existing for this purpose in free space on bistatic installations do not realize the accuracy, necessary for practical use, because dependence of the reflected wave on the electric thickness of plate affects. In this report, in measuring procedure for measurement of angular dependence of coefficient of the reflected wave on bistatic installation receptions necessary for implementation of high-precision definition of dielectric permittivity of materials with equal accuracy for each frequency with the broad range of frequencies are considered. Potential accuracy of the offered method improves with increase in range of the measured frequencies.

Keywords: Brewster's corner, dielectric permittivity, the reflected wave, bistatic installation.

1. Введение

Эффект Брюстера формулируется как условие, при котором электрический вектор электрического поля отраженной волны равняется нулю, а при теоретическом описании связи диэлектрической проницаемости с углом падения волны на пластину под углом

Брюстера отсутствует зависимость амплитуды отраженной волны от частоты и толщины пластины. При теоретическом определении положения угла Брюстера из угловых зависимостей характеристик отраженной волны при наклонном падении волны на пластину в алгоритме отсутствуют зависимости от толщины пластины и измерительной частоты:

$$\varepsilon = \mathrm{tg}^2(\alpha_{\text{Бр}}), \quad (1)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость материала без потерь,

$\alpha_{\text{Бр}}$ – угол падения волны на пластину, угол Брюстера,

что позволяет реализовать сверхширокополосный метод определения диэлектрической проницаемости.

Но в эксперименте эти частотные зависимости положения минимума амплитуды отраженной волны от электрической толщины пластины и измерительной частоты наблюдаются, а их причинами являются частотные зависимости электрической толщины пластины, неоднородность материалов и шероховатость поверхностей пластины.

2.Экспериментальная и теоретическая части

Экспериментальные измерения угловых зависимостей отраженной волны проводились на бистатической установке для измерения отраженной волны от пластин в полосе частот от 1 до 60 ГГц.

Пластины 400х400 мм размещались в центре установки. На расстоянии 700 мм от центра установки помещался передающий линейно–поляризованный рупор с раскрывом 150х180 мм с вектором электрического поля, перпендикулярным горизонтальной плоскости. Рупор широкополосным кабелем связывался с передающим портом анализатора цепей. Приемный рупор располагался в 700 мм от центра на подвижной вращающейся консоли и связывался с приемным портом анализатора цепей. Угловые датчики положения и вращения пластины, а так же консоли с приемным рупором в установке размещены на одной оси, что позволило реализовать точность позиционирования по углу $\Delta\alpha = 7''$. При измерении отраженной волны программный комплекс выполнял установку угла поворота пластины по абсолютному угловому датчику на угол α, а затем поворачивал приемную антенну на угол $\beta = 2 \cdot \alpha$, ориентируясь по данным углового датчика инкодера асинхронного двигателя. В анализаторе цепей для каждого угла одновременно фиксировались и запоминались амплитуды и фазы параметра S_{21} для отраженной волны дискретно во всем заданном частотном диапазоне.

В области нулевых эффектов, где происходит падение амплитуды и изменение фазы на π, угловые зависимости фазы (δ_r) и амплитуды ($|\dot{r}|$) описываются комплексной функцией, для которой:

$$\delta_r = \mathrm{arctg}\frac{\mathrm{Im}(\dot{r})}{\mathrm{Re}(\dot{r})} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \text{ если } \mathrm{Re}(\dot{r}) = 0, \text{а } \mathrm{Im}(\dot{r}) > 0 \\ -\frac{\pi}{2} \text{ если } \mathrm{Re}(\dot{r}) = 0, \text{а } \mathrm{Im}(\dot{r}) < 0 \end{cases}, \quad (2)$$

$$|\dot{r}| = \sqrt{\mathrm{Re}(\dot{r})^2 + \mathrm{Im}(\dot{r})^2}, \quad (3)$$

причем изменение фазы на π происходит тогда, когда выполняется условие равенства нулю действительной части амплитуды:

$$\mathrm{Re}(\dot{r}) = 0, \quad (4)$$

а минимум амплитуды – тогда, когда равен нулю модуль амплитуды:

$$|\dot{r}| = 0, \quad (5)$$

В алгоритме расчета коэффициента отражения волны падающей под углом Брюстера, как видно из формулы (1), отсутствует зависимость от толщины пластины, но при проведении определения частотной зависимости диэлектрической проницаемости из

экспериментально измеренных угловых зависимостей амплитуды коэффициента отражения по минимуму модуля амплитуды (5) существующими методами, экспериментально измеренные угловых зависимости зависят от электрической толщины [1], что снижает точность определения частотной зависимости диэлектрической проницаемости пластины материала методом свободного пространства.

3.Метод высокоточного определения частотной зависимости диэлектрической проницаемости материала

При проведении экспериментальных измерений угловых зависимостей амплитуды коэффициента отражения в полосе частот с использованием векторного анализатора цепей в области временной селекции были установлены временные области, соответствующие отражению от первой и второй границ пластины, а также область, соответствующая прямому протеканию волны из рупора в рупор.

При применении временной селекции в векторном анализаторе цепей легко устранимо влияние просачивающегося сигнала выбором временного диапазона, включающего только положение пластины внутри полигона.

В работе [1] описана методика определения ε(f) по минимуму отраженного поля и сделан вывод о влиянии на результат электрической толщины пластины, а также отмечена невозможность устранения влияния традиционными способами. Однако оказалось, что для устранения влияния электрической толщины пластины на точность определения ε(f) достаточно выбрать в векторном анализаторе цепей интервал временной селекции, включающий только первую границу пластины. Для установления границ временной селекции при использовании “GETING” функции векторного анализатора цепей: пластину поворачивали на угол 45°, а приемный рупор – перпендикулярно строительной оси передающей антенны. При наблюдении временной развертки трансформированной амплитуды коэффициента отраженной волны от пластины наблюдалось разделение сигнала для двух границ и выбирались границы временной селекции, соответствующие только максимуму гребня первой границы пластины с величиной ширины окна в пределах «Span» = 3 пс относительно центрального временного положения. При этом запись результатов угловой зависимости амплитуды и фазы отраженной волны проводилась на каждой из 12801 частот.

4.Экспериментальные результаты определения частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов

Для экспериментальной проверки метода проведены определения частотных зависимостей диэлектрической проницаемости в полосе частот от 1 до 60 ГГц непосредственно на каждой из 12801 частот диапазона для пластин следующих известных материалов: фторопласт, силикатное стекло, поликарбонат, полипропилен, оргстекло.

Предварительно диэлектрическая проницаемость материалов от этих же пластин определялась в объемном резонаторе на частоте 10 ГГц на образцах–дисках по ГОСТ Р 8.623-2015. Затем на каждой из 12801 частот диапазона с использованием временной селекции измерялись угловые зависимости коэффициента отражения в диапазоне угла поворота пластины $\alpha = \alpha_{\text{Бр}} \pm 5°$ с шагом $\Delta\alpha = 0{,}01°$ по которым впоследствии находился угол, соответствующий минимуму амплитуды отраженной волны, по которому определялась ε(f) для каждой частоты внутри частотного диапазона.

На рисунке 1 представлена частотная зависимости диэлектрической проницаемости материала «Фторопласт» толщиной пластины $d = 10{,}0$ мм с $\varepsilon_{10\text{ГГц}} = 2{,}05$. Отклонения по всему диапазону составили – $\Delta\varepsilon(f) = (+1 \div -0{,}4)\%$.

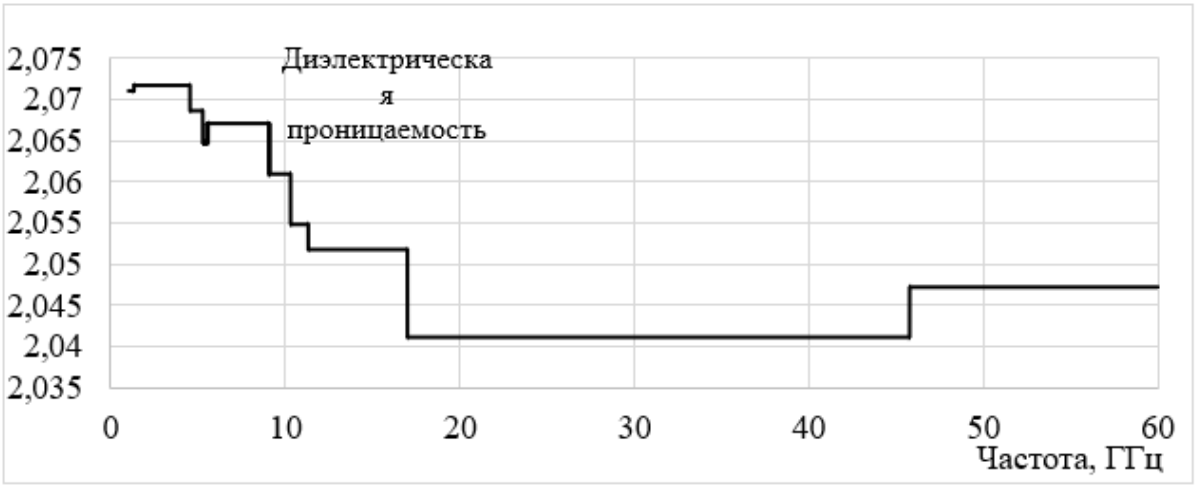


Рис. 1. Частотная зависимость ε(f) фторопласта

На рисунке 2 представлена частотная зависимость диэлектрической проницаемости пластины материала «Силикатное стекло» толщиной $d = 10{,}0$ мм с $\varepsilon_{10\text{ГГц}} = 4{,}36$. Отклонения по всему диапазону составили $\Delta\varepsilon(f) = (+0{,}8 \div -0{,}9)\%$.

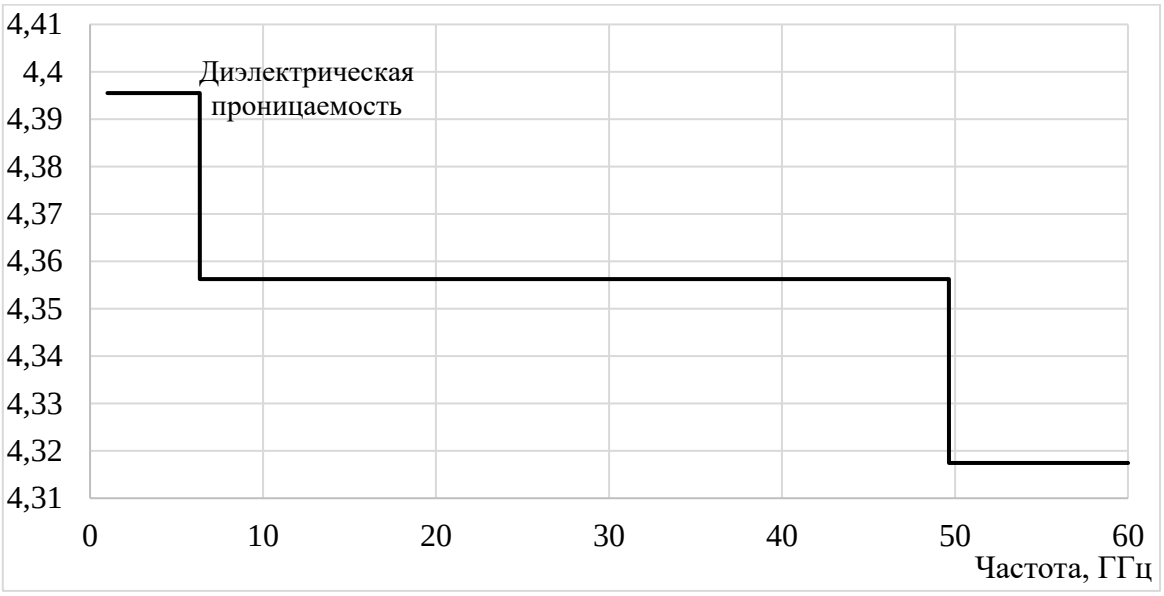


Рис. 2. Частотная зависимость ε(f) силикатного стекла

На рисунке 3 представлены частотные зависимости диэлектрической проницаемости пластины материала «Поликарбонат» толщиной $d = 10{,}0$ мм (1) и $d = 3{,}0$ мм (2) с $\varepsilon_{10\text{ГГц}} = 2{,}74$. Отклонения по всему диапазону составили для толщины $d = 10{,}0$ мм $\Delta\varepsilon(f) = (+0{,}2 \div -0{,}7)\%$, а для толщины $d = 3{,}0$ мм $\Delta\varepsilon(f) = (+0{,}5 \div -0{,}9)\%$.

На рисунке 4 представлена частотная зависимость диэлектрической проницаемости пластины материала «Полипропилен» толщиной $d = 10{,}0$ мм с $\varepsilon_{10\text{ГГц}} = 2{,}25$. Отклонения по всему диапазону составили $\Delta\varepsilon(f) = (+2{,}6 \div -1{,}3)\%$.

На рисунке 5 представлена частотная зависимости диэлектрической проницаемости пластины материала «Оргстекло» толщиной $d = 5{,}0$ мм с $\varepsilon_{10\text{ГГц}} = 2{,}74$. Отклонения по всему диапазону составили $\Delta\varepsilon(f) = (+0{,}5 \div -1{,}28)\%$.

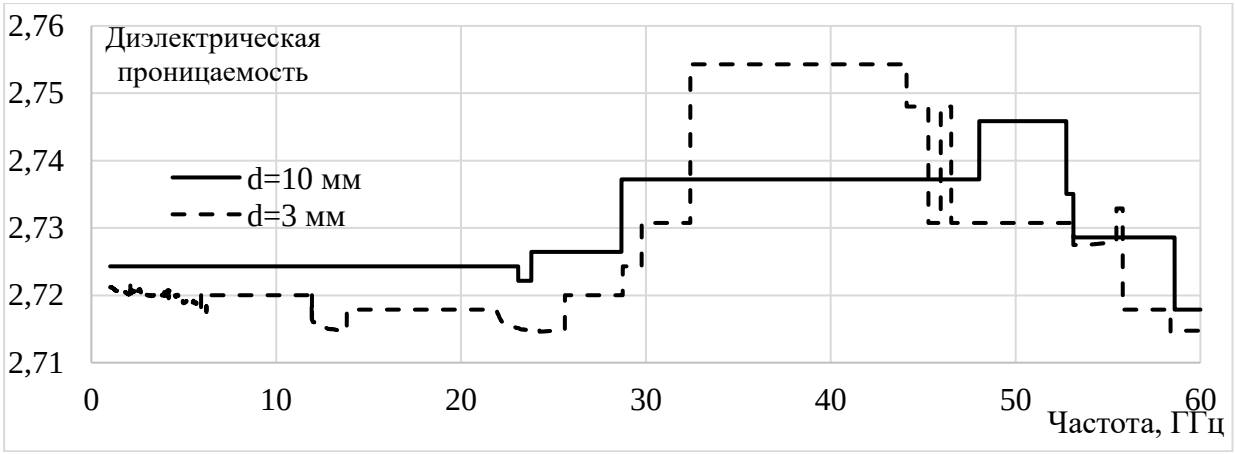


Рис. 3. Частотные зависимости ε(f) поликарбоната толщинами 10 и 3 мм

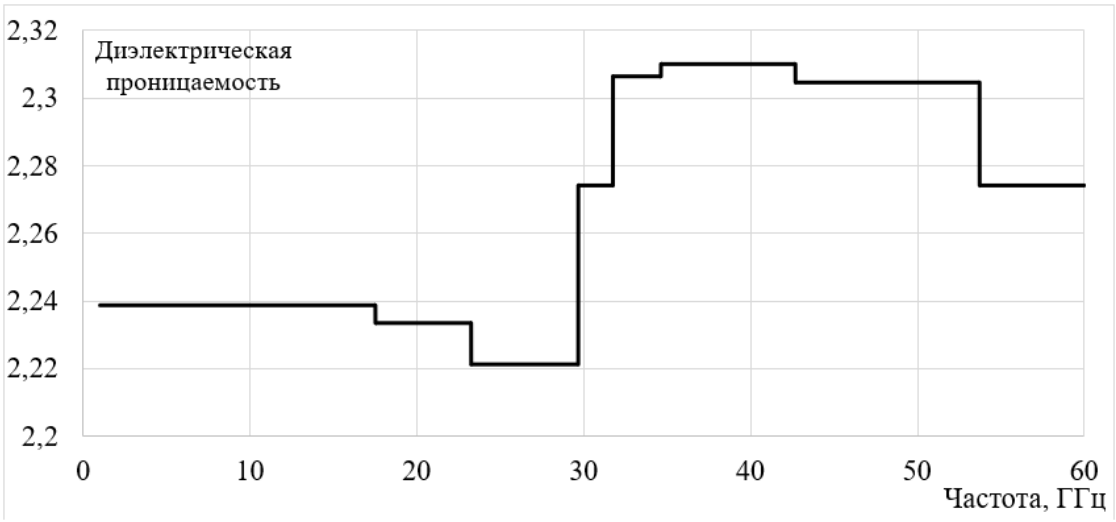


Рис. 4. Частотная зависимость ε(f) полипропилена

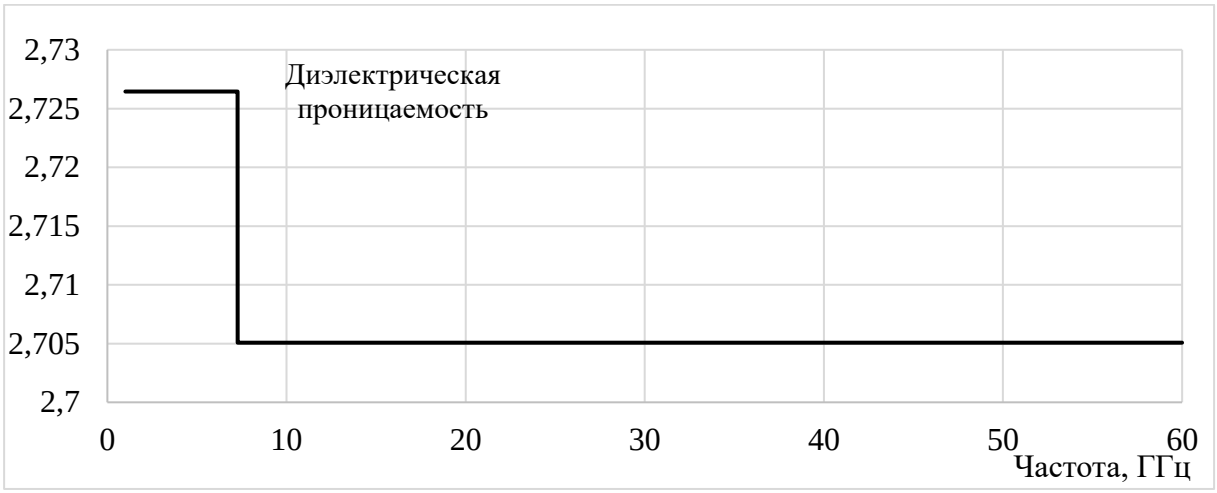


Рис. 5. Частотная зависимость ε(f) оргстекла.

5. Заключение

Исследования показали, что на бистатической установке в свободном пространстве возможно достижение приемлемой для практики точности определения зависимости ε(f)

по формуле Брюстера. При применении для измерений векторного анализатора цепей с временной селекцией отраженной волны и выбором в трансформируемом временном интервале отклика амплитуды, соответствующего только первой границе пластины, удается устранить влияние помех, связанных с электрической толщиной пластины. Следует отметить, что в данной работе не использовалось никаких дополнительных методов расчета, а определение ε(f) проводилось для каждой из частот диапазона по формуле (1). Как видно, метод не имеет принципиальных ограничений по точности определения ε(f) и является широкополосным. Дальнейшее повышение его потенциальной точности возможно при повышении ширины рабочего диапазона векторного анализатора цепей с аппаратом временной селекции и увеличением числа разбиений в частотном диапазоне. Уже в настоящее время возможно расширить диапазон определения ε(f) от 1 до 110 ГГц при разбиении по частоте до 32000 точек и при использовании антенных разъемов и кабелей сечением в 1 мм.

Литература

1. Крылов В.П., Чирков Р.А. Измерение диэлектрической проницаемости твердых диэлектриков в свободном пространстве при падении волны на пластину под углом Брюстера // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 74. С. 162–170. DOI: 7https://doi.org/10.18127/j00338486-202507-27

References

1. Krylov V.P., Chirkov R.A. Measurement of permittivity of solid dielectrics in free space when falling a wave on a plate at an angle Brewster. Radiotekhnika. 2025. V. 89. № 7. P. 162−170. DOI: https://doi.org/10.18127/j00338486-202507-27 (In Russian)

ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА С ЧАСТИЧТНО ФРАКТАЛЬНЫМ ИСПОЛНЕНИЕМ И УМЕНЬШЕННЫМИ ГАБАРИТАМИ

Г. К. Усков[1], Д. П. Кондратьев[1,2], С. Е. Нескородов[1,2]

[1]ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия
[2]Акционерное общество «Концерн «Созвездие» (АО "Концерн "Созвездие"), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе представлен способ уменьшения геометрических размеров логопериодической антенны, что достигается с помощью использования самоподобной геометрии части вибраторов. Представлены результаты моделирования и измерения макетного образца.

Ключевые слова: логопериодическая антенна; самоподобные структуры; линейные фрактальные излучающие структуры; фрактальные излучатели; ультракороткие волны.

A LOG-PERIODIC ANTENNA WITH A PARTIALLY FRACTAL DESIGN AND REDUCED DIMENSIONS

G.K. Uskov[1], D. P. Kondratyev[1,2], S. E. Neskorodov[1,2]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]Joint Stock Company "Concern "Sozvezdie" (JSC "Concern Sozvezdie"), Voronezh, Russia

Abstract. This paper presents a method for reducing the geometric dimensions of a log-periodic antenna, achieved through the use of self-similar geometry in the vibrator sections. The results of simulations and measurements of a prototype are presented.

Keywords: Log-periodic antenna; self-similar structures; linear fractal radiating structures; fractal radiators; ultrashort waves.

1. Введение

Совершенствование характеристик современных систем связи является важной составляющей их постоянной эволюции. В рамках антенной техники в УКВ диапазоне одной из актуальных задач является уменьшение размеров антенн без снижения их эксплуатационных характеристик. Использование фрактальных структур представляет один из эффективных методов миниатюризации, хотя на сегодняшний день такие конструкции наиболее часто реализуются в печатных формах для антенн в микроволновом диапазоне [1-2]. В данной работе рассмотрена конструкция логопериодической антенны (ЛПА), части элементов которой выполнены с применением фрактальной геометрии. Проведённое моделирование и последующие измерения макета демонстрируют, что разработанная антенна по своим характеристикам не уступает традиционной ЛПА, что делает её перспективным решением для применения в системах связи УКВ диапазона.

2. Описание ЛПА

Проектирование антенн в УКВ диапазоне часто сталкивается с трудностями, связанными с необходимостью размещения на объектах базы, поскольку габариты таких

антенн могут достигать нескольких метров. В связи с этим актуальной задачей является разработка методов уменьшения размеров антенн без потери их эксплуатационных характеристик. Одним из распространённых подходов миниатюризации для антенн в СВЧ диапазоне является использование фрактальных структур. Однако данный метод нашел свое применение также и в проектировании проволочных антенн более низких частот.

В настоящем исследовании предложена логопериодическая антенна (ЛПА), выполненная по классической геометрии: двупроводная цилиндрическая питающая линия и семь пар вибраторов [3]. Отличительной особенностью конструкции является использование для трёх последних пар вибраторов элементов, выполненных на основе различных типов фрактальных кривых, а именно: кривой типа дерево, кривой Мура и кривой Коха (см. рисунок 1). Питающий фидер помещён внутри одной из направляющих и подключается к антенне со стороны коротких вибраторов. Общая длина конструкции составляет 490 мм.

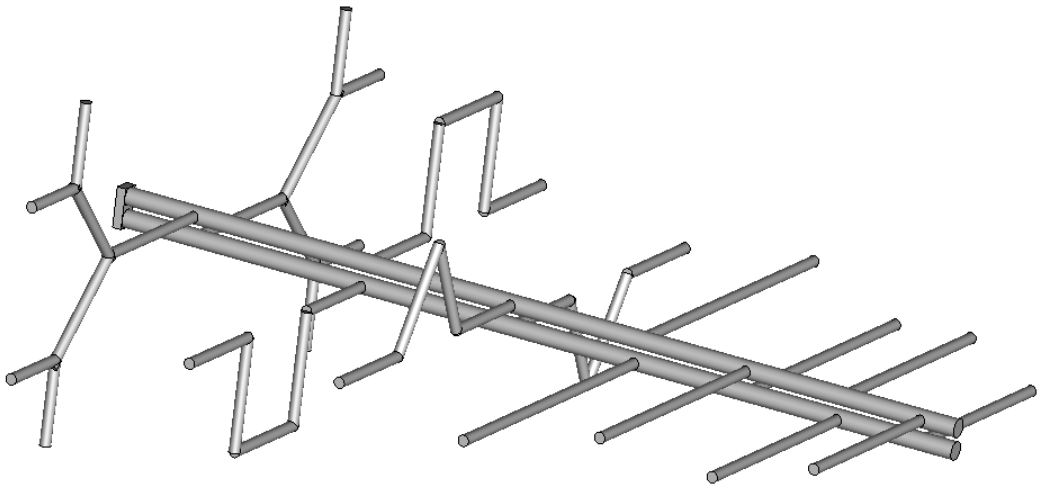


Рис. 1. Логопериодическая антенна с частично-фрактальным исполнением

Для сравнительного анализа характеристик и оценки преимущества в миниатюризации использована классическая ЛПА с аналогичным расположением вибраторов. Из [4] видно, что наиболее значительное уменьшение габаритов достигнуто у первого вибратора — на 37%, у второго — 26%, а у третьего — 16%. Остальные вибраторы обеих антенн совпадают по длине.

3. Результаты моделирования и макетирования

Моделирование выполнено в САПР CST Studio Suite. На графиках, представленных на рисунке 2, изображена зависимость КСВ от частоты, которые показывают, что использование фрактальных элементов практически не влияло на рабочую полосу диапазона. В обоих случаях отношение верхней частоты к нижней составляет 1,77. КСВ не превышает 2 в диапазоне частот 260–460 МГц. Коэффициент усиления (КУ) в направлении максимума излучения составляет не менее 6 дБи (рис. 3). При этом КУ классической ЛПА в области длинных вибраторов превышает значения предложенной конструкции на 0,5–1 дБ, что объясняется более широкой диаграммой направленности в угломестной плоскости у ЛПА с фрактальными элементами.

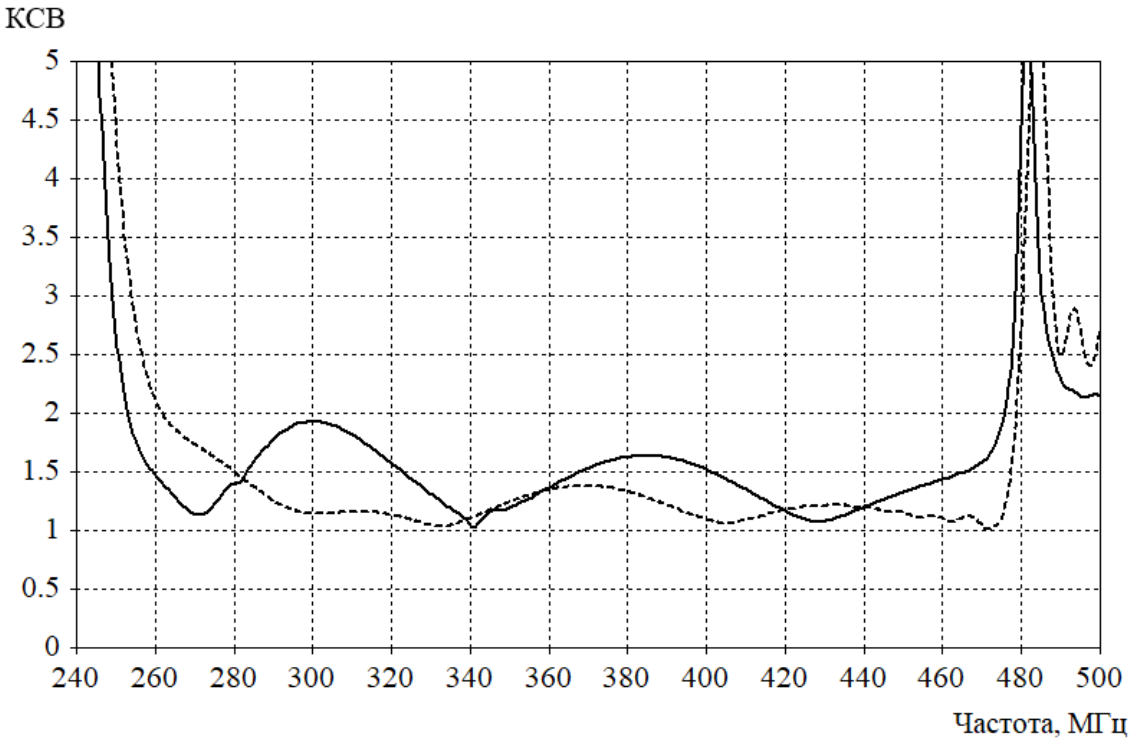


Рис. 2. Зависимость КСВ от частоты. Сплошным – ЛПА с фрактальными элементами, пунктиром – классическая ЛПА.

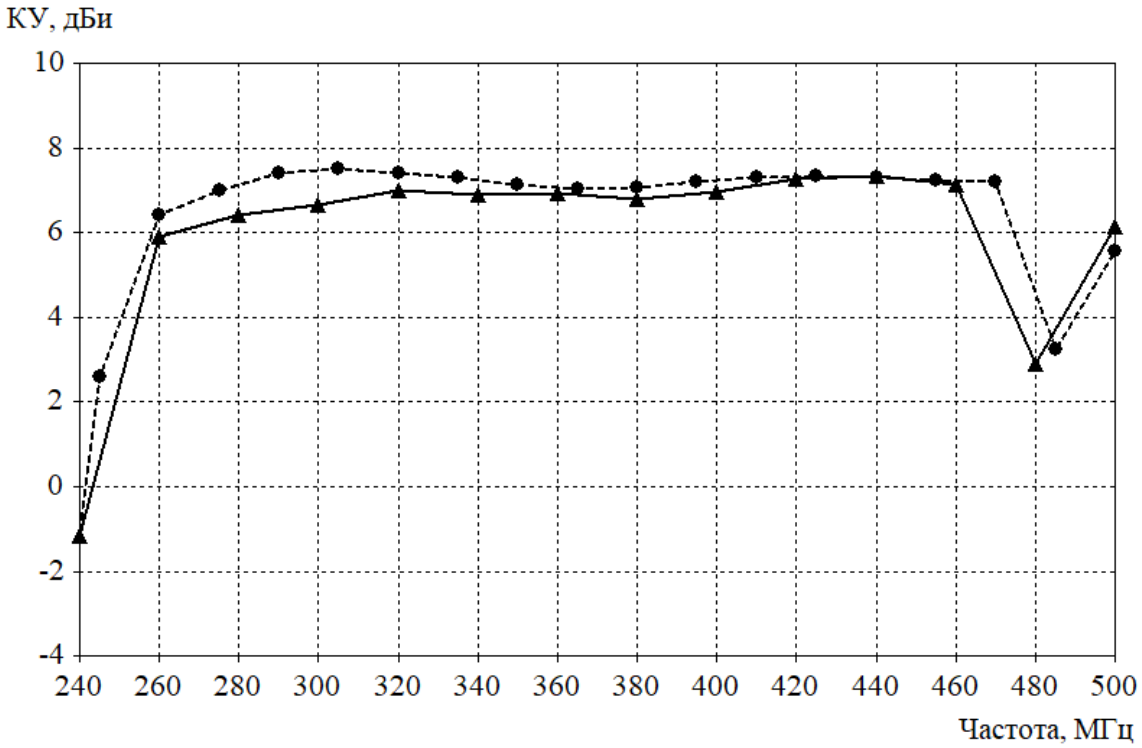


Рис. 3. Зависимость КУ от частоты. Сплошным – ЛПА с фрактальными элементами, пунктиром – классическая ЛПА

Для верификации результатов моделирования был собран макет предложенной ЛПА, изображенный на рисунке 4.

Измерения характеристик полученной фрактальной логопериодической антенны проводилось методом замещения, в качестве эталонной антенны выступала логопериодическая антенна HL223. Вспомогательной приёмной антенной являлась рупорная антенна с экспоненциальным раскрывом. Расстояние между исследуемыми излучающими антеннами и приёмной рупорной составляло около 7 м и обеспечивало попадание в дальнюю зону [5]. Полученные результаты обработаны и приведены на рис. 5 в виде зависимости КУ для логопериодической антенны с фрактальным типом излучателей.

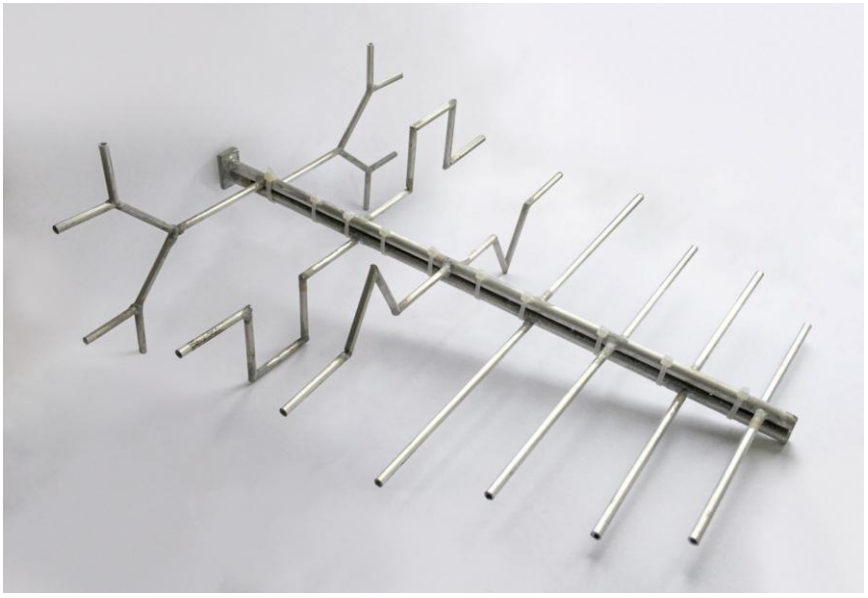


Рис. 4. Макет ЛПА с фрактальными элементами.

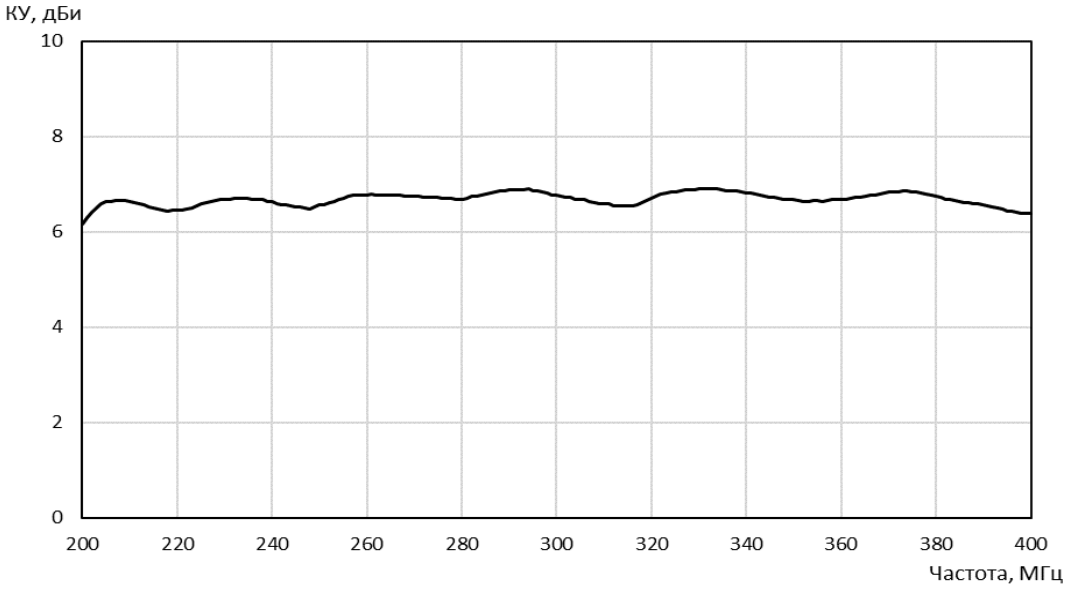


Рис. 5. Коэффициент усиления ЛПА с фрактальными вибраторами.

Рисунок 5 показывает, что полученные характеристики новой конструкции ЛПА продемонстрировали высокие значения коэффициента усиления во всём рабочем диапазоне частот. Обобщая полученные результаты, можно заключить, что характеристики излучения обеих антенн являются сопоставимыми, что подтверждает эффективность внедрения фрактальных структур в конструкцию логопериодических антенн для УКВ диапазона.

4. Заключение

В условиях необходимости сокращения размеров излучателей актуализируется поиск методов миниатюризации антенн. В данном докладе продемонстрирована возможность использования самоподобной геометрии для конструирования проволочных антенн в УКВ диапазоне. Была разработана логопериодическая антенна, с диапазоном рабочих частот от 260 до 460 МГц, имеющая КСВН менее 2 и коэффициентом усиления более 6 дБи. Применяемая конструкция позволяет уменьшить длину вибраторов до 37%, что способствует снижению общего габарита антенны при сохранении её характеристик согласования и излучения. Полученные результаты были верифицированы при измерениях макетного образца.

Литература

1. Kikkawa T., Kimoto K, and Watanabe S., Ultrawideband Characteristics of fractal Dipole Antennas Integrated on Si for ULSI Wireless Interconnections // IEEE Electron Device Letters. 2005 V. 26 № 10. P.767-769
2. Вдовина Г.М. Краткий обзор результатов исследования новых методов генерации, передачи и приёма колебаний и волн на основе методов фрактальной геометрии // Известия вузов. ПНД. 2020. Т. 28, № 1. С. 8–28.
3. Balanis C. A. Antenna theory. Analysis and design. Hoboken: John Willey & Sons, 2005. – 1073 p.
4. Болгов А.Ю., Кондратьев Д.П., Нескородов С.Е., Усков Г.К. Миниатюризация УКВ логопериодической антенны при помощи использования фрактальной геометрии // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16-18 апреля 2024 г.) в 5 т., 2024 Т4, С. 97-100.
5. Кондратьев Д.П., Нескородов С.Е. Особенности измерения характеристик антенн в метровом и дециметровом диапазонах частот // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: сборник научных трудов / под редакцией И.Л. Афонина. – Москва-Севастополь, 2023, вып. 6, С. 104

REFERENCES

1. Kikkawa T., Kimoto K, and Watanabe S., Ultrawideband Characteristics of fractal Dipole Antennas Integrated on Si for ULSI Wireless Interconnections // IEEE Electron Device Letters. 2005 V. 26 № 10. P.767-769
2. Vdovina, G.M. A brief review of the results of research of new methods of generation, transmission and reception of oscillations and waves on the basis of fractal geometry methods.Receiving oscillations and waves on the basis of fractal geometry methods // Izvestia Vuzovia Vuzov. PND. 2020. T. 28, № 1. C. 8-28.
3. Balanis C. A. Antenna theory. Analysis and design. Hoboken: John Willey & Sons, 2005.- 1073 p.
4. Bolgov A.Yu., Kondratiev D.P., Neskorodov S.E., Uskov G.K., Miniaturization of a VHF log-periodic antenna using fractal geometry // Proceeding of XXVIII International conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2024, Vol. 4. - Pp. 97-100.
5. Kondratvev D.P., Neskorodov S.E., Features of measuring the characteristics of antennas in the meter and decimeter wave ranges // Modern problems of radio electronics and telecommunications: a collection of scientific papers. Moskov-Sestopol, 2023. P. 104.

РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО Т-ОБРАЗНОГО ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ПОЛИНОМА ЧЕБЫШЕВА

Д. Х. Хань[1]

[1]Отдел исследований радиолокации, Технический институт противовоздушной обороны и военно-воздушных сил Вьетнама, Ханой, Вьетнам

Аннотация. В данной работе представлены проектирование и реализация широкополосного микрополоскового делителя мощности на основе Т-образного соединения, основанного на полиномах Чебышёва и работающего на центральной частоте 1,7 ГГц. Расчётные уравнения выведены для обеспечения широкополосного согласования импеданса. Схема была разработана, промоделирована и изготовлена на подложке Rogers 4003C.Изготовленный прототип был экспериментально исследован с использованием векторного анализатора цепей, при этом результаты измерений хорошо согласуются с результатами моделирования. Измеренные потери на отражение на входе составляют менее −20 дБ в диапазоне частот от 0,631 до 2,355 ГГц, что соответствует относительной полосе пропускания 115,5 %. В пределах данного диапазона коэффициенты передачи $|S_{21}|$ и $|S_{31}|$ остаются близкими к теоретическому значению −3 дБ, при этом вносимые потери не превышают 0,4 дБ.Полученные результаты подтверждают, что предложенная конструкция обеспечивает широкополосное согласование импеданса и стабильное деление мощности, что делает её пригодной для применения в широкополосных микроволновых устройствах.

Ключевые слова: Делитель мощности; широкополосный; согласование; полином Чебышёва.

DESIGN OF A WIDEBAND T-JUNCTION POWER DIVIDER BASED ON CHEBYSHEV POLYNOMIALS

Dang Hong Hanh[1]

[1]Radar Research Department, Air Defense and Air Force Technical Institute, Hanoi, Vietnam

Abstract. This paper presents the design and implementation of a wideband microstrip T-junction power divider based on Chebyshev polynomials, operating at a center frequency of 1.7 GHz. The design equations are derived to realize broadband impedance matching. The circuit is designed, simulated, and fabricated on a Rogers 4003C substrate. The fabricated prototype is characterized using a vector network analyzer, and the measured results agree well with the simulations. The measured input return loss is better than −20 dB over the frequency range from 0.631 to 2.355 GHz, corresponding to a fractional bandwidth of 115.5%. Within this band, the transmission coefficients |S21| and |S31| remain close to the theoretical value of −3 dB, with insertion losses not exceeding 0.4 dB. The results confirm that the proposed design provides wideband impedance matching and stable power division performance suitable for broadband microwave applications.

Keywords: Power divider; broadband; matching; Chebyshev polynomial.

1. INTRODUCTION

Power dividers (PDs) are essential components in modern radio communication systems. They are widely used in balanced amplifiers, high-power transmitters, impedance matching networks, and phase control circuits in phased antenna arrays [1]. Conventional power dividers, such as the Wilkinson power divider [2-3], exhibit relatively narrow bandwidth,

which limits their application in wideband systems. Therefore, numerous design approaches have been proposed to improve the bandwidth performance of power dividers. A power divider utilizing a three-layer broadside-coupled structure was presented in [4], where the design method assumes generally asymmetric coupled layers. A power divider employing quasi-coupled lines to extend the passband was proposed in [5]. Moreover, open and shorted stubs were introduced at the input and output ports, respectively, to enhance the bandwidths of the passband and stopband. One of the widely used approaches is the design method of wideband power dividers based on Chebyshev polynomials [6], which provides a wide bandwidth and simple fabrication. In addition, the bandwidth of the circuit can be easily increased by increasing the number of transmission-line sections. This paper presents the design of a wideband power divider based on Chebyshev polynomials, operating at 1.7 GHz. To enhance the power-handling capability, a T-junction power divider configuration is employed. Due to the absence of an isolation resistor, the proposed structure can handle higher power levels compared with the conventional Wilkinson power divider. The circuit is designed, simulated, and optimized using Keysight ADS on a Rogers 4003C substrate. The scattering parameters are measured using a vector network analyzer. The measurement results demonstrate good agreement with the design expectations, achieving a 115.5% fractional bandwidth. Within the operating bandwidth, the input return loss satisfies $S_{11} < -20$ dB, while the insertion losses |S21| and |S31| are less than 0.4 dB.

2. Circuit Configuration and Design Equations

A. Wideband Impedance Matching Based on Chebyshev Polynomials

For wideband impedance matching between Z_L and Z_0, four section structures are employed, in which each section has an electrical length of λ/4 (Fig. 1) [2].

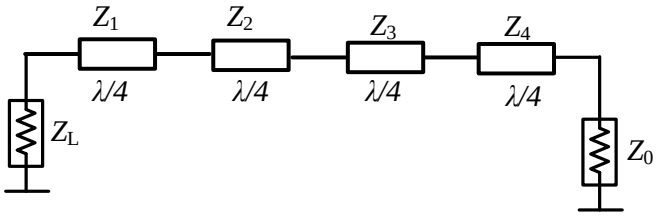


Fig. 1. Multi-section impedance matching network between Z_L and Z_0

According to the small-reflection theory [2], the overall reflection coefficient of the network is determined by the following expression:

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta}\left[\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + ... + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + ... + \frac{1}{2}\Gamma_{N/2}\right] \quad (1)$$

The impedance matching network with equal ripple in the passband can be synthesized by making the reflection coefficient Γ(θ) proportional to $T_N(\sec\theta m\cos\theta)$, where T_N denotes the Chebyshev polynomials. These polynomials are defined as follows [7]:

$$T_N(x) = 2xT_{N-1}(x) - T_{N-2}(x) \quad (2)$$

where

$$T_1(x) = x$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1$$

Hence, it follows that:

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta}\left[\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + ... + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + ...\right] \quad (3)$$
$$= Ae^{-jN\theta} T_N\left(\sec\theta_m \cos\theta\right)$$

with N = 4, we have:

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-j4\theta}\left(\Gamma_0 \cos 4\theta + \Gamma_1 \cos 2\theta + \frac{\Gamma_2}{2}\right) = \Gamma_m e^{-j4\theta} T_4\left(\sec\theta_m \cos\theta\right) \quad (4)$$

By equating the two sides of (4), the design parameters of the circuit can be determined.

B. Design of a Wideband T-Junction Power Divider

Using the wideband impedance matching design method described in the previous section, a wideband power divider can then be designed. The wideband power dividerare shown in Fig. 2.

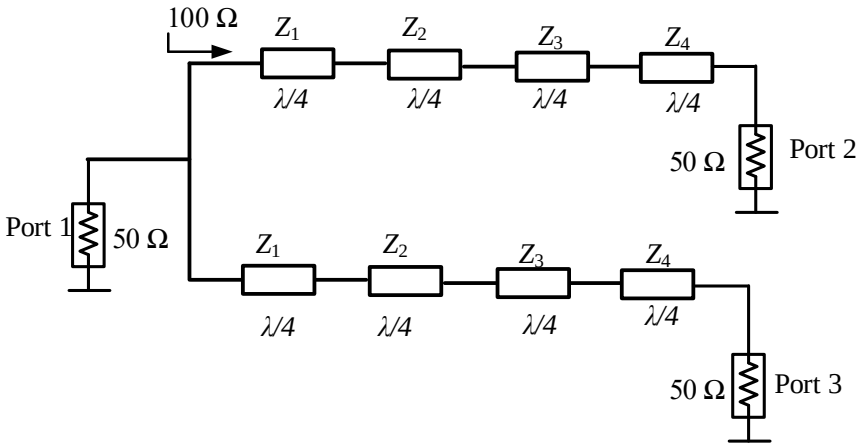


Fig. 2. The wideband T-junction power divider

The conventional power divider consists of two quarter-wavelength branches with identical characteristic impedance Z_B, which is equal to 70.71 Ω. For the design of a wideband power divider, each quarter-wavelength transmission line Z_B of the conventional power divider is replaced by 4 quarter-wavelength sections with characteristic impedances Z_1, Z_2,…Z_4. For each branch of the power divider shown in Fig. 2, the impedances Z_i (i=1,2,…,4) are determined using the Chebyshev polynomial method presented in the previous section to achieve impedance matching between Z_0=100 Ω and Z_L=50 Ω.

3. Simulation and Measurement

In this section, a prototype of a wideband T-junction power divider operating at central frequency of 1.7 GHz is designed and fabricated using the design method presented in the previous section. The circuit is implemented on a Rogers 4003C substrate with a thickness of 0.813 mm and a dielectric constant of 3.55. Using the wideband impedance transformation method based on Chebyshev polynomials, the characteristic impedances and electrical lengths of the power divider are determined. The electrical length of each transmission line section is 90°. The layout of the designed circuit is shown in the figure below. The circuit has a compact size of 44 × 35 mm.

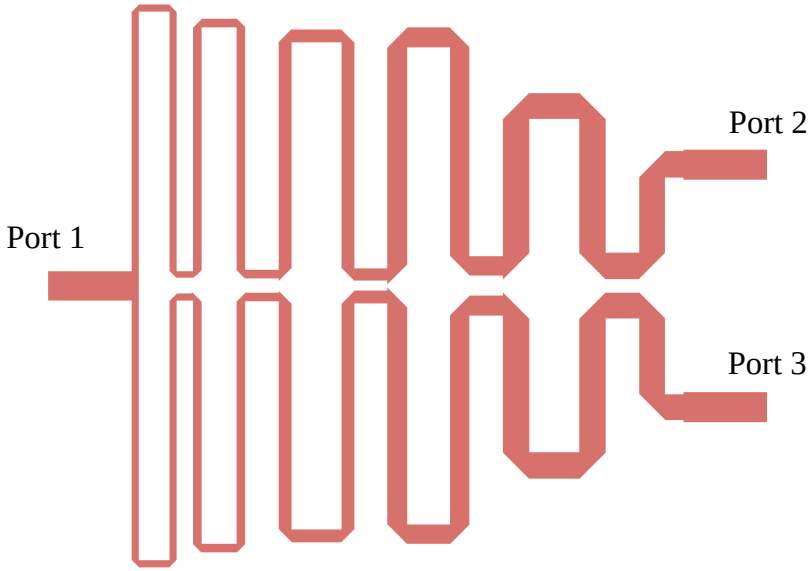


Fig. 3. Layout of the designed wide-band T-junction power divider

The fabricated circuit is shown in Fig. 4.

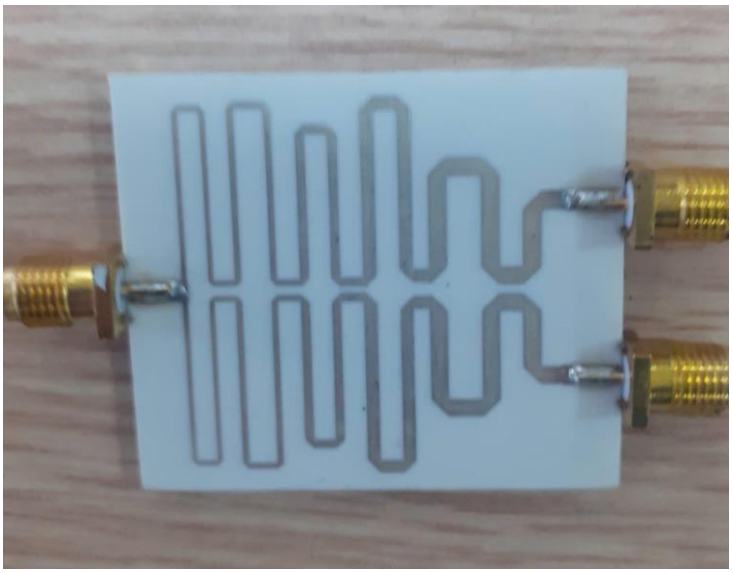


Fig. 4. The fabricated power divider

The scattering parameters of the circuit were measured using a vector network analyzer. The simulated and measured S-parameters of the fabricated power divider are presented in Fig. 5. As shown in Fig. 5(a) and Fig. 5(b), the simulated transmission coefficients $|S_{21}|$and $|S_{21}|$ are close to −3 dB over a wide frequency range, indicating an approximately equal power division between the two output ports. The measured results generally follow the simulated responses, confirming the correctness of the proposed design. However, the measured curves exhibit slightly larger ripples and higher insertion loss, particularly at higher frequencies, which can be attributed to fabrication tolerances, dielectric losses of the substrate, connector losses, and other practical implementation factors.

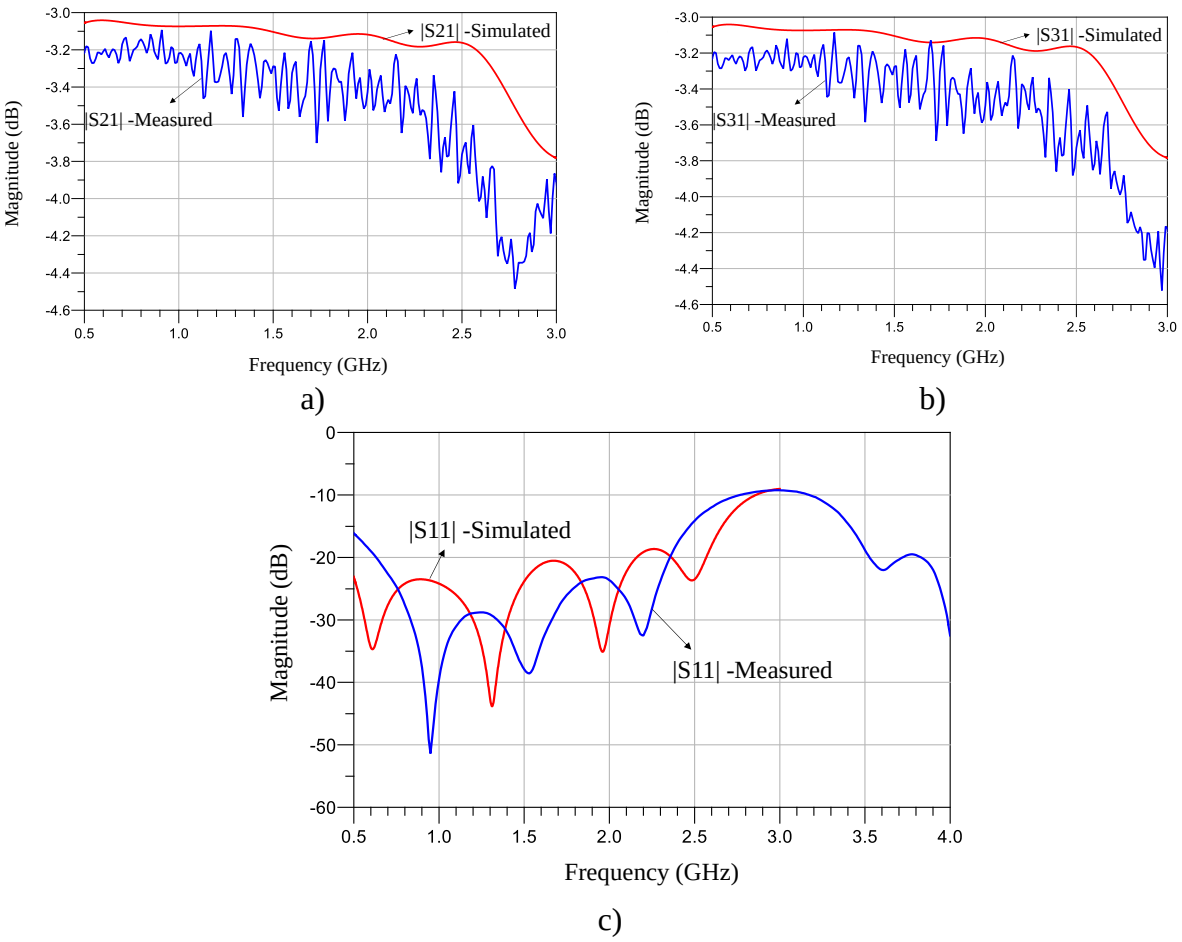


Fig. 5. Simulated and measured S-parameters of the fabricated power divider: (a) transmission coefficient $|S_{21}|$; (b) transmission coefficient $|S_{31}|$; (c) input return loss $|S_{11}|$

The measured and simulated input return loss $|S_{11}|$ is shown in Fig. 5(c). It can be observed that the designed circuit achieves good impedance matching over a wide frequency range. In particular, the measured $|S_{11}|$ is better than −20 dB from 631 MHz to 2.355 GHz, corresponding to a fractional bandwidth of approximately 115.5%. Within the operating bandwidth, the measured transmission coefficients $|S_{21}|$ and $|S_{31}|$ remain close to the theoretical value of −3 dB, with an insertion loss deviation not exceeding 0.4 dB. These results demonstrate that the fabricated power divider provides wideband impedance matching and stable power division performance, which makes it suitable for broadband microwave application.

4. Conclusion

This paper presented a wideband microstrip T-junction power divider based on Chebyshev polynomials. The fabricated prototype shows good agreement between simulated and measured results, achieving an input return loss better than −20 dB over the frequency range from 0.631 to 2.355 GHz (115.5% fractional bandwidth). The transmission coefficients remain close to −3 dB with insertion losses below 0.4 dB. These results indicate that the proposed divider is suitable for broadband microwave, communication, and radar applications.

Литература

1. Лебедев И. В. Техника и приборы сверхвысоких частот. Т. I. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961. - 512 с.
2. Pozar, D. M. Microwave engineering. New York: Wiley, 2012. – 756 p.
3. Li, J.-L., Wang, B.-Z. Novel design of Wilkinson power dividers with arbitrary power division ratios. // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, Vol. 58, No. 6. - Pp. 2541–2546.
4. Abbosh, A. M. Design of ultra-wideband three-way arbitrary power dividers. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, Vol. 56, No. 1. - Pp. 194–201.
5. Tang, C.-W., Chen, J.-T. A design of 3-dB wideband microstrip power divider with an ultra-wide isolated frequency band. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, Vol. 64, No. 6. - Pp. 1806–1811.
6. Guo, L., Wang, G. M., Shi, Y. P., Cao, J. A wide-band miniaturization power amplifier by using short-step Chebyshev impedance transformer. // Proceedings of the 6th IEEE International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT), 2023. - Pp. 655–657.
7. Mason, J. Chebyshev polynomial: theory and applications. Norwell, MA: Kluwer, 1996. – 294 p.

References

1. Lebedev, I. V. Techniques and Instruments of Microwave Frequencies. Vol. I. Moscow; Leningrad: Gosenergoizdat, 1961. – 512 p.
2. Pozar, D. M. Microwave engineering. New York: Wiley, 2012. – 756 p.
3. Li, J.-L., Wang, B.-Z. Novel design of Wilkinson power dividers with arbitrary power division ratios. // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, Vol. 58, No. 6. - Pp. 2541–2546.
4. Abbosh, A. M. Design of ultra-wideband three-way arbitrary power dividers. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, Vol. 56, No. 1. - Pp. 194–201.
5. Tang, C.-W., Chen, J.-T. A design of 3-dB wideband microstrip power divider with an ultra-wide isolated frequency band. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, Vol. 64, No. 6. - Pp. 1806–1811.
6. Guo, L., Wang, G. M., Shi, Y. P., Cao, J. A wide-band miniaturization power amplifier by using short-step Chebyshev impedance transformer. // Proceedings of the 6th IEEE International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT), 2023. - Pp. 655–657.
7. Mason, J. Chebyshev polynomial: theory and applications. Norwell, MA: Kluwer, 1996. – 294 p.

Научное издание

РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXXII Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 21–23 апреля 2026 г.)

Том 3

Издано в редакции оргкомитета

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Секции

Том 1
Пленарные доклады
Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.
Секция 2. Распознавание и обработка изображений.
Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Том 2
Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.
Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи.
Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

Том 3
Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.
Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация. Гидроакустика. Системы наведения.
Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

Том 4
Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология MIMO.
Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

Том 5
Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.
Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.
Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.
Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.