Входит в Перечень ВАК

ISSN 2542-0542

ВЕСТНИК

Концерна ВКО «Алмаз – Антей»

№ 3

2022



АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей»

Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей»

№ 3
Сентябрь 2022 г.

Научно-технический журнал
Издается с июня 2009 года
Выходит четыре раза в год

Главный редактор
Козлов Г. В., д-р физ.-мат. наук, проф.

Редакционная коллегия
Авачёв А. П., канд. физ.-мат. наук
Агапов О. А., канд. техн. наук
Агеев П. А., канд. техн. наук
Акопян И. Г., д-р техн. наук, канд. физ.-мат. наук, проф.
Баёва Ю. В., канд. техн. наук
Балиж К. С., канд. техн. наук
Белякова Е. Г., д-р техн. наук
Благовский О. В., канд. техн. наук
Бляхман А. Б., д-р техн. наук, проф.
Богатов А. Д., канд. техн. наук
Большаков Д. Ю. (зам. гл. ред.), канд. техн. наук
Борзунов А. В., канд. техн. наук, ст. науч. сотр.
Буров А. С., канд. техн. наук
Васильев И. В., канд. физ.-мат. наук (Республика Казахстан)
Веденеев А. В., канд. техн. наук
Вильмицкий Д. С., канд. техн. наук
Власов А. В., канд. техн. наук
Востров Д. О., канд. физ.-мат. наук
Высоцкая С. А., канд. техн. наук
Гаврилов Р. С., канд. техн. наук
Гамаюнова Т. В., канд. хим. наук
Гвоздарёв Р. С., канд. техн. наук
Голиков В. Ф., д-р техн. наук, проф. (Республика Беларусь)
Голынский М. Ю., канд. техн. наук
Громов Д. С., канд. техн. наук
Гульшин В. А., канд. техн. наук, доц.
Доронин В. В., д-р техн. наук, ст. науч. сотр.
Дружин А. В., канд. физ.-мат. наук
Друзин С. В., канд. техн. наук
Дусь Т. Э., канд. пед. наук, доцент
Езерский В. В., д-р техн. наук, проф.
Ерошин С. Е., канд. техн. наук
Жеглов М. А., канд. техн. наук
Зенин В. А., канд. техн. наук
Зиновьева Е. С., канд. физ.-мат. наук
Зотов А. В., канд. техн. наук
Иванов А. М., канд. техн. наук
Иванов С. Н., канд. техн. наук
Ивашов С. И., канд. техн. наук
Исаков М. А., канд. физ.-мат. наук
Каляев И. А., д-р техн. наук, акад. РАН
Караваев Я. С., канд. техн. наук
Кауфман Г. В., д-р техн. наук
Койтов С. А., д-р техн. наук
Колчин С. А., канд. техн. наук
Комягин Р. В., канд. техн. наук, доц.
Кондрашов В. В., канд. техн. наук
Костров Б. В., д-р техн. наук, проф.
Кузнецов В. С., канд. техн. наук
Кузнецов П. С., канд. техн. наук
Кулаков А. В., д-р физ.-мат. наук, чл.-корр. РАН
Ластовецкий А. Е., канд. техн. наук
Левихин А. А., канд. техн. наук
Лейман Д. В., канд. хим. наук
Леманский Д. А., канд. техн. наук, доц.
Лемешко Н. В., д-р. техн. наук
Мазур Н. З., д-р экон. наук, доц.
Матюгин С. Н., канд. физ.-мат. наук
Миронов М. В., канд. техн. наук
Мирталибов Т. А., д-р техн. наук, проф.
Михеев К. В., канд. техн. наук
Мурзова М. А., канд. техн. наук
Наумов С. В., канд. техн. наук
Нагорных И. Л., канд. физ.-мат. наук
Окулов Р. А., канд. техн. наук
Панфилов С. В., канд. физ.-мат. наук
Парамонова А. А., канд. техн. наук
Пирязев М. С., канд. экон. наук
Плешанова Ю. А., канд. техн. наук
Плужников А. Д., д-р техн. наук, проф.
Подгорнов А. А., канд. техн. наук
Пономарев О. П., д-р техн. наук, доц.
Ракитин А. В., канд. техн. наук
Ратынский М. В., д-р техн. наук
Сайбель А. Г., д-р техн. наук, доц.
Самохина Е. А., канд. техн. наук
Сафин Н. Р., канд. техн. наук
Свирина А. Г., канд. техн. наук, доц.
Сигов А. С., д-р физ.-мат. наук, проф., акад. РАН
Смирнов А. С., д-р техн. наук
Смирнов В. Л., канд. техн. наук
Смирнов Е. П., канд. техн. наук
Созинов П. А., д-р техн. наук, проф., чл.-корр. РАН
Страхов А. Ф., д-р техн. наук, проф.
Судаков М. К., канд. техн. наук, доц.
Сычушкин И. В., канд. техн. наук
Таричко В. И., канд. техн. наук
Теляков Р. Ф., канд. техн. наук
Терентьев М. А., канд. физ.-мат. наук
Тигетов Д. Г., канд. техн. наук
Тимашева Т. Г., канд. техн. наук
Устинов А. Н., канд. техн. наук
Фарбер В. Е., д-р техн. наук, проф.
Феоктистов А. Ю., канд. техн. наук
Фёдоров Д. А., канд. техн. наук
Филимонов В. И., д-р техн. наук, проф.
Филиппов М. Ю., канд. физ.-мат. наук
Фридман Л. Б., д-р техн. наук
Цапцов А. В., канд. техн. наук
Царёв И. Е., канд. техн. наук
Чаплыгин Ю. А., д-р техн. наук, проф., акад. РАН
Шевцов А. А., канд. техн. наук
Шентябин А. Н., канд. воен. наук
Шимкин П. Е., канд. техн. наук
Щеглов Д. К., канд. техн. наук
Янцевич М. В., канд. техн. наук, ст. науч. сотр.

СОДЕРЖАНИЕ

Обращение к читателям заместителя генерального конструктора – начальника научно-технического центра воздушно-космической обороны С. В. Попова **3**

Итоги конкурса на лучшие публикации среди авторов в журналах «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» и «Специальный вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» за 2021 год **4**

Организация и управление

Выбор оптимального программного обеспечения для численного моделирования работы энергопоглощающих элементов перспективных систем амортизации специальных объектов в контексте импортозамещения средств инженерного анализа
Васильев А. В., Щеглов Д. К., Федоров Д. А., Данилов А. А., Андронников Г. Е. **5**

Электроника. Радиотехника

Сравнительный анализ способов объединения каналов многоканального согласованного фильтра
Елагина К. А. **22**

Обнаружение неоднородностей в стратосфере радиолокаторами метрового диапазона волн
Васильев И. В., Жумабаев Б. Т., Мустабеков А. Д., Петровский В. Г., Исабаев К. Ж. **32**

Исследование сигнала в виде пачки когерентных импульсов с нерегулярной структурой
Зайцев А. В., Разин А. А. **41**

Распознавание радиолокационных изображений, полученных в миллиметровом диапазоне, с использованием нейронных сетей
Дудихин В. В., Иванов А. С., Межуев И. Ю., Шоков А. В., Якупов И. Ю. **48**

Совместное измерение угловых координат близкорасположенных целей линейной антенной решеткой
Фетисов С. Е. 59

Оценка энергетического выигрыша при обнаружении малоразмерных целей методом «сопровождение до обнаружения»
Костромицкий С. М., Нефедов Д. С. 67

Метод и измерительный стенд для анализа низкочастотного шума микросхем малошумящих прецизионных источников опорного напряжения
Битюков В. К., Иванов А. А., Михневич Н. Г., Петров В. А. 79

Математика

Алгоритм распознавания летающих объектов в оптическом видеопотоке в условиях динамически изменяющегося фона
Гришин Н. А., Баззаев А. Ф., Кудров М. А., Бухаров К. Д., Коновальчик А. П. 92

Решением Министерства образования и науки Российской Федерации научно-технический журнал «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» вошел в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук по специальностям научных работников:
05.02.09 – технологии и машины обработки давлением (технические науки);
05.02.22 – организация производства (по отраслям) (технические науки);
05.07.01 – аэродинамика и процессы теплообмена летательных аппаратов (технические науки);
05.07.02 – проектирование, конструкция и производство летательных аппаратов (технические науки);
05.07.03 – прочность и тепловые режимы летательных аппаратов (технические науки);
05.12.04 – радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения (технические науки);
05.12.07 – антенны, свч-устройства и их технологии (технические науки);
05.12.13 – системы, сети и устройства телекоммуникаций (технические науки);
05.12.14 – радиолокация и радионавигация (технические науки).

Редакция
121471, Москва, ул. Верейская, д. 41
Тел.: +7 (495) 276-26-13
Факс: +7 (495) 276-29-81
E-mail: PRESS@almaz-antey.ru
Сайт: http://www.almaz-antey.ru

Свидетельство о регистрации СМИ ПИ № ФС77-65830 от 27.05.2016 г. выдано Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор)

ISSN 2542-0542
https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3
Подписной индекс в Объединенном каталоге «Пресса России» – 79162

Учредитель
АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей»
121471, Москва, ул. Верейская, д. 41

Издатель
ООО «НЭИКОН ИСП»
115114, Москва, ул. Летниковская, д. 4, стр. 5

Подписано в печать 24.06.2022
Формат 60×90/8. Печ. л. 13,25
Тираж 400 экз. Заказ № 1-2022-elp-s-47-21
Свободная цена

Типография
ООО «Медиаколор»
127273, Москва, Сигнальный проезд, д. 19, БЦ «Вэлдан»

© АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей», 2022

Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”

Scientific and technical journal
The journal has been published since 2009
4 issues per year

Editorial office
121471, Russian Federation, Moscow, Vereyskaya str., 41
Tel.: +7 (495) 276-26-13
Fax: +7 (495) 276-29-81
E-mail: PRESS@almaz-antey.ru
Website: http://www.almaz-antey.ru

Registered at the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media (Roskomnadzor) under the number ПИ № ФС77-65830, 27.05.2016

ISSN 2542-0542
https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3
Subscription index in the catalogue “Rospechat” – 79162

Founder
“Almaz – Antey” Air and Space Defence Corporation, JSC
121471, Russian Federation, Moscow, Vereyskaya str., 41

Publisher
“NEICON ISP” LLC
115114, Russian Federation, Moscow, Letnikovskaya str., 4, building 5

Passed for printing 24.06.2022
Circulation 400 copies
Free price

Printing office
“Mediacolor” LLC
127273, Russian Federation, Moscow, Signalnyi proezd, 19,
Business Center “Veldan”

© “Almaz – Antey” Air and Space Defence Corporation, Joint Stock Company, 2022



Уважаемые читатели!

Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» – удобная площадка для обсуждения уникальных особенностей создания системы воздушно-космической обороны Российской Федерации. Ваше участие будет способствовать внедрению в современные АСУ искусственного интеллекта, суперкомпьютерных технологий и систем поддержки и принятия решений.

Приветствуются и новые, нестандартные подходы к разработке структурных технологических элементов для вооружения и военной техники, гражданской продукции, алгоритмов и программ для перспективных АСУ ВКО на отечественной аппаратно-программной платформе. Ваша точка зрения и творческий подход очень важны для нас!

Заместитель генерального конструктора – начальник научно-технического центра воздушно-космической обороны

С. В. Попов

Подписка на рассылку



Итоги конкурса на лучшие публикации среди авторов в журналах «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» и «Специальный вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» за 2021 год

В июне 2022 года подведены итоги конкурса среди авторов на лучшие публикации в журналах «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» и «Специальный вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» за 2021 год.

Редакционной коллегией принято решение:

1. Присудить первое место статье «*Созинов П. А., Горевич Б. Н. Методы оценки и исследование зависимости точности целеуказания бортовому локатору ракеты от ошибок определения координат цели и ракеты наземным локатором*», опубликованной в научно-техническом журнале «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» № 1 (2021).

2. Присудить второе место статье «*Аронов Д. И., Клягин В. А. Перспективные методы организации тепловой защиты гиперзвуковых летательных аппаратов*», опубликованной в научно-техническом журнале «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» № 1 (2021).

3. Присудить третье место статье «*Волчкова Д. С., Долгова А. С. Алгоритм обнаружения малоконтрастных объектов в различной фоноцелевой обстановке*», опубликованной в научно-техническом журнале «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» № 2 (2021).

Редакция журнала поздравляет победителей и желает им дальнейших творческих успехов!

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-5-21
УДК 004.4::539.3

Выбор оптимального программного обеспечения для численного моделирования работы энергопоглощающих элементов перспективных систем амортизации специальных объектов в контексте импортозамещения средств инженерного анализа

А. В. Васильев[1], Д. К. Щеглов[1,2], Д. А. Федоров[1], А. А. Данилов[1], Г. Е. Андронников[1]

[1] АО «Конструкторское бюро специального машиностроения», Санкт-Петербург, Российская Федерация

[2] ФГБОУ ВО «Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова», Санкт-Петербург, Российская Федерация

Сформулирована и формализована задача определения параметров системы амортизации, формирования геометрического облика ее отдельных элементов и их размещения. Рассмотрены методы решения указанной задачи, сделано заключение о целесообразности использования средств конечно-элементного моделирования. Приведены результаты анализа возможностей программных средств для решения нелинейных задач глубоко нелинейного деформирования материала на основе методов конечно-элементного анализа. Обоснован выбор российского программного обеспечения для численного моделирования работы энергопоглощающих элементов.

Ключевые слова: энергопоглотитель, система амортизации, инженерное программное обеспечение, конечно-элементный анализ, математическое моделирование, вычислительно-емкие задачи

Для цитирования: Васильев А. В., Щеглов Д. К., Федоров Д. А., Данилов А. А., Андронников Г. Е. Выбор оптимального программного обеспечения для численного моделирования работы энергопоглощающих элементов перспективных систем амортизации специальных объектов в контексте импортозамещения средств инженерного анализа // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 5–21. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-5-21

For citation: Vasilyev A. V., Shcheglov D. K. , Fedorov D. A., Danilov A. A., Andronnikov G. E. Choosing optimal software for numerical modelling of the behaviour of energy-absorbing elements as part of advanced shock-absorbing systems as part of special facilities for the purpose of import substitution of engineering analysis software tools // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 3. P. 5–21. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-5-21

Поступила 20.02.2022 *Отрецензирована* 22.03.2022 *Одобрена* 30.03.2022 *Опубликована* 24.06.2022

Введение

К объектам вооружений, военной и специальной техники (ВВСТ), создаваемым для РВСН, ВМФ и ВКС, традиционно предъявляются жесткие требования стойкости к заданным внешним воздействующим факторам (ВВФ), включая специальные. При этом стойкость составных частей объекта ВВСТ может не соответствовать требованиям (быть ниже) стойкости самого объекта ВВСТ. В таких случаях в состав объекта ВВСТ включают дополнительную систему амортизации (СА) составной части. Механические факторы ударного воздействия характеризуются в первую очередь высоким уровнем кинетической энергии, погашение которой необходимо для обеспечения сохранения работоспособности составных частей объекта ВВСТ. В таких условиях серийно изготавливаемые энергопоглощающие элементы СА в ряде случаев не могут обеспечить защищенность объектов ВВСТ, что стало

© Васильев А. В., Щеглов Д. К., Федоров Д. А., Данилов А. А., Андронников Г. Е., 2022

причиной расширения области применения специальных энергопоглощающих элементов на основе металлических сминаемых сотовых структур и композитных эластомерных материалов.

До настоящего времени изготовление таких энергопоглощающих элементов было чрезвычайно дорогостоящим из-за технологических трудностей и отсутствия возможности точного прогнозирования механических свойств. В связи с отсутствием верифицированных методик расчета параметров энергопоглощающих элементов на основе металлических сминаемых сотовых структур и композитных эластомерных материалов проектировщики СА, как правило, применяли ограниченный набор типовых энергопоглотителей, характеристики которых были заранее определены экспериментально. И только с развитием современных средств аддитивного производства, суперкомпьютерных технологий (СКТ) и высокопроизводительных вычислительных систем появилась возможность решать задачи синтеза облика СА с энергопоглощающими элементами, обладающими любыми требуемыми механическими свойствами.

Современные численные методы позволяют с высокой точностью моделировать процесс деформирования энергопоглощающих элементов, однако расчет даже одного такого элемента – это вычислительно-емкая задача, которую за приемлемое время невозможно решить на обычном персональном компьютере. Оптимизация либо моделирование совместной работы нескольких энергопоглощающих элементов уже невозможны без использования вычислительных кластеров или мощных специализированных серверных станций, которые в дальнейшем для упрощения восприятия излагаемого материала будем называть суперкомпьютерами.

В связи с этим в конце 2020 г. АО «КБСМ» при поддержке АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей» начаты работы по проекту «Создание специализированного программного модуля для расчетов и разработки энергопоглощающих элементов с прогнозируемыми механическими свойствами для объектов РВСН, ВМФ и ВКС». Цель создания программного модуля (ПМ) – уменьшение объема испытаний, сокращение трудозатрат и сроков проектирования СА с энергопоглощающими элементами на основе металлических сминаемых сотовых структур и композитных эластомерных материалов. Планируется, что ПМ будет содержать в себе расчетную базу данных параметров энергопоглотителей и одновременно автоматизировать процессы численного моделирования на вычислительном кластере (суперкомпьютере) с помощью специализированного отечественного инженерного программного обеспечения (ПО). Следует отдельно отметить, что проект по созданию ПМ прошел конкурсный отбор на право предоставления организациям оборонно-промышленного комплекса субсидии из федерального бюджета на возмещение затрат, связанных с высокопроизводительными вычислениями, включая СКТ в интересах создания ВВСТ в рамках постановления Правительства Российской Федерации от 20 июня 2018 г. № 707.

Работы по созданию подобного ПМ должны изначально осуществляться под конкретное инженерное ПО, выбор которого во многом будет определять окончательную эффективность разрабатываемого ПМ. Таким образом, этому вопросу необходимо уделить особое внимание, поскольку изменить первоначальный выбор используемого ПО в процессе разработки ПМ будет весьма проблематично, а то и невозможно.

Процедура рационального выбора инженерного ПО включает в себя следующие этапы:

- постановка задачи синтеза облика СА с учетом заданных ограничений;
- анализ инженерных методов расчета характеристик СА;
- анализ инженерных методов подбора конструктивно-геометрических параметров амортизаторов, обеспечивающих требуемые характеристики в составе СА;
- формирование требований к инженерному ПО (прежде всего функциональных);
- анализ зарубежного инженерного ПО;
- анализ отечественного инженерного ПО;
- выбор оптимального ПО, обеспечивающего реализацию задач ПМ.

Постановка задачи синтеза облика системы амортизации

Основным назначением СА является снижение внешних воздействий, приходящих на защищаемый объект (ЗО) до допустимых значений. В условиях эксплуатации образцов ВВСТ или иных изделий, подвергающихся ударным нагрузкам, наиболее остро стоит вопрос о рациональном подборе параметров СА с учетом совокупности заданных ВВФ, условий эксплуатации, габаритов изделия и характера ударных рабочих, предельных и аварийных нагрузок.

Для обоснования параметров СА необходимо:

- определить параметры кривой «усилие-ход» и неупругого сопротивления, обеспечивающие при рассмотрении системы «ЗО – СА – носитель» как *n*-массового осциллятора, снижение отклика ЗО до допустимых значений;
- определить тип, геометрические параметры, конструкцию и схему размещения амортизаторов, совокупность которых обеспечивает получение заданных параметров СА.

В общем случае амортизируемое изделие размещено внутри/на корпусе объекта ВВСТ и соединено с ним системой связей и/или СА, а от корпуса на изделие передаются внешние воздействия. В соответствии со вторым законом Ньютона систему уравнений, описывающую динамику СА, можно записать в следующем виде

$$[M] \times \ddot{\vec{s}}(t) + \left[N\left(\dot{\vec{s}}(t), \vec{s}(t)\right)\right] \times \dot{\vec{s}}(t) + \\ + \left[K\left(\vec{s}(t)\right)\right] \times \vec{s}(t) + \vec{F}(t) = 0, \quad (1)$$

где $[M]$, $[N]$, $[K]$ – матрицы масс ЗО, матрицы демпфирования и жесткости соответственно;

$\ddot{\vec{s}}(t)$, $\dot{\vec{s}}(t)$, $\vec{s}(t)$ – векторы ускорений, скоростей и перемещений соответственно;

$\vec{F}(t)$ – вектор внешних силовых воздействий;

t – время.

В отдельных случаях масса ЗО достаточна, чтобы генерируемые им внутренние воздействия $\vec{f}(t)$ оказывали существенные влияние на колебания корпуса носителя. В таких случаях задача значительно усложняется, т.к. требует формирования вектора управления $\vec{u}([N], [K], t)$ с учетом отклика корпуса на колебания ЗО, обусловленные его работой, как, к примеру, рассмотрено в [1]. Общая схема СА таких объектов ВВСТ представлена на рисунке 1.

В общем случае формулировка задачи обоснования параметров СА включает в себя:

- исходные данные;
- систему ограничений;
- подзадачи.

Исходные данные

Исходными данными для расчета СА являются массово-инерционные характеристики ЗО,

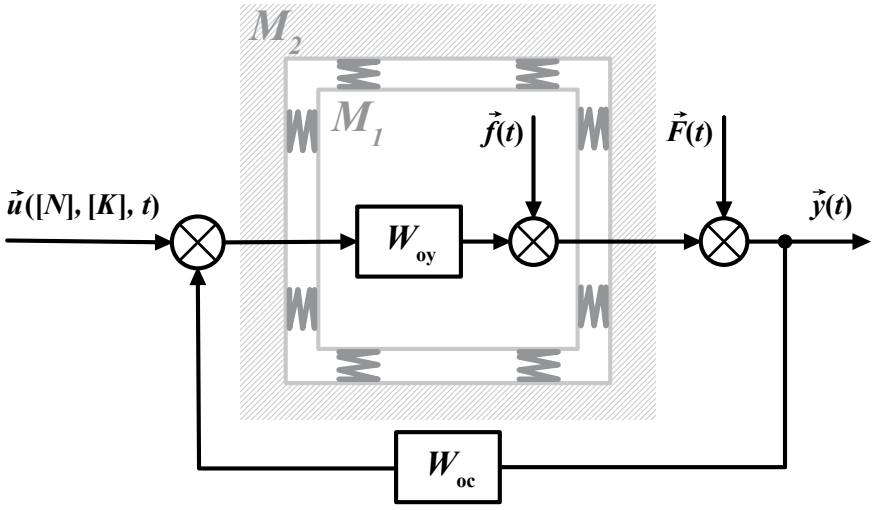


Рис. 1. Структура технической СА

M_1 – масса ЗО, M_2 – приведенная масса корпуса объекта ВВСТ, $\vec{y}(t)$ – выходной сигнал, $W_{оу}$ и $W_{ос}$ – передаточные функции от объекта управления и обратной связи

выражаемые либо матрицей $[M]$, либо параметрами распределенной системы $M(x, y, z)$, а также вектор ВВФ

$$A(t) = (A_1(t), A_2(t), ..., A_n(t)), \quad (2)$$

где $A_i(t)$ – зависимость параметра i-го ВВФ от времени;
n – число действующих ВВФ.

Компоненты вектора $A(t)$, как правило, принимают значения кинематических или силовых параметров воздействия

$$(s(t), \dot{s}(t), \ddot{s}(t), F(t), M(t), p(t)) \in A(t), \quad (3)$$

где $s(t)$ – зависимость вектора перемещений от времени;
$\dot{s}(t)$ – зависимость вектора скорости от времени;
$\ddot{s}(t)$ – зависимость вектора ускорения от времени;
$F(t)$ – зависимость вектора силы от времени;
$M(t)$ – зависимость вектора момента от времени;
$p(t)$ – зависимость вектора давления от времени.

Система ограничений

В качестве ограничений выступают допустимые значения параметров, действующих на ЗО:

$$\begin{cases} s_r(t) \in [s_{min}, s_{max}], \\ \dot{s}_r(t) = V_r(t) \in [V_{min}, V_{max}], \\ \ddot{s}_r(t) = a_r(t) \in [a_{min}, a_{max}], \\ F_r(t) \in [F_{min}, F_{max}], \\ M_r(t) \in [M_{min}, M_{max}], \\ p_r(t) \in [p_{min}, p_{max}], \end{cases} \quad (4)$$

где $s_r(t)$, $\dot{s}_r(t)$, $\ddot{s}_r(t)$ – перемещения, скорости и ускорения, действующие на ЗО;
$F_r(t)$, $M_r(t)$, $P_r(t)$ – силы, моменты и давления (в т.ч. удельные), действующие на опорные места или элементы ЗО;
s_{min}, s_{max} – пределы допустимых значений перемещений ЗО (определяются допустимыми ходами СА);
V_{min}, V_{max} – пределы допустимых значений скоростей ЗО;
a_{min}, a_{max} – пределы допустимых значений ускорений, действующих на ЗО;
F_{min}, F_{max} – пределы допустимых значений усилий, действующих на ЗО;
M_{min}, M_{max} – пределы допустимых моментов, действующих на ЗО;
p_{min}, p_{max} – пределы допустимых давлений (удельных), действующих на ЗО.

По аналогии с выражением (2) систему ограничений для ЗО целесообразно представить в виде единого вектора

$$[G_r] = ([G_{r.1}], [G_{r.2}], ..., [G_{r.m}]), \quad (5)$$

где $[G_{r.j}]$ определяет допустимые значения j-го ограничения;
m – число параметров в векторе ограничений.

Вектор ограничений (5) определяет необходимый вид упругой и диссипативной характеристик.

Также ограничениями системы являются габариты (линейные размеры) амортизаторов, определяемые общими габаритами как ЗО, так и его ответной части (при ее наличии), масса амортизаторов (в первую очередь – для ракетно-космической техники), условия их эксплуатации и количество мест крепления амортизаторов

$$[T_{am}] = ([T_{am.1}], [T_{am.2}], ..., [T_{am.b}]), \quad (6)$$

где $[T_{am.k}]$ определяет допустимые значения k-го ограничения;
b – число параметров в векторе ограничений для амортизатора.

Вектор ограничений (6) определяет выбор типа амортизаторов, их габариты и конфигурацию системы амортизации.

Подзадачи

Задача обоснования параметров СА во всех случаях разделяется на две стандартные подзадачи:

- определение теоретических характеристик СА, т.е. при действии каждого из ВВФ вектора $A(t)$ необходимо определить расчетные параметры искомой СА – характеристику жесткости $[K(s)]$ и диссипативную характеристику $[N(\dot{s}, s)]$ таким образом, чтобы параметры отклика защищаемого объекта $G_r(t)$ удовлетворяли ограничениям $[G_r]$;

- определение конструктивных параметров СА, т.е. типа, геометрических параметров, рабочих параметров (рабочий ход, работа упруго-пластической деформации

и т.д.), количества и параметра размещения отдельных элементов СА таким образом, чтобы при $T_{am} \in [T_{am}]$ физически обеспечить упругую и диссипативную характеристики $K_{ca}(s) \in [K(s)]$ и $N_{ca}(\dot{s}, s) \in [N(\dot{s}, s)]$.

Методы расчета теоретических характеристик систем амортизации

Расчет характеристик СА может быть выполнен с применением следующих групп методов:

- аналитические;
- численные, в том числе метод конечных элементов (МКЭ).

В первом случае задача оценки требуемых характеристик жесткости $[K(s)]$ и диссипативной характеристики $[N(\dot{s}, s)]$ решается на основании математического аппарата линейной и нелинейной динамики пружинно-массовых систем и/или систем с распределенными параметрами [2–12]. Фактически же необходимо многократно решать уже известную систему дифференциальных уравнений (1) с учетом (2)–(6). Данный подход пригоден для первичной оценки $[K(s)]$ и $[N(\dot{s}, s)]$ на примере простой n-массовой модели, где, как правило, $n \leq 3$. При этом следует понимать, что местный отклик отдельных элементов ЗО может значительно превышать расчетное значение по аналитической модели. Дополнительным недостатком аналитических методов является необходимость составления новой модели под каждый ЗО, что, во-первых, трудозатратно, а во-вторых, повышает влияние человеческого фактора (в т.ч. в части выбора системы допущений).

Во втором случае расчет представляет собой один из способов решения дифференцированных и интегральных уравнений в частных производных. В машиностроении расчеты с применением МКЭ проводятся для определения физических характеристик определенных конструкций за счет численного моделирования их геометрических и физических параметров. В настоящее время МКЭ является общепризнанным основным методом численного анализа в целом ряде областей науки и техники. Он позволяет достаточно точно описать сложные криволинейные границы области определения решения и краевые условия. Созданные на его основе комплексы программ широко используются в различных областях: строительстве, кораблестроении, аэрокосмической и автомобильной промышленности, акустике, оптике и т.д.

Кроме того, современный подход к формированию исходных данных по ударным воздействиям реализуется с помощью метода конечных элементов, что нередко приводит к значительному повышению уровней входных воздействий по сравнению с классическими методами оценки (например, когда объект ВВСТ представляется безопорной балкой призматического или сложного трубчатого сечения).

Для реализации решения задачи определения параметров кривых $[K(s)]$ и $[N(\dot{s}, s)]$ с помощью МКЭ необходимо разработать упрощенную геометрическую модель СА, а также систему упругих, кинематических и жестких связей между ЗО, составными частями СА и корпусом объекта ВВСТ. Далее, параметризовав положения основных точек для типовых характеристик $[K(s)]$ и $[N(\dot{s}, s)]$, методом перебора можно определить ансамбль допустимых кривых.

Недостатками МКЭ в данном случае являются:

- значительные даже для слабо детализированных моделей потребности в вычислительных мощностях;
- огромный объем требуемого места на диске для хранения информации о результатах расчетов;
- необходимость контроля за сходимостью задачи;
- человеческий фактор при задании граничных условий модели, воздействии на нее и анализе результатов.

Для сокращения требуемого объема вычислительных ресурсов аналитические и численные методы могут быть объединены таким образом, что аналитический метод рассматривается строго для одномассовой системы и определяет приближенные границы положения кривых $[K(s)]$ и $[N(\dot{s}, s)]$, а МКЭ их уточняет и расширяет для общей трехмерной постановки задачи с учетом начального ограничения области поиска решения.

Методы подбора конструктивных параметров системы амортизации

После определения оптимальных характеристик [$K(s)$] и [$N(\dot{s}, s)$] будущей СА необходимо сформировать ее облик, для чего необходимо определить тип СА, материал отдельных элементов, геометрические параметры энергопоглотителей и их конструктивные параметры. Для решения данной задачи возможно также применять аналитические методы и МКЭ.

Наиболее полно аналитические методы определения конструктивных параметров разработаны для металлических амортизаторов простой формы, в т.ч. работающих за упругой областью. В целом возможно аналитически определить параметры (габариты и форму) для амортизатора, основными элементами которого являются:

- стержень – параметры работы в упругой и пластической областях [13–17];
- осесимметричная (в направлении воздействия) пластина – параметры работы в упругой и пластической областях [18–20];
- неосесимметричная (в направлении воздействия) пластина – параметры работы в упругой области и точку потери устойчивости [18–20].

Для металлических амортизаторов более сложной формы или эластомерных неупругих амортизаторов аналитических решений фактически не существует.

В этой связи наиболее целесообразно (при достаточном количестве вычислительных ресурсов) оценивать параметры амортизаторов произвольной геометрии, материала и типа рабочего элемента с помощью МКЭ.

Главными условиями получения точного численного решения задачи о моделировании работы энергопоглощающих элементов средствами МКЭ являются:

- выбор адекватных математических моделей материалов;
- верификация и валидация численных моделей;
- использование вычислительных ресурсов достаточной мощности.

Пример использования МКЭ для решения задачи упруго-пластического деформирования металлического амортизатора сложной формы (сотовой) представлен на рисунке 2.

Формирование требований к инженерному программному обеспечению

За исключением простейших частных случаев реализация решений любой инженерной задачи средствами МКЭ невозможна без использования специализированных программных комплексов конечно-элементного моделирования (ПК КЭМ). Структура разрабатываемого ПМ предполагает, что по заданным массово-инерционным характеристикам ЗО, вектору ВВФ и вектору ограничений ПМ формирует (из анализа имеющейся базы данных для типовых решений) предварительный параметризуемый облик элементов СА, расчетные характеристики которых могут быть проверены ПМ с помощью численного моделирования средствами ПК КЭМ. Предполагается, что ПМ автоматически формирует расчетное задание для определенного инженерного ПО, создавая необходимые исходные файлы, включающие геометрию энергопоглотителя, сетку конечных элементов, модели материалов и условия нагружения, а также считывает результаты расчетов в идее картин НДС и диаграмм «усилие–ход».

Из сказанного очевидно, что перед началом работ по созданию ПМ должен быть определен конкретный ПК КЭМ для расчетов работы СА и ее составных элементов, причем для обоснования этого выбора необходимо учесть следующие особенности моделируемого процесса, а именно:

- сложные нелинейные модели материалов;
- большие деформации материала;
- сложные контактные взаимодействия;
- возможность разрушения.

В ПК КЭМ чаще всего реализуются неявные (*Implicit*) методы расчета, использование которых может приводить к сложностям в сходимости при решении существенно нелинейных задач. Другой подход к проведению нелинейных расчетов заключается в использовании явной (*Explicit*) схемы интегрирования по времени, которая применяется при моделировании широкого ряда

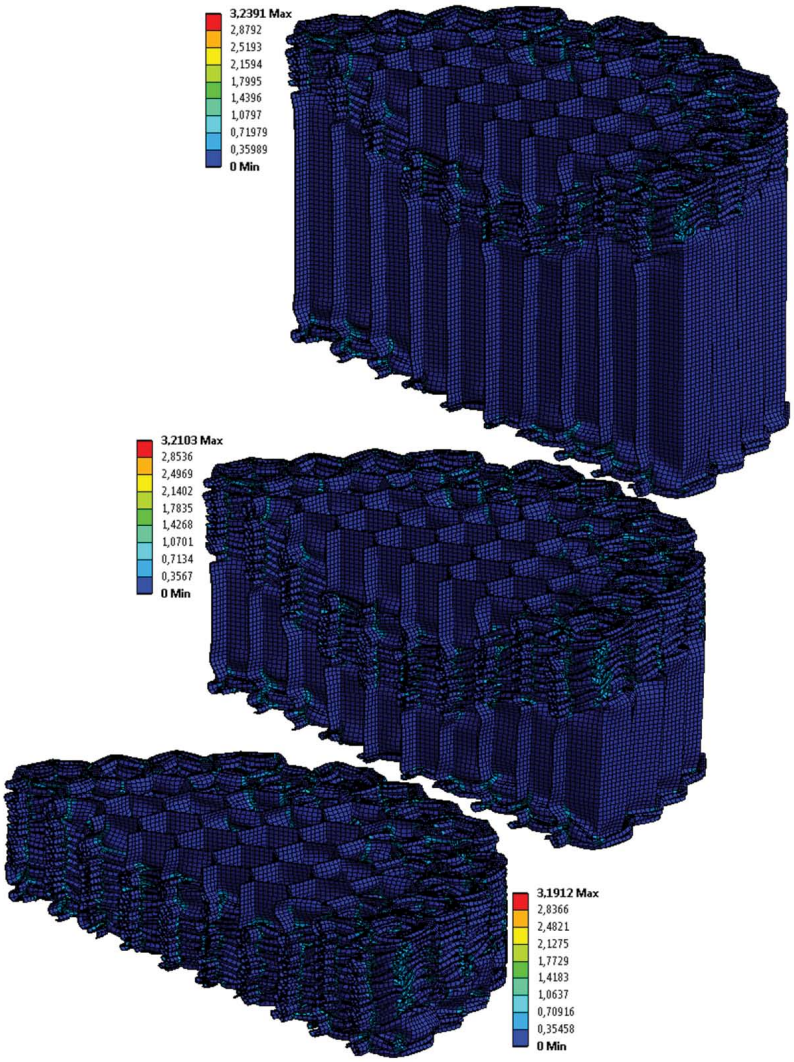


Рис. 2. Процесс деформирования образца сотового элемента, смоделированный средствами МКЭ, относительные деформации, ед.

задач, начиная с квазистатического нагружения и заканчивая быстрыми соударениями тел. При этом использование динамического расчета явным методом требует нахождения компромисса между простотой в использовании и длительностью расчета (явные схемы обычно требуют очень малого шага по времени, что заметно увеличивает продолжительность расчета). Тем не менее во многих случаях использование явных решателей оказывается единственной возможностью для получения решений сложных задач механики деформирования твердого тела.

Отдельным вопросом при выборе ПК КЭМ является проблема импортозамещения, которая особенно остро встала перед РФ после введения ограничений на поставку и техническую поддержку зарубежного ПО в рамках внешнеэкономических санкций. В настоящее время нет возможности достоверно спрогнозировать дальнейшие варианты законных возможностей использования зарубежного инженерного ПО на отечественном рынке: запретят ли продажу технологий, ограничат ли поддержку или просто усложнят процедуры их приобретения и ввоза в РФ. После первой волны санкций были внесены изменения в закон об информации в части реестра отечественного ПО. Теперь для государственных органов и компаний он является приоритетом для закупки по 44-ФЗ. С недавнего времени аналогичный приоритет предоставляется ПО из стран ЕАЭС, однако есть особенности с недостатком ПО в этих списках, чтобы закрыть все потребности российских предприятий.

Еще для государственных органов предусмотрены другие подзаконные акты. Так, по вопросу автоматизации государственного контроля действует Приказ Минкомсвязи России от 03.06.2019 № 252, в котором сказано, что при закупке стороннего лицензионного ПО для реализации программных модулей (плагинов) необходимо отдавать приоритет программному обеспечению российского производства либо программному обеспечению на основе открытых исходных кодов (open-source, лицензия GLU/GPL, Apache License 2.0).

Все вышеперечисленные меры вызваны не только желанием поддержать отечественных разработчиков, но и реакцией на внешнеэкономические санкции, из-за которых иностранные поставщики продают ПО с наложением ограничений на его использование или не продают вовсе. Особенно это касается поставок ПО двойного назначения, к которым относятся практически все инженерные программы конечно-элементного анализа, а также продажи любого ПО предприятиям оборонно-промышленного комплекса России.

Учитывая все приведенные выше данные по особенностям численного моделирования процессов деформирования энергопоглощающих элементов, можно сформулировать следующую систему основных требований к ПК КЭМ:

- наличие встроенного модуля 3D-моделирования (для параметризации геометрии);
- наличие встроенного набора нелинейных моделей материалов;
- способность решения задач с геометрической и физической нелинейностями;
- способность решения контактных задач с автоматическим определением зоны контакта;
- поддержка алгоритмов, реализующих возможность разрушения КЭ; поддержка высокопроизводительных вычислений с распараллеливанием решения задачи на множество ядер;
- наличие явного (explicit) решателя;
- независимость от санкционной политики в отношении РФ.

Анализ зарубежных и отечественных программных комплексов конечно-элементного анализа

В настоящее время на рынке присутствует достаточно большое число зарубежных ПК КЭМ, в той или иной степени подходящих для решения рассматриваемой задачи. Наиболее популярные из них, такие как ANSYS, LS-DYNA, Abaqus FEA и Nastran [23–26], позволяют оценивать параметры практически любых физических процессов, а также имеют обширные встроенные базы конечных элементов и моделей материалов, а также базы данных значений их параметров (для конкретных материалов). Данные ПК КЭМ поддерживают связь со всеми современными CAD-системами и подходят для решения широкого спектра задач механики деформируемого твердого тела с учетом нелинейных свойств материалов, пластичности и контактного взаимодействия, в том числе задач линейной и нелинейной динамики, а также для выполнения различных мультидисциплинарных расчетов. Особенно важно, что все перечисленные зарубежные ПК КЭМ реализуют в том числе и решение динамических задач по явной схеме, имеют функции автоматического поиска контактирующей геометрии, поддерживают функции «рождения и смерти» конечных элементов (моделирование процессов разрушения) и позволяют использовать высокопроизводительные вычисления, в том числе с помощью СКТ. На рисунке 3 представлены примеры задач механики деформируемого твердого тела, реализуемые в зарубежных ПК КЭМ.

Большая часть отечественных ПК КЭМ, таких как ИСПА, CAE Fidesys, «Зенит-95», АРМ WinMachine и др. [27–32], предназначены в первую очередь для проведения расчетов прочности по неявной схеме и не поддерживают моделирование процессов, учитывающих глубокую физическую и геометрическую нелинейность. Единственными исключениями тут являются ПК QForm и «Логос Прочность». Иными словами, уникальность и особенность рассматриваемой задачи полностью ограничивает выбор лишь этими двумя программными продуктами, поскольку все иные отечественные ПК КЭМ не способны производить численное

моделирование глубоко нелинейных задач механики деформирования твердого тела.

ПК QForm – это отечественный программный комплекс для математического моделирования процессов обработки металлов давлением. Реализованные в нем расчетные алгоритмы позволяют при анализе глубокой пластики металлов применять явные и неявные методы расчета, эффективно используя вычислительные мощности современных многоядерных процессоров. Генерация и перестройка конечно-элементной сетки в процессе расчета осуществляются в автоматическом режиме и в большинстве случаев не требуют вмешательства пользователя. QForm поставляется сразу с большой базой данных математических моделей материалов. На рисунке 4 представлены примеры задач механики деформируемого твердого тела, реализуемые в ПК QForm.

Тем не менее в ПК QForm отсутствует возможность моделирования гиперупругих и вязкоупругих тел, т.е. неметаллических материалов. Также не реализовано использование упрощенных балочных и оболочечных конечных элементов. Данные ограничения позволяют использовать данный ПК КЭМ только для некоторых типов СА и лишь для отдельных видов энергопоглощающих элементов.

Существенно меньше ограничений имеет ПК «Логос» – отечественный мультидисциплинарный пакет программ инженерного анализа и суперкомпьютерного моделирования, реализующий МКЭ. В ПК «Логос» реализован отдельный модуль «Логос Прочность», являющийся инструментом для численного решения широкого спектра задач статического и динамического упругопластического деформирования и разрушения конструкций, а также вибрационного анализа и широкополосной случайной вибрации при проектировании высокотехнологичных промышленных изделий. Данный модуль позволяет

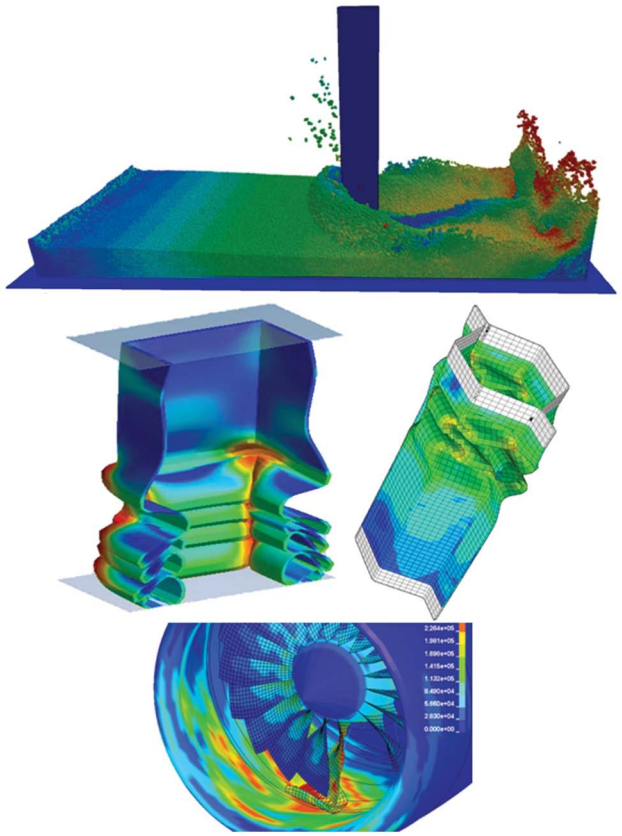


Рис. 3. Примеры задач механики деформируемого твердого тела, решенных в LS-DYNA, ANSYS, Abaqus FEA и Nastran

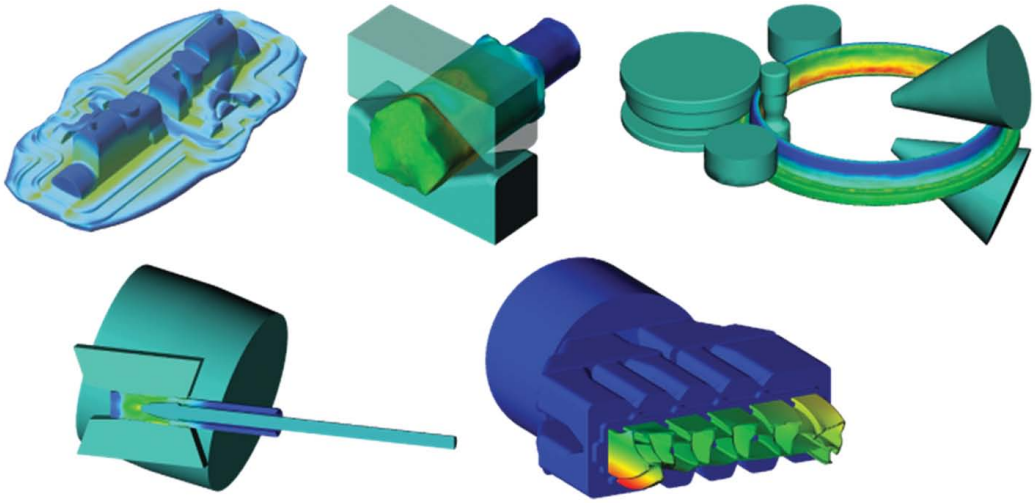


Рис. 4. Примеры решаемых в QForm задач

моделировать нелинейные (с геометрическими и физическими нелинейностями) динамические и ударные процессы с большими упругими и пластическими деформациями, а также разрушением конечных элементов. При этом в базе данных моделей материалов имеются различные упругие, упругопластические, гиперупругие и вязкоупругие модели материалов с широким диапазоном варьируемых свойств. Динамический анализ в «Логос Прочность» допускает неявное и явное интегрирование по времени в 3D- и 2D-постановках (плоская, осесимметричная). Также огромным преимуществом ПК «Логос» является его «заточенность» под высокопроизводительные вычисления на суперкомпьютерах, а лицензия ПК «Логос» не накладывает программных ограничений на использование вычислительных ресурсов.

На рисунке 5 представлены примеры задач механики деформируемого твердого тела, реализуемые в «Логос Прочность».

«Логос Прочность» разрабатывается с учетом требований отечественных предприятий для решения реальных задач в различных отраслях промышленности, включая обычные вооружения, атомную энергетику, авиастроение, транспортное и военное машиностроение и многие другие.

Выбор оптимального инженерного программного обеспечения

С целью выбора оптимального ПК для численного моделирования работы энергопоглощающих элементов авторами были рассмотрены ведущие зарубежные средства инженерного анализа (ANSYS + AUTODYN, LS-DYNA, Abaqus FEA, MD Nastran) и российские (ИСПА, CAE Fidesys, «Зенит-95», АРМ WinMachine, QForm и ПК «Логос»).

Анализ этих ПК проводится с применением научно-методического аппарата для обработки результатов экспертных оценок, разработанного Д. К. Щегловым и опубликованного в работах [21, 22]. В основу предлагаемого научно-методического аппарата положена совокупность методов, применяемых в теории поддержки принятия решений, в том числе «табличный» метод, метод анализа иерархий, метод медианы Кемени, метод несуммируемых весов Демпстера – Шафера.

Задача решается на дереве требований, предъявляемых к ПК для моделирования работы энергопоглощающих элементов.

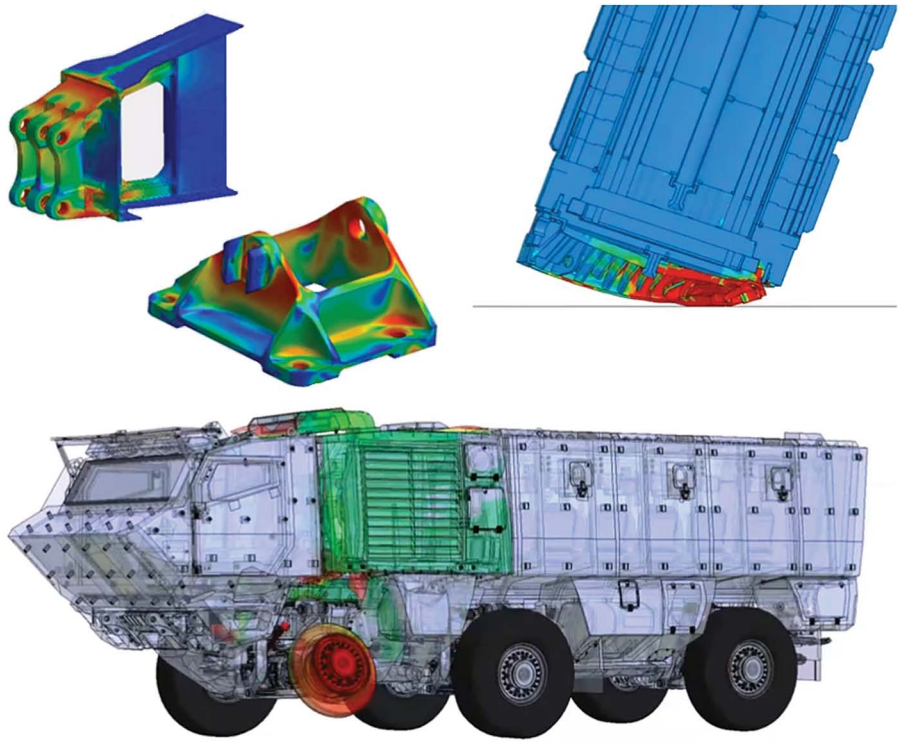


Рис. 5. Примеры решаемых в «Логос Прочность» задач

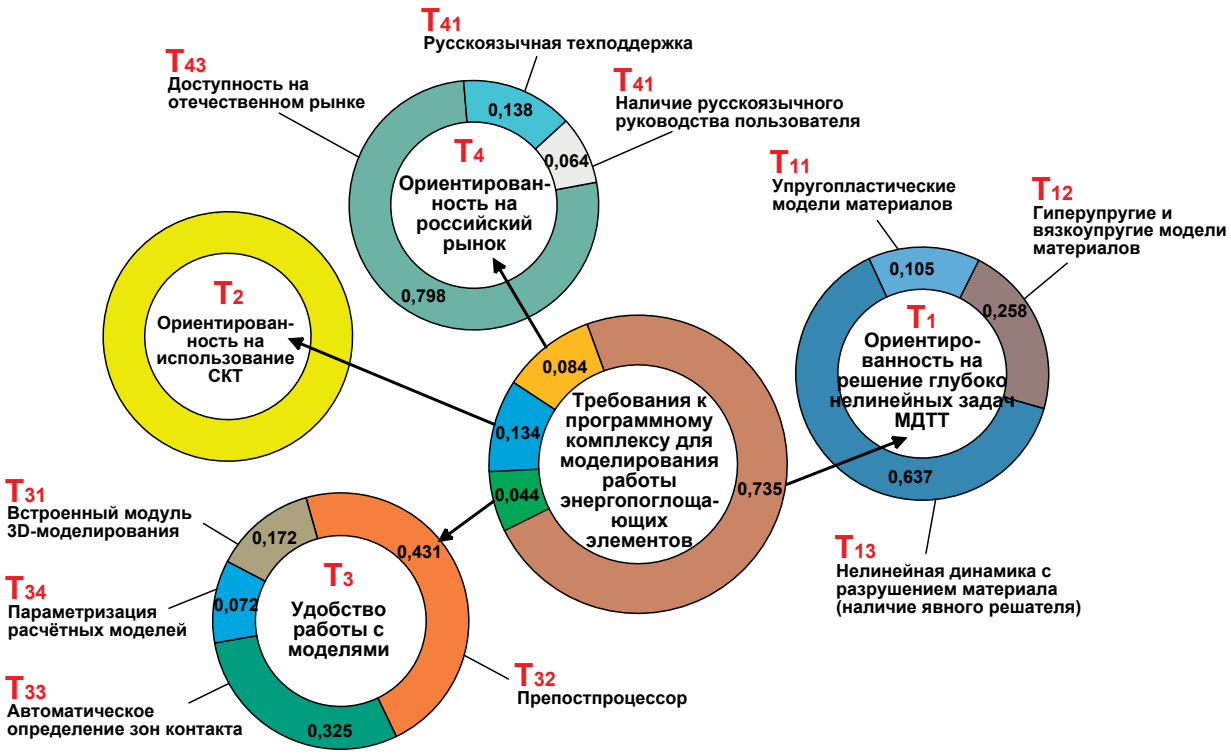


Рис. 6. Система приоритетов требований, предъявляемых к программному комплексу для моделирования работы энергопоглощающих элементов

Графическое представление системы требований и их относительные веса (или приоритет), определенные на основании результатов проведения экспертного опроса, приведены на рисунке 6.

Результаты обработки матриц парных сравнений соответствия альтернативных ПК установленным требованиям приведены в таблице.

Графическое представление результатов анализа альтернативных программных комплексов для моделирования работы энергопоглощающих элементов приведено на рисунке 7.

Как видно из таблицы и рисунка 7, наилучшими в среднем для заданных требований являются ПК LS-DYNA и Abaqus FEA. По альтернативной оценке, лидируют те же ПК, являющиеся наилучшими по нескольким требованиям (критериям оценки), в частности по ориентированности на решение глубоко нелинейных задач МДТТ. Результаты дополнительной оценки свидетельствуют о том, что лидеры рынка не имеют ярко выраженных недостатков по совокупности рассматриваемых требований.

Тем не менее жесткая ценовая политика ANSYS, LS-DYNA, Abaqus FEA и Nastran, а также ряд ограничений на их использование в отдельных отраслях промышленности РФ из-за внешнеэкономических санкций со стороны зарубежных государств дают основание сделать выбор в пользу применения отечественного ПО, что особенно важно по отношению к решаемой задаче. Необходимо отметить в том числе нестабильность и непредсказуемость санкционной политики в отношении РФ, которая делает фактически невозможным прогнозы относительно возможности легального использования иностранного инженерного ПО в будущем, тем более что ряд ограничений на его использование имеет место уже в настоящее время.

Дополнительными преимуществами ПК «Логос» и QForm также являются:

- наличие русскоязычного руководства пользователя и русскоязычной технической поддержки от разработчиков;
- возможность выполнения облачных вычислений с хранением данных на территории РФ.

Кроме того, производители ПК «Логос» нацелены на сотрудничество с предприятиями

Таблица

Результаты экспертного анализа альтернативных программных комплексов для моделирования работы энергопоглощающих элементов

Требования	Приоритет требования	Степень соответствия альтернативных программных комплексов требованиям									
		ANSYS + AUTODYN	LS-DYNA	Abaqus FEA	MD Nastran	ИСПА	CAE Fidesys	«Зенит-95»	APM WinMachine	QForm	ПК «Логос»
T_1	0,735	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
T_{11}	0,105	0,172	0,194	0,172	0,172	0,017	0,017	0,017	0,017	0,112	0,112
T_{12}	0,258	0,150	0,267	0,177	0,159	0,016	0,016	0,016	0,016	0,092	0,092
T_{13}	0,637	0,136	0,271	0,195	0,136	0,016	0,016	0,016	0,016	0,099	0,099
T_2	0,134	0,146	0,146	0,160	0,138	0,029	0,029	0,029	0,029	0,146	0,146
T_3	0,044	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
T_{31}	0,172	0,334	0,023	0,091	0,091	0,035	0,060	0,067	0,067	0,107	0,124
T_{32}	0,431	0,334	0,023	0,091	0,091	0,035	0,060	0,067	0,067	0,107	0,124
T_{33}	0,325	0,139	0,139	0,139	0,139	0,025	0,050	0,050	0,050	0,136	0,136
T_{34}	0,072	0,271	0,054	0,138	0,203	0,019	0,036	0,036	0,036	0,067	0,140
T_4	0,087	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
T_{41}	0,138	0,021	0,021	0,021	0,021	0,138	0,138	0,138	0,138	0,138	0,226
T_{42}	0,064	0,140	0,091	0,087	0,098	0,098	0,098	0,098	0,098	0,098	0,098
T_{43}	0,798	0,029	0,029	0,029	0,029	0,147	0,147	0,147	0,147	0,147	0,147
Итоговые результаты анализа альтернативных программных комплексов											
Суммарная оценка		0,1397	0,2176	0,1674	0,1333	0,0295	0,0305	0,0307	0,0307	0,1093	0,1112
Альтернативная оценка		0,1567	0,2710	0,1950	0,1472	0,0325	0,0325	0,0325	0,0325	0,1093	0,1111
Дополнительная оценка		0,1232	0,2228	0,1664	0,1232	0,0160	0,0160	0,0160	0,0160	0,0962	0,0962

отечественной промышленности и готовы дорабатывать свой ПК непосредственно под нужды крупных потребителей, в том числе и с помощью финансовой поддержки со стороны государства. Такая возможность практически недоступна для иностранного инженерного ПО, но для отечественных ПК в перспективе она может оказаться выигрышной с точки зрения решения конкретных задач.

Для подтверждения и обоснования достоверности результатов выбора ПК было проведено численное моделирование процесса

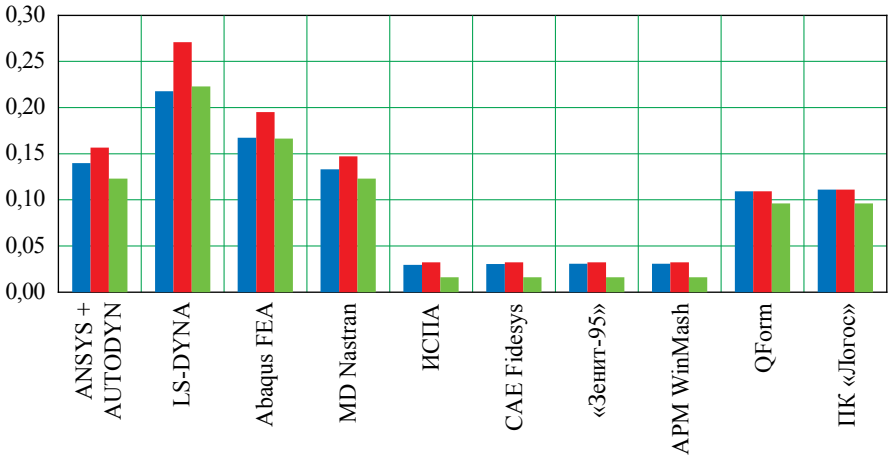
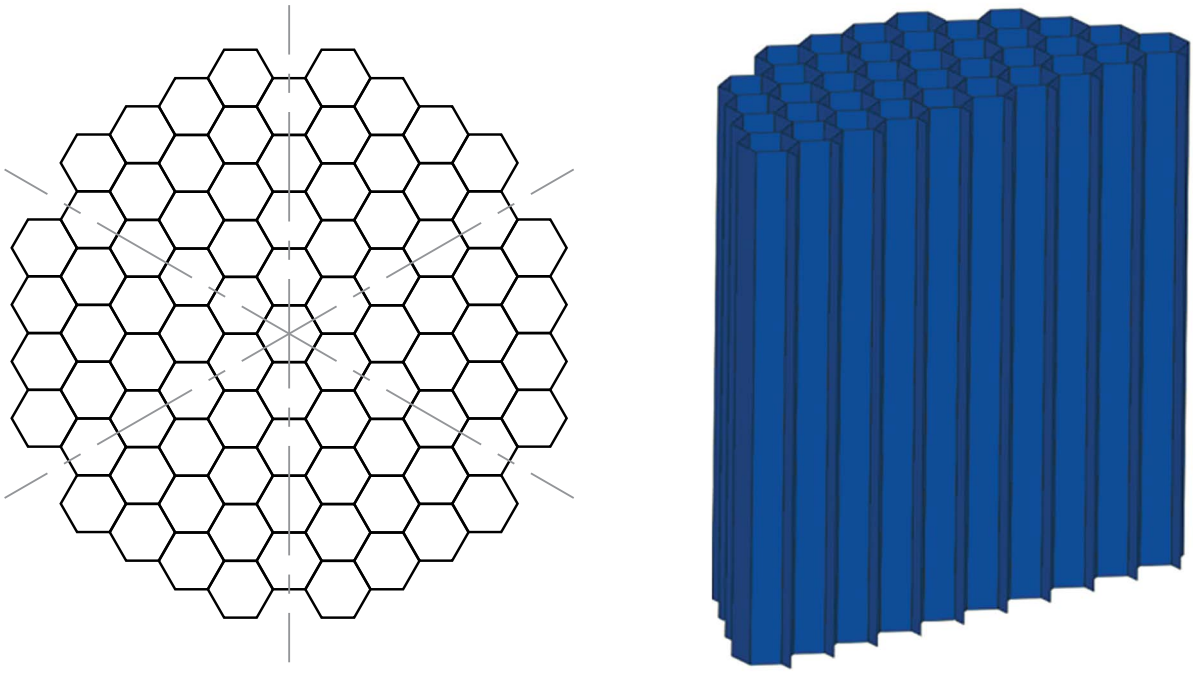


Рис. 7. Результаты анализа альтернативных программных комплексов для моделирования работы энергопоглощающих элементов

– суммарная оценка; – альтернативная оценка; – дополнительная оценка



а б

Рис. 8. Сотовый образец (показана половина геометрии, разделенной по плоскости вертикальной симметрии)

смятия образца сотового элемента в форме цилиндра диаметром d = 46 мм, высотой h = 44 мм и толщиной стенок 0,11 мм в ПК «Ansys» и ПК «Логос Прочность». Конфигурация поперечного сечения и форма сотового образца показаны на рисунке 8.

Полученные в результате численного моделирования в ПК «Ansys» и ПК «Логос Прочность» деформированные формы сотовых образцов показаны на рисунке 9, а расчетные диаграммы «усилие–ход» вместе с экспериментальной диаграммой – на рисунке 10.

Из рисунка 9 видно, что в ПК «Логос Прочность» была смоделирована ровная симметричная структура складок сотового образца, эквивалентная той, что имела место для верифицированного ПК «Ansys», и близкая к реальному эксперименту. Диаграммы «усилие–ход», полученные при расчетах в ПК «Логос Прочность» (см. рисунок 10), с высокой степенью точности соответствуют тем, что были получены на эксперименте и при моделировании аналогичного процесса средствами ПК «Ansys», поэтому можно сделать вывод об их достоверности и возможности дальнейшего применения ПО «Логос Прочность» при решении подобных задач механики.

Выводы

В статье поставлена задача определения параметров системы амортизации и проведен анализ методов решения указанной задачи.

Показано, что наиболее рациональным и универсальным методом решения

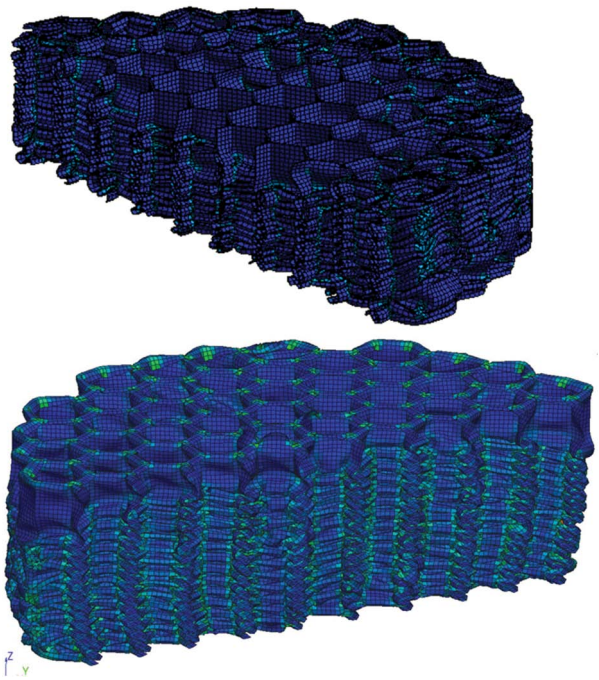
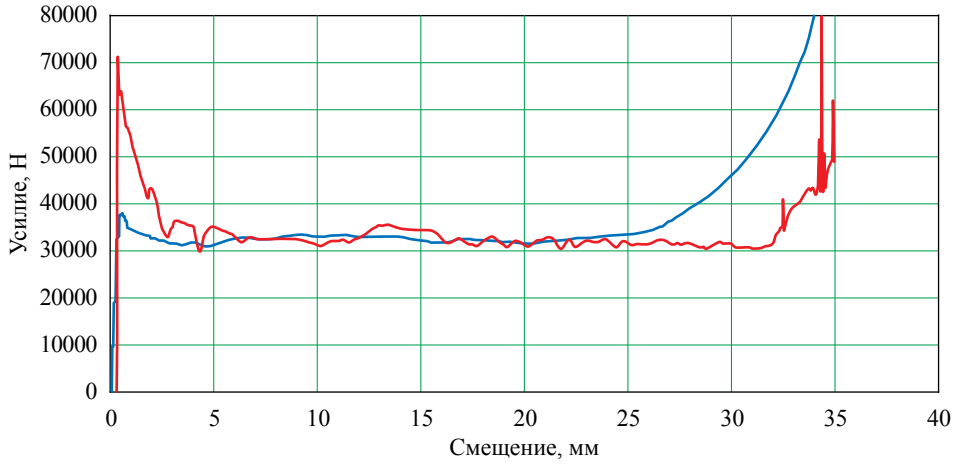
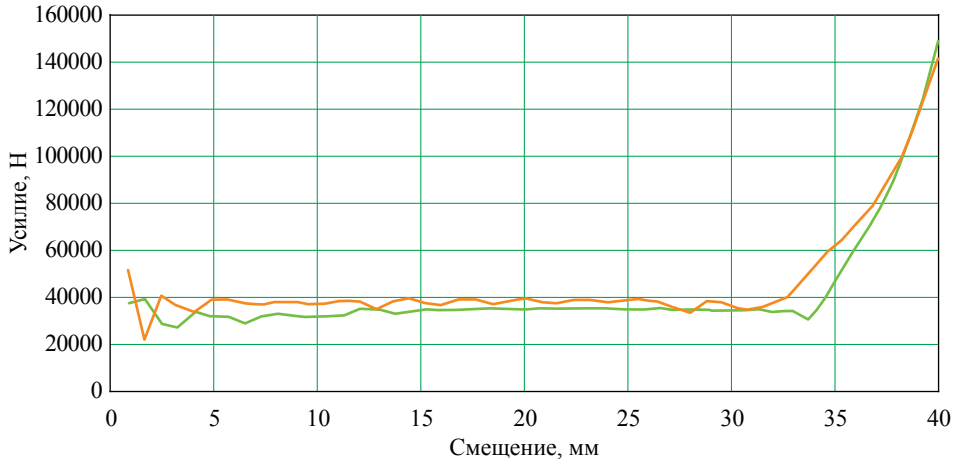


Рис. 9. Формы деформированных сотовых образцов, полученные в ПК «Ansys» (вверху) и ПК «Логос Прочность» (внизу)



а



б

Рис. 10. Формы кривых «усилие–ход» для сотовых образцов, полученные на эксперименте и в ПК «Ansys» (а) и в ПК «Логос Прочность» (б)

– эксперимент; – расчет; – РС №1 (усилие в неподвижной торцевой поверхности для подробной модели); – РС №2 (усилие в неподвижной торцевой поверхности для упрощенной модели)

указанных задач с учетом наличия доступа к высокопроизводительным вычислениям (в т.ч. СКТ) является МКЭ, для реализации которого существует множество программных решений, позволяющих либо встроенными средствами, либо с привлечением сторонних программных продуктов параметризовать решение задачи.

В результате выполненного анализа существующих на рынке ПК конечно-элементного анализа определено, что существует ряд программных комплексов, полностью или частично удовлетворяющих своим функционалом требованиям задач проекта.

В качестве наиболее рационального программного решения для проведения конечно-элементного анализа в рамках дальнейшей работы по проекту выбрано российское ПО:

- «Логос Прочность» – для решения всех классов предполагаемых проектом задач;
- QForm – при необходимости проведения кросс-верификационных расчетов деформирования малогабаритных образцов металлических энергопоглотителей.

Данное ПО выбрано ввиду того, что оно удовлетворяет всем предъявленным требованиям, не накладывает искусственных ограничений на максимально допустимое количество используемых для вычислений ядер, имеет русскоязычное руководство пользователя, русскоязычную техподдержку от разработчиков, а также не зависит от санкционной политики в адрес отдельных отраслей промышленности РФ.

Список литературы

1. Макавеев А. Т., Щеглов Д. К. Постановка нового класса задач теории амортизации применительно к повышению боевой устойчивости атомных подводных лодок / Радионавигация и время № 7 (15). 2021. – С. 53–58.

2. Вибрации в технике: Справочник. В 6-ти т. / Ред. совет: В. Н. Челомей (пред.). – М.: Машиностроение, 1978.

3. Колебания линейных систем / Под ред. В. В. Болотина, 1978. 352 с.

4. Вибрации в технике: Справочник. В 6-ти т. / Ред. совет: В. Н. Челомей (пред.). – М.: Машиностроение, 1979.

5. Колебания нелинейных механических систем / Под ред. И. И. Блехмана, 1979. 351 с.

6. Вибрации в технике: Справочник. В 6-ти т. / Ред. совет: В. Н. Челомей (пред.). – М.: Машиностроение, 1980.

7. Колебания машин, конструкций и их элементов / Под ред. Ф. М. Диментберга и К. С. Колесникова, 1980. 544 с.

8. Вибрации в технике: Справочник. В 6-ти т. / Ред. совет: В. Н. Челомей (пред.). – М.: Машиностроение, 1981.

9. Защита от вибрации и ударов / Под ред. К. В. Фролова, 1981. 456 с.

10. Давыдов В. В., Маттес В. В. Динамические расчеты прочности судовых конструкций, 1974.

11. Прочность, устойчивость, колебания: Справочник в 3-х томах / Под ред. И. А. Биргера и Я. Г. Пановко – М.: Машиностроение, 1968.

12. Филиппов А. П. Колебания деформируемых систем – М.: Машиностроение, 1970. 736 с.

13. ОСТ 92-1312-87 Амортизаторы упруго-пластические для защиты аппаратуры. Конструкция.

14. ОСТ 92-9011-87 Элементы упруго-пластические амортизаторов пластического типа. Методика расчета.

15. ОСТ 92-8715-75 Амортизатор цельнометаллический. Конструкция и размеры.

16. ОСТ 92-8714-75 Амортизатор цельнометаллический. Технические требования.

17. ОСТ 92-8581-74 Элементы стержневые металлоконструкций агрегатов специального назначения. Расчет и конструирование.

18. Власов В. З. Тонкостенные пространственные системы. – М.: Госстройиздат, 1958.

19. Лизин В. Т., Пяткин В.А. Проектирование тонкостенных конструкций. – М.: Машиностроение, 1976. 408 с.

20. Вайнберг Д. В., Вайнберг Е. Д. Пластины, диски, балки-стенки (прочность, устойчивость и колебания). – М.: Госстройиздат, 1959.

21. Щеглов Д. К. Методика выбора PDM-системы для предприятия ракетно-космической отрасли / Инновации. № 5 (151), 2011. – С. 6–13.

22. Щеглов Д. К. Методология выбора корпоративных информационных систем в условиях цифровой трансформации организации оборонно-промышленного комплекса / Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2021. № 4. – С. 7–24.

23. ANSYS Help. Release 17.2 – SAS IP, Inc.

24. Официальный сайт Abaqus FEA. [электронный ресурс]. https://www.caecis.com/simulia/power-of-the-portfolio/abaqus/ (дата обращения 16.11.2021).

25. Официальный сайт MSC-Nastran. [электронный ресурс]. https://www.csoft.ru/catalog/soft/msc-nastran/msc-nastran-2020.html (дата обращения 16.11.2021).

26. LS-dyna. Theory manual. Michigan. LSTC. 2016. 872. p.

27. Официальный сайт ПК «ИСПА». [электронный ресурс]. http://www.ispa-soft.ru/index.htm (дата обращения 16.11.2021).

28. Официальный сайт ПК «CAE Fidesys». [электронный ресурс]. https://cae-fidesys.com/documentation/ (дата обращения 16.11.2021).

29. Официальный сайт ПК «Зенит-95». [электронный ресурс]. https://ntp-dip.ru/ (дата обращения 16.11.2021).

30. Официальный сайт АРМ. [электронный ресурс]. https://apm.ru/apm-winmachine (дата обращения 16.11.2021).

31. Официальный сайт ПО «Qform». [электронный ресурс]. https://www.qform3d.ru (дата обращения 16.11.2021).

32. Официальный сайт ПК «ЛОГОС». [электронный ресурс]. http://logos.vniief.ru/products/strength/ (дата обращения 16.11.2021).

Об авторах

Васильев Александр Владимирович – заместитель генерального директора – генеральный конструктор акционерного общества «Конструкторское бюро специального машиностроения», Санкт-Петербург, Российская Федерация.
Область научных интересов: управление наукоемкими проектами и создание сложных технических систем военного, гражданского и двойного назначения.

Щеглов Дмитрий Константинович – кандидат технических наук, доцент, начальник расчетно-исследовательского отделения акционерного общества «Конструкторское бюро специального машиностроения»; заведующий базовой кафедрой «Средства ВКО и ПВО» федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова», Санкт-Петербург, Российская Федерация.
Область научных интересов: инженерные расчеты, методы проектирования сложных технических систем, системный анализ, промышленная автоматизация, управление проектами, методы и средства цифровой трансформации предприятий высокотехнологичных отраслей промышленности.

Федоров Дмитрий Александрович – кандидат технических наук, начальник расчетно-исследовательской лаборатории динамики и прочности акционерного общества «Конструкторское бюро специального машиностроения», Санкт-Петербург, Российская Федерация.
Область научных интересов: динамика и прочность сложных технических систем военного, гражданского и двойного назначения, математическое моделирование, математические модели материалов, высокоскоростные нелинейные динамические процессы.

Данилов Александр Алексеевич – инженер-конструктор 2 категории расчетно-исследовательского отдела акционерного общества «Конструкторское бюро специального машиностроения», Санкт-Петербург, Российская Федерация.
Область научных интересов: расчетное обоснование сложных технических систем военного, гражданского и двойного назначения, математическое моделирование, нелинейные динамические процессы.

Андронников Григорий Евгеньевич – заместитель начальника конструкторского комплекса – главного конструктора акционерного общества «Конструкторское бюро специального машиностроения», Санкт-Петербург, Российская Федерация.
Область научных интересов: расчетное обоснование сложных технических систем военного, гражданского и двойного назначения.

Choosing optimal software for numerical modelling of the behaviour of energy-absorbing elements as part of advanced shock-absorbing systems as part of special facilities for the purpose of import substitution of engineering analysis software tools

Vasilyev A.V.[1], Shcheglov D.K.[1,2], Fedorov D. A.[1], Danilov A. A.[1], Andronnikov G. E.[1]

[1] *JSC "Design Bureau of Special Machine Building", Saint-Petersburg, Russia*

[2] *Federal State Budget Educational Institution of Higher Education D. F. Ustinov Baltic State Technical University "VOENMEH", Saint-Petersburg, Russia*

The article formulates and formalizes the problem of parametrization, geometry and arrangement of individual components of a shock-absorbing system. The problem-solving methods are considered. The authors have made a conclusion regarding the feasibility of application of finite-element modelling tools. The paper presents the results of the analysis of possibilities provided by software tools for solving nonlinear problems of deep-seated nonlinear deformation of material, based on finite-element analysis methods. The authors explain why they choose and apply the software developed in Russia for numerical modelling of the behaviour of energy-absorbing elements.

Keywords: energy absorber, shock-absorbing system, engineering design software, finite-element analysis, mathematical modelling, computation intensive tasks.

Information about the authors

Vasilyev Aleksandr Vladimirovich – Deputy General Director, Chief Designer, JSC "Design Bureau of Special Machine Building", Saint-Petersburg, Russian Federation.
Science research interests: high-tech project management and development of military, non-military and dual-purpose complex technical systems.

Shcheglov Dmitry Konstantinovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Head of Computation and Research Department, JSC "Design Bureau of Special Machine-Building"; Head of the Base Department "Aerospace Defence and Air Defence Technologies", Federal State Budget Educational Institution of Higher Education D. F. Ustinov Baltic State Technical University "VOENMEH", Saint-Petersburg, Russian Federation.
Science research interests: engineering calculations, methods for designing complex engineering systems, system analysis, industrial automation, project management, methods and means of digital transformation of enterprises in high-tech industries.

Fedorov Dmitry Aleksandrovich – Candidate of Engineering Sciences, Head of Dynamics and Strength Research Laboratory, JSC "Design Bureau of Special Machine Building", Saint-Petersburg, Russian Federation.
Science research interests: dynamics and strength of military, non-military and dual-purpose complex technical systems, mathematical modelling, mathematical models of materials, high-speed nonlinear dynamic processes.

Andronnikiov Grigory Evgenyevich – Deputy Head of Design Complex – Deputy Chief Designer, JSC "Design Bureau of Special Machine Building", Saint-Petersburg, Russian Federation.
Science research interests: feasibility study of military, non-military and dual-purpose complex technical systems.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-22-31
УДК 621.391.96

Сравнительный анализ способов объединения каналов многоканального согласованного фильтра

К. А. Елагина

Акционерное общество «НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод имени Коминтерна», Новосибирск, Российская Федерация

В статье на примере сигналов с нелинейной частотной модуляцией и с шумовой модуляцией фазы, чувствительных к смещению по частоте Доплера, внутрипериодная обработка которых для уменьшения потерь требует многоканального по данному параметру построения, проведен сравнительный анализ способов объединения доплеровских каналов фильтра сжатия при различном разносе по дальности и радиальной скорости разрешаемых целей. Результаты имитационного моделирования показали, что для сигналов с рассмотренными законами внутриимпульсной модуляции более эффективно применение разных способов объединения каналов.

Ключевые слова: многоканальный согласованный фильтр, нелинейная частотная модуляция, шумовая модуляция фазы, объединение каналов, расширение сигнала

Для цитирования: Елагина К.А. Сравнительный анализ способов объединения каналов многоканального согласованного фильтра // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 22–31. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-22-31

For citation: Elagina K.A. A comparative analysis of methods for multiplexing of the multi-channel matched filter // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 3. P. 22–31. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-22-31

Поступила 28.10.2021 *Отрецензирована* 20.11.2021 *Одобрена* 18.04.2022 *Опубликована* 24.06.2022

Введение

Для обнаружителей сигналов от целей, движущихся с неизвестной радиальной скоростью, характеризующихся значительной чувствительностью к смещению по частоте Доплера, для уменьшения потерь при осуществлении внутрипериодной обработки необходимо применение многоканального по доплеровской частоте согласованного фильтра (МСФ). Объединение каналов для формирования предпороговой статистики обычно осуществляют с помощью выбора максимального сигнала. В случае постпорогового объединения каналов выходные сигналы пороговых устройств объединяют операцией логического «ИЛИ».

Для сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), для которых обеспечивается практически полная инвариантность согласованного фильтра по отношению к доплеровскому смещению частоты входного сигнала, традиционно используется одноканальный по доплеровской частоте (радиальной скорости) фильтр сжатия, настроенный, как правило, на нулевую радиальную скорость, объединение каналов в этом случае не требуется. При применении же для обнаружения целей, движущихся в широком диапазоне радиальных скоростей, сигналов, чувствительных к смещению по частоте Доплера (например, сигналов с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ) или с шумовой модуляцией (ШМ) фазы), актуальный вопрос объединения каналов фильтра сжатия нельзя обойти стороной.

Если не использовать дополнительных мер защиты, в частности для сигналов с НЧМ, при обычном объединении в каждой дискрете

© Елагина К. А., 2022

дальности (элементе разрешения по дальности) каналов МСФ схемой максимального отбора будет иметь место нежелательное расширение результирующего сигнала и наличие ложных боковых лепестков (БЛ), фактически являющихся максимальными сигналами с других каналов МСФ, которые могут быть приняты за ложные цели.

В целом вопрос защиты от нежелательного расширения сигнала с образованием ложных БЛ при объединении каналов актуален не только для МСФ, он также имеет место и для других многоканальных устройств. Примером могут служить многоканальные устройства компенсации миграции целей, для которых защиту от расширения сигнала и ложных БЛ нужно организовать не только для чувствительных к доплеровскому смещению НЧМ сигналов [1], но и для сигналов с ЛЧМ [2]. Автором на примере компенсатора миграции сигналов целей, встроенного и вынесенного за пределы фильтра сжатия [1, 2], был рассмотрен способ объединения его каналов с защитой от расширения сигнала, эффективность которого при различном разносе по дальности и радиальной скорости разрешаемых целей предлагается уточнить на случай МСФ без компенсации миграции при применении чувствительных к доплеровскому смещению сигналов с НЧМ и ШМ фазы. В целом анализ, проведенный в настоящей статье, дополняет статьи [1, 2] в части исследования эффективности объединения каналов МСФ при применении зондирующих сигналов с разными законами внутриимпульсной модуляции.

Целью работы является проведение сравнительного анализа и выбор наиболее эффективного способа объединения каналов МСФ для НЧМ сигналов и сигналов с ШМ фазы в условиях как одиночных сигналов, так и сигналов, отраженных от близкорасположенных по дальности целей, движущихся с разными радиальными скоростями.

Способы объединения каналов МСФ

Далее для простоты рассмотрим случай одноимпульсного зондирования. В случае обработки пачки импульсов для уменьшения потерь в обнаружении доплеровские каналы МСФ объединяются после межпериодной обработки.

При объединении каналов МСФ традиционным способом схемой выбора максимума выбирается тот канал, в котором амплитуда сигнала в текущей t-й дискрете дальности максимальна:

$$y_t = \max_k \{|x_{tk}|\}, \quad k = 1...M, \qquad (1)$$

где $|x_{tk}|$ – амплитуда сигнала на выходе k-го канала МСФ в t-й дискрете дальности, M – оптимальное число каналов МСФ для обеспечения низкого и равномерного уровня боковых лепестков (УБЛ) сжатого сигнала во всем диапазоне частот Доплера при допустимых потерях в провалах амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) МСФ.

Способ объединения каналов МСФ с защитой от расширения результирующего сигнала [1–2] имеет вид:

$$y_t = |x_{tK}|$$
$$K = k, \ \max_k \left\{ \max_l \{|x_{lk}|\} \right\} = \max_l \{|x_{lk}|\}, \qquad (2)$$
$$l = t - N_w ... t + N_w, \ k = 1...M.$$

Согласно (2), при объединении каналов МСФ на выход в t-й дискрете дальности выдается амплитуда сигнала с оптимального канала МСФ. Под оптимальным каналом понимается K-й канал МСФ с максимальной в двумерном скользящем по дальности окне амплитудой сигнала. Размер окна $t - N_w ... t + N_w$ по одной координате соответствует максимальному смещению пика функции неопределенности сигнала (корреляционного пика) по оси времени (дальности) при изменении доплеровской частоты с учетом ее обоих знаков, по второй – числу каналов МСФ. Число отсчетов N_w должно перекрывать диапазон смещений корреляционных пиков по дальности во всех каналах МСФ.

Способ объединения каналов МСФ (2) актуален как для узкополосных, так и широкополосных сигналов (ШПС), основное отличие заключается в размере скользящего по дальности окна N_w, зависящего от конкретных параметров сигнала и максимальной радиальной скорости обнаруживаемой цели, а также в необходимости

дополнительного применения некогерентного накопления огибающих сигналов по дальности для ШПС. Далее для простоты будем считать, что ШПС отражен от одной блестящей точки цели.

По результатам проведенных автором расчетов, смещение корреляционного пика (в дискретах дальности с учетом округления) для НЧМ сигнала [1] с частотой Доплера F_d превышает $[f_d \times T \times F_d / W]$ почти в два раза, поэтому далее для определенности максимальное смещение корреляционного пика по дальности N_w примем равным $2 \times [f_d \times T \times F_d^{MAX} / W]$, T – длительность сигнала, F_d^{MAX} – максимальное значение частоты Доплера, f_d – частота дискретизации, W – ширина спектра, квадратными скобками обозначена операция округления. Смещение пика огибающей отклика СФ ЛЧМ сигнала при доплеровском сдвиге входного сигнала равно $[f_d \times T \times F_d / W]$ [3].

Структурная схема части тракта обнаружителя сигнала с НЧМ и ШМ, отраженного от точечного отражателя, движущегося с неизвестной радиальной скоростью, с устройством выбора максимума без защиты и с защитой от расширения сигнала приведена на рисунке 1. Схема стабилизации уровня ложной тревоги (СУЛТ) по шумам и пороговое устройство (ПУ) не представлены на рисунке 1.

Результаты моделирования

Далее в качестве примера зондирующего сигнала использовался НЧМ сигнал, рассмотренный в [1]. Фаза НЧМ сигнала, отраженного от движущегося объекта, имеет вид:

$$\varphi(t) = \frac{W}{T \times k_2} \times \left(\frac{t^2 \times k_2 \times \pi - t \times T \times k_2 \times \pi}{1 + 2 \times k_1 \times \mathrm{tg}(0{,}5 \times k_2 \times \pi)} \right) + \frac{W}{T \times k_2} \times$$
$$\times \left(\frac{k_1 \times T^2 \times \ln\left(1 + \mathrm{tg}\left(0{,}5 \times k_2 \times \pi \times \frac{(-2 \times t + T)^2}{T} \right) \right)}{1 + 2 \times k_1 \times \mathrm{tg}(0{,}5 \times k_2 \times \pi)} \right) \pm$$
$$\pm 2 \times \pi \times F_d \times t, \quad 0 \le t \le T$$

где F_d – частота Доплера, k_1, k_2 – коэффициенты нелинейности ЧМ.

Оптимальные значения k_1, k_2 были получены методом перебора по критерию минимума УБЛ при равенстве ширины главных лепестков (ГЛ) сжатых НЧМ сигнала и ЛЧМ сигнала с ВО (по Хэммингу с относительным пьедесталом 0,08).

Параметры зондирующего сигнала: длительность T – 80 мкс, ширина спектра W – 2,5 МГц, частота дискретизации f_d – 9 МГц, частота Доплера F_d – 12 кГц (радиальная скорость – 600 м/с). Каналы МСФ были равномерно распределены в широком диапазоне частот Доплера –160…160 кГц (для несущей частоты 3 ГГц, радиальных скоростей целей –8000…8000 м/с).

На рисунках 2, 3 приведены огибающие сигналов в каналах МСФ и результат их объединения согласно (1) соответственно. На рисунке 2 для наглядности показано только 9 каналов МСФ, на рисунке 3 – для 9, 17, 33 каналов. В легенде рисунков в скобках указаны номера формул способов объединения каналов МСФ.

Из рисунков 2, 3 видно, что в МСФ без дополнительной защиты огибающая результирующего сигнала фактически описывает

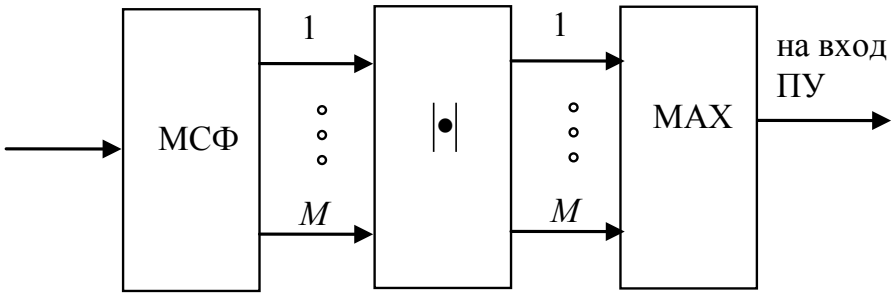


Рис. 1. Структурная схема обнаружителя с МСФ:
МСФ – многоканальный согласованный фильтр, MAX – устройство выбора максимума без защиты и с защитой от расширения сигнала согласно (1)–(2)

огибающие сигналов в каждом канале МСФ по отдельности, поскольку в каждой дискрете дальности происходит переключение между каналами схемой выбора максимума.

Эффективность способа (2) иллюстрируется на рисунке 4, на котором показаны огибающие сигналов на выходе МСФ после объединения каналов схемой выбора максимума без защиты от расширения сигнала (1) и с защитой от него (2). Для обеспечения низкого УБЛ во всем диапазоне частот Доплера при допустимых средних потерях в провалах АЧХ МСФ (не более 0,5 дБ) использовалось 33 доплеровских канала.

Для более полной проверки эффективности способов объединения каналов МСФ была оценена ширина ГЛ (в дискретах, по уровню –3 дБ и –15 дБ) сжатого НЧМ сигнала с ранее рассмотренными параметрами после объединения 33 каналов МСФ в соответствии с (1) и (2). Полученная зависимость ширины ГЛ от доплеровского смещения входного сигнала в диапазоне –160…160 кГц (с шагом 1 кГц (50 м/с)) приведена на рисунке 5.

Из рисунка 5 видно, что для способа (2) во всем диапазоне частот Доплера обеспечивается практически постоянная ширина ГЛ сжатого сигнала, эффект его расширения после объединения каналов МСФ устраняется.

При видимой эффективности у способа (2) имеется недостаток, заключающийся в потерях при обнаружении слабого сигнала

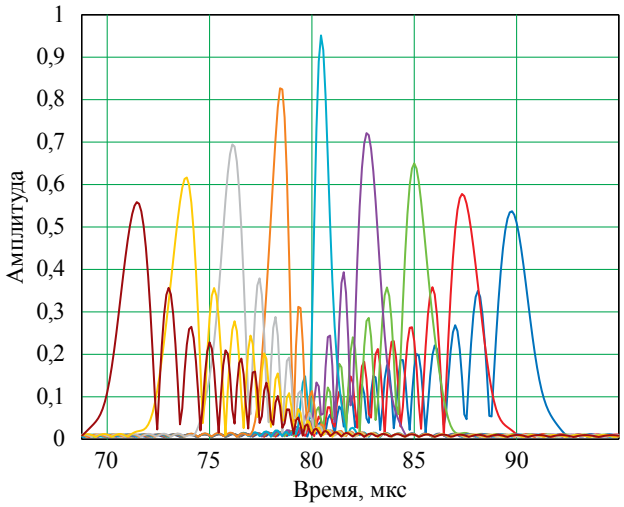


Рис. 2. Огибающая сигнала
– 1 канал; – 2 канал; – 3 канал; – 4 канал; – 5 канал; – 6 канал; – 7 канал; – 8 канал; – 9 канал

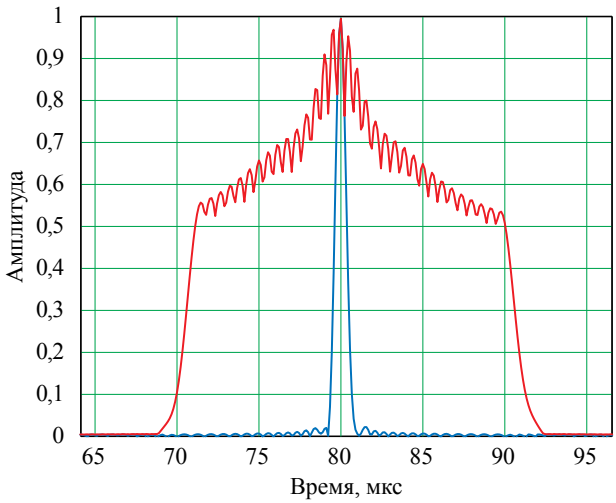


Рис. 4. Огибающая сигнала
– (2); – (1)

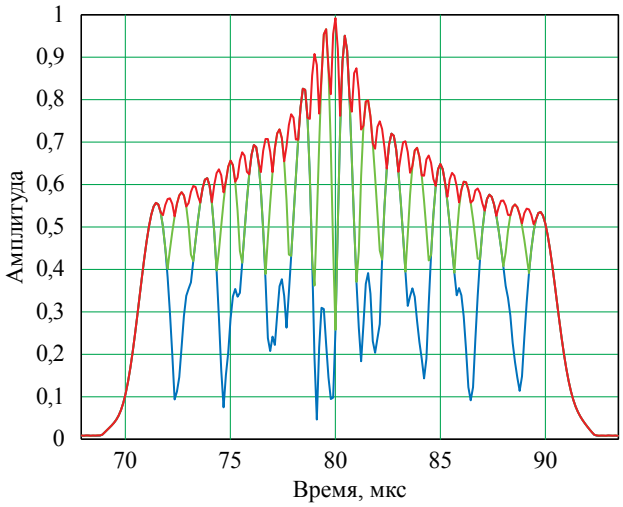


Рис. 3. Огибающая сигнала
– (1) МСФ (9 каналов); – (1) МСФ (17 каналов); – (1) МСФ (33 канала)

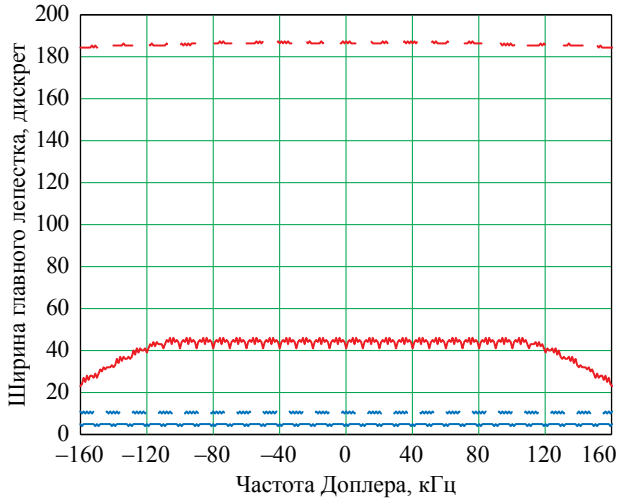


Рис. 5. Зависимость ширины ГЛ от частоты Доплера
– (1) (–3 дБ); – (1) (–15 дБ); – (2) (–3 дБ); – (2) (–15 дБ)

от одной из нескольких близкорасположенных по дальности целей, движущихся с разными радиальными скоростями. При большем разнесении сигналов по дальности такое влияние устраняется. Для иллюстрации обоих случаев при различном разнесении сигналов на 46 и 107 дискрет (N_w – 92 дискреты) на рисунках 6, 7 приведен пример огибающих сигналов после сжатия и объединения 33 доплеровских каналов МСФ для случая перекрывающихся во времени НЧМ сигналов, отраженных от близкорасположенных по дальности целей, движущихся с разными радиальными скоростями (12 и 60 кГц). Для простоты расчеты приведены для двух сигналов одинаковой амплитуды и без учета шума. При равенстве амплитуд сигналов максимальным сигналом будет тот, который в наибольшей степени согласован с одним из доплеровских каналов МСФ.

Из рисунков 6, 7 видно, что при разнесении входных сигналов на 46 дискрет в результате обработки в несогласованном канале МСФ (являющимся оптимальным для сигнала от второй цели) сигнал от первой цели для (2) существенно ослаблен и искажен, при разнесении сигналов на 107 дискрет данный эффект устраняется. Для случая близкорасположенных по дальности целей с близкими значениями радиальных скоростей для (2) при обеспечении защиты от расширения сигнала потери в обнаружении из-за рассогласования доплеровских частот оптимального канала МСФ и входного сигнала будут минимизированы.

Для более полного анализа эффективности обнаружителя (рисунок 1) сигнала, отраженного от точечной цели, движущейся с неизвестной радиальной скоростью, и МСФ НЧМ сигнала с 33 каналами были построены характеристики обнаружения и оценены пороговые отношения «сигнал/шум», соответствующие вероятности правильного обнаружения, равной 0,5. Рассмотрены случаи нефлуктуирующего (модель Сверлинг 0) и флуктуирующего по Сверлингу сигнала (модели Сверлинг 1 – Сверлинг 4). На рисунках 8, 9 для случая одноимпульсного зондирования и способов объединения каналов МСФ (1)–(2) приведены полученные по результатам имитационного моделирования характеристики обнаружения (частота Доплера входного сигнала – 0 Гц) и зависимости пороговых отношений «сигнал/шум», усредненных во всем диапазоне радиальных скоростей целей, от номера модели флуктуаций сигналов соответственно. Вероятность ложной тревоги (ВЛТ) по шумам для примера на рисунке 8 равнялась 10^{-6}, для примера на рисунке 9 – 10^{-6}… 10^{-4}, число повторений эксперимента для построения характеристик обнаружения, с которых потом считывались пороговые отношения «сигнал/шум», равнялось 10^3. Также на рисунке 8 для сравнения приведены результаты для одноканального фильтра сжатия.

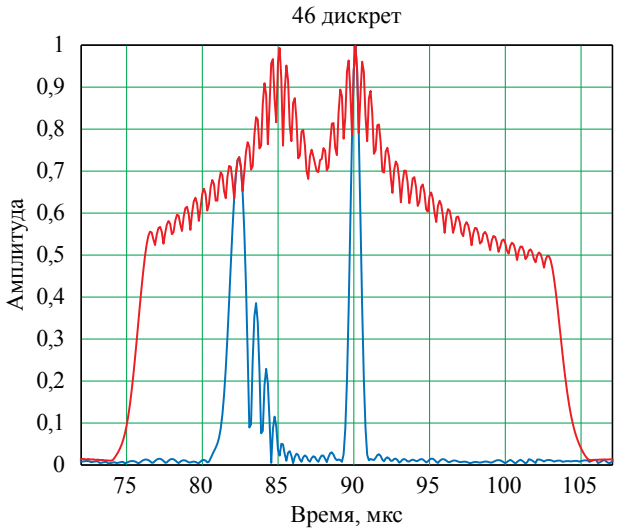


Рис. 6. Огибающая сигнала
– (2); – (1)

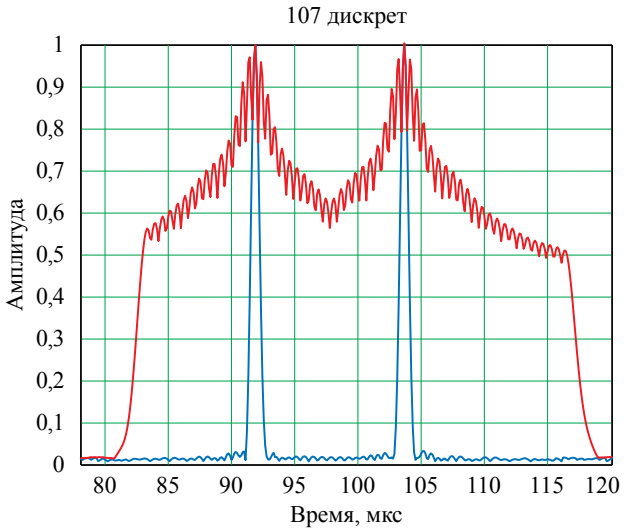


Рис. 7. Огибающая сигнала
– (2); – (1)

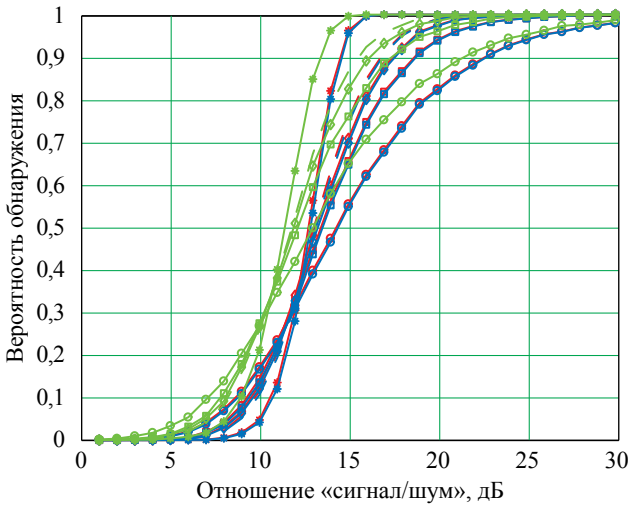


Рис. 8. Характеристики обнаружения
– СФ: Сверлинг 0; – СФ: Сверлинг 1; – СФ: Сверлинг 2; – СФ: Сверлинг 3; – СФ: Сверлинг 4; – МСФ: Сверлинг 0 (1); – МСФ: Сверлинг 1 (1); – МСФ: Сверлинг 2 (1); – МСФ: Сверлинг 3 (1); – МСФ: Сверлинг 4 (1); – МСФ: Сверлинг 0 (2); – МСФ: Сверлинг 1 (2); – МСФ: Сверлинг 2 (2); – МСФ: Сверлинг 3 (2); – МСФ: Сверлинг 4 (2)

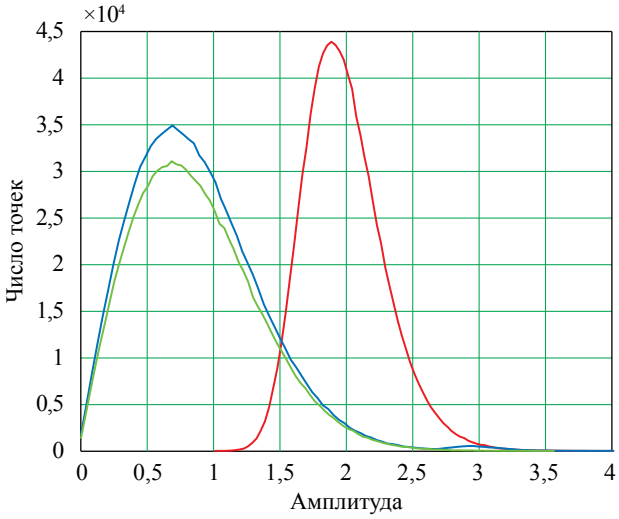


Рис. 10. Гистограммы распределения решающей статистики
– МСФ и (1); – МСФ и (2); – СФ

Из анализа рисунков 8, 9 следует, что потери алгоритма обнаружения со способом объединения каналов МСФ (2) по сравнению с (1) для любой модели флуктуаций сигнала не превышают ~ 0,1…0,2 дБ, при этом имеет место защита результирующего сигнала от расширения. Небольшое увеличение порогового отношения «сигнал/шум» при объединении каналов МСФ согласно (2) вместо (1) обусловлено необходимостью увеличения

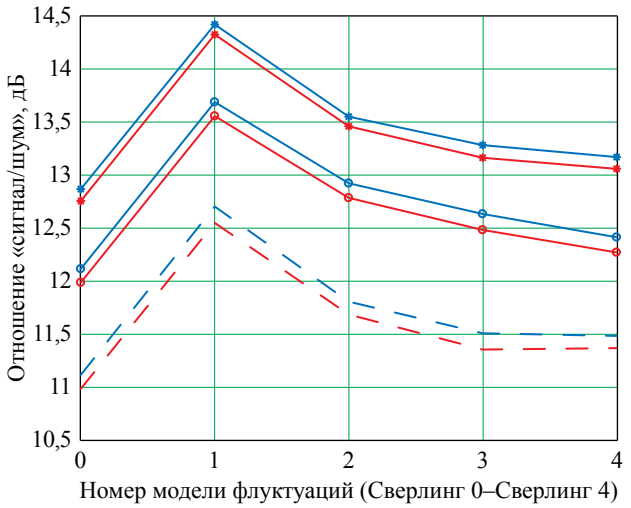


Рис. 9. Зависимость порогового отношения «сигнал/шум» от номера модели флуктуаций
– 1e–6: (1); – 1e–5: (1); – 1e–4: (1)
– 1e–6: (2); – 1e–5: (2); – 1e–4: (2);

амплитудного порога обнаружения по шумам для обеспечения номинальной ВЛТ. Потери обнаружителя с МСФ НЧМ сигнала с рассмотренными параметрами относительно одноканального СФ в виде увеличения порогового отношения «сигнал/шум» (~ 1 дБ) являются «платой» за возможность обнаружения сигналов от целей в широком диапазоне их радиальных скоростей.

На рисунке 10 для иллюстрации причин увеличения порогового отношения «сигнал/шум» приведен пример гистограмм распределений выходных сигналов одноканального фильтра сжатия и 33-канального МСФ с объединением каналов согласно (1) и (2) соответственно после вычисления огибающих (амплитуд) в условиях шума. Число повторений эксперимента для построения гистограмм равнялось 10^6.

Из рисунка 10 видно, что гистограммы для СФ с разным числом каналов и разными способами их объединения имеют разную форму и значения мод. Так, для способа объединения каналов МСФ (1) выбор в каждой дискрете дальности максимальной со всех каналов МСФ амплитуды сигнала приводит к смещению моды гистограммы в сторону больших значений амплитуд сигналов. Напротив, для способа объединения каналов МСФ (2) в каждой дискрете дальности в качестве оптимального канала выбирается канал

с максимальной в двумерном скользящем по дальности окне амплитудой сигнала. В результате после объединения каналов амплитуда сигнала представлена группами отсчетов огибающей сигнала только с одного из каналов МСФ (оптимального для соответствующих дискрет дальности), поэтому мода гистограммы в этом случае соответствует меньшим значениям амплитуд сигналов. «Хвосты» гистограмм для МСФ и (1)–(2) по сравнению с одноканальным СФ более затянуты. ВЛТ определяется интегралом от закона распределения решающей статистики в условиях шума с нижним и верхним пределами интегрирования, равными амплитудному порогу обнаружения и бесконечности соответственно. Поэтому для поддержания одинакового номинального значения ВЛТ порог обнаружения для способов объединения каналов МСФ (1)–(2) при затянутом характере «хвостов» гистограмм по сравнению с одноканальным СФ должен быть увеличен, что при анализе характеристик обнаружителя с МСФ приведет к увеличению порогового отношения «сигнал/шум».

Другим сигналом, обладающим еще большей чувствительностью к смещению по частоте Доплера, является шумоподобный сигнал, в качестве которого можно использовать как сигнал с шумовой модуляцией (ШМ) фазы [4], так и сигнал с фазовой манипуляцией М-последовательностями [5].

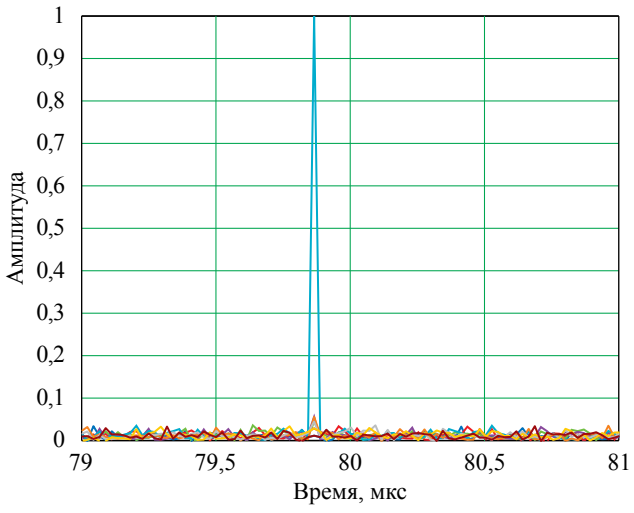


Рис. 11. Огибающая сигнала
– 1 канал: –160 кГц; – 2 канал: –120 кГц; – 3 канал: –80 кГц; – 4 канал: –40 кГц; – 5 канал: 0 кГц; – 6 канал: 40 кГц; – 7 канал: 80 кГц; – 8 канал: 120 кГц; – 9 канал: 160 кГц

Далее для определенности в качестве зондирующего сигнала использовался сигнал с ШМ фазы [4]. Сигнал с ШМ фазы на стороне приемника имеет вид:

$$s_k = e^{j(2\times\pi\times r_k \pm 2\times\pi\times F_d\times t_k}, \; k = 1...N_s,$$

где r_k – случайные числа с равномерным распределением на отрезке [0, 1], t_k – дискретные значения переменной времени, N_s – число отсчетов сигнала.

Следует отметить, что практически интересным случаем является ШМ сигнал с относительно большим значением базы B, для которого обеспечивается низкий интегральный уровень боковых лепестков (УБЛ) по дальности ($\sim 1/\sqrt{B}$), близкий к УБЛ взвешенного по Хэммингу ЛЧМ сигнала. Большая чувствительность сигналов с ШМ фазы к смещению по частоте Доплера определяет необходимость применения по сравнению с НЧМ сигналами большего числа доплеровских каналов МСФ.

На рисунке 11 приведены огибающие сигналов в каналах МСФ ШМ сигнала (длительность T – 80 мкс, ширина спектра W – 50 МГц). Для наглядности приведено 9 каналов МСФ, частота Доплера – 0 Гц.

Из рисунка 11 видно, что только в единственном канале наблюдается глобальный корреляционный максимум, в остальных каналах МСФ, несогласованных с принятым сигналом, корреляционные пики имеют существенно меньшие уровни, при этом смещения корреляционных пиков отсутствуют. Главный лепесток сжатого ШМ сигнала при дискретизации по Найквисту фактически представлен одним отсчетом. Данные результаты позволяют отказаться от окна анализа $-N_w \ldots N_w$ и объединять каналы МСФ в соответствии с (1).

На рисунках 12, 13 приведен пример огибающих сигналов после согласованной фильтрации и объединения доплеровских каналов МСФ согласно (1) и (2) для случая перекрывающихся во времени сигналов с ШМ фазы, отраженных от близкорасположенных по дальности целей, движущихся с разными радиальными скоростями (частоты

Доплера – 12 и 60 кГц). Для определенности размер окна анализа N_w в (2) соответствовал случаю с НЧМ. Для обеспечения равномерного низкого УБЛ и допустимых потерь в провалах АЧХ МСФ ШМ сигнала менее 0,5 дБ в диапазоне частот Доплера –160…160 кГц число каналов равнялось 65. Рассмотрены варианты разного разнесения сигналов на 17 и 39 дискрет, N_w – 26 дискрет.

Из рисунков 12, 13 видно, что при объединении каналов МСФ способом (1) можно избежать потерь при наблюдении сигналов от близкорасположенных целей, движущихся с разными радиальными скоростями, при этом имеет место незначительный рост УБЛ по дальности, для способа (2) при большем разнесении сигналов потери также устраняются (аналогично примеру с НЧМ). Расширение ГЛ сигнала после объединения каналов отсутствует в обоих случаях, в то время как для случая НЧМ сигнала и (1) будет иметь место существенное расширение сигнала (рисунки 6, 7).

На рисунках 14, 15 для рассмотренного широкополосного ШМ сигнала оценены максимальный и средний УБЛ по дальности.

Из рисунков 14, 15 видно, что при объединении каналов МСФ ШМ сигнала согласно (1) имеет место незначительный рост среднего УБЛ по дальности (для рассмотренного сигнала в среднем на 4 дБ выше, чем при применении способа (2)), максимальный УБЛ практически одинаков.

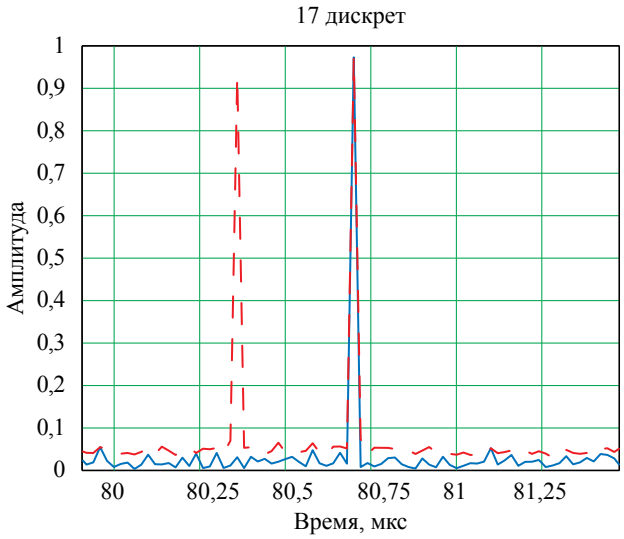


Рис. 12. Огибающая сигнала
— – (2); — – (1)

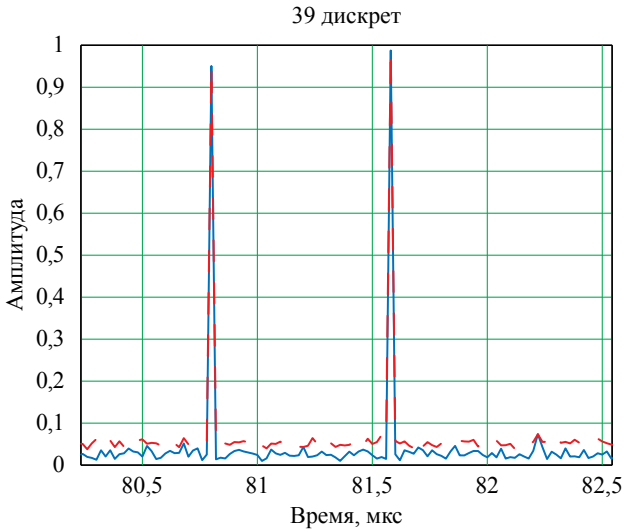


Рис. 13. Огибающая сигнала
— – (2); — – (1)

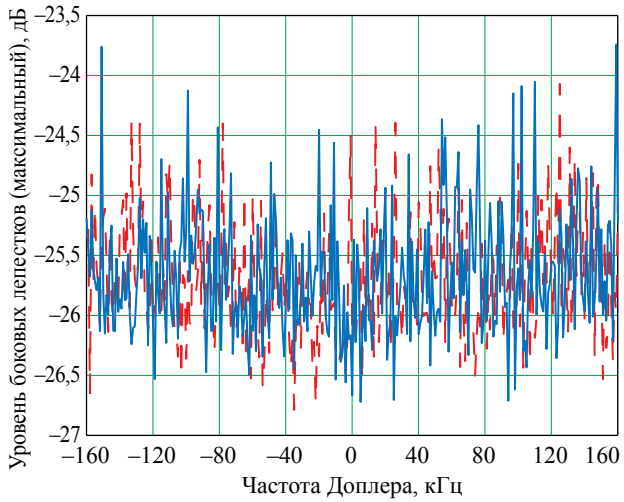


Рис. 14. Максимальный уровень боковых лепестков
— – (2); — – (1)

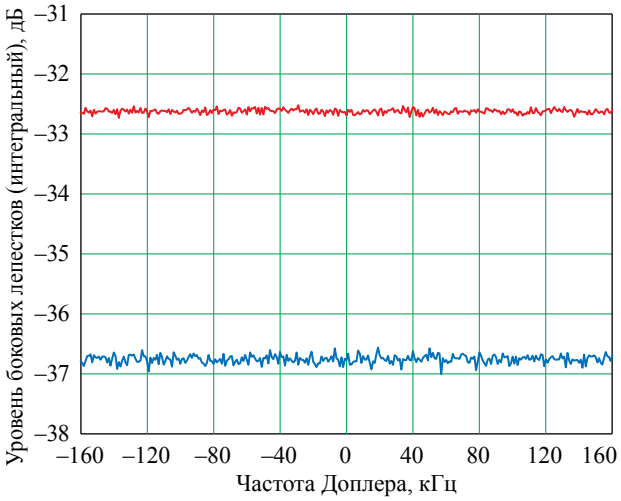


Рис. 15. Средний уровень боковых лепестков
— – (2); — – (1)

Таким образом, на основе совместного анализа всех результатов по величине УБЛ, ширине ГЛ, амплитудам сигналов от близкорасположенных по дальности целей с разным Доплером для объединения доплеровских каналов МСФ ШМ сигнала рекомендуется способ (1).

В целом ШПС с ШМ фазы (по сравнению ЧМ сигналами (ЛЧМ, НЧМ)) более предпочтительны не только по величине УБЛ по дальности и дополнительным возможностям защиты РЛС от помех (например, от ответно-импульсных помех, «ангел-эхо»), но и по эффективности применения в системах, требующих в широком диапазоне радиальных скоростей обнаруживаемых целей многоканальной обработки (по частоте Доплера, миграции импульсов) [1, 2]. Из-за ухудшения разрешения целей с разными параметрами движения применение ЧМ сигналов может быть оправдано в более узком диапазоне радиальных скоростей обнаруживаемых целей.

Выводы

Проведен сравнительный анализ способов объединения каналов МСФ для чувствительных к доплеровскому смещению сигналов с НЧМ и с ШМ фазы. Результаты анализа показали, что для сигналов с рассмотренными законами внутриимпульсной модуляции более эффективно применение разных способов объединения каналов.

1. Для НЧМ сигналов более эффективным является адаптивный способ объединения каналов МСФ (2), позволяющий избежать нежелательного расширения сигнала с образованием ложных боковых лепестков, показавший свою эффективность в широком диапазоне радиальных скоростей обнаруживаемых целей. При этом для эффективного разрешения сигналов близкорасположенных по дальности целей, движущихся с существенно разными радиальными скоростями, необходимо, чтобы последние были разнесены на число дискрет, превышающее максимальное смещение корреляционного пика по дальности во всех каналах МСФ.

2. В случае применения ШМ сигналов во избежание потерь при наложении сигналов с разной доплеровской частотой каналы МСФ рекомендуется объединять в каждой дискрете дальности традиционной схемой выбора максимума (1), при этом по сравнению со способом с защитой от расширения (2) имеет место увеличение среднего УБЛ (в рассмотренном примере для практически интересного случая ШПС с ШМ – до 4 дБ). В целом такое увеличение УБЛ несущественно, средний УБЛ ШМ сигнала с относительно большими базами близок к УБЛ взвешенного по Хэммингу ЛЧМ сигнала.

Список литературы

1. Елагина К. А. Компенсация миграции сигналов целей в многоканальном согласованном фильтре // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2021. № 3. С. 69–78.

2. Елагина К. А. Эффективность компенсации миграции сигналов целей на выходе фильтра сжатия // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2021. № 3. С. 59–68.

3. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ. под ред. В. С. Кельзона. – М.: Советское радио, 1971. – С. 205, С. 345.

4. Лозовский И. Ф. Применение широкополосных сигналов с псевдошумовой модуляцией фазы в РЛС обзора // Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей». – 2019. – № 3. – С. 30–40.

Об авторе

Елагина Ксения Александровна – кандидат технических наук, научный сотрудник акционерного общества «НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод имени Коминтерна», Новосибирск, Российская Федерация.
Область научных интересов: обнаружение сигналов в радиолокационных системах, цифровая обработка сигналов, имитационное моделирование.

A comparative analysis of methods for multiplexing of the multi-channel matched filter

Elagina K. A.

JSC "Scientific and Research Institute of Measurement Instrumentation – Novosibirsk Plant named after Komintern" (JSC "NPO NIIIP-NZiK"), Novosibisk, Russian Federation

The paper presents a comparative analysis of the methods for multiplexing of the Doppler channels of the compression filter for resolvable targets with different distances, moving at different radial velocities. As an example, we consider signals with non-linear frequency modulation and signals with phase noise modulation sensitive to the Doppler frequency shift. To reduce losses, the intra-period processing of such signals requires a multi-channel arrangement related to this parameter. Simulation results prove that application of various methods for multiplexing is more efficient for signals with the intra-pulse modulation laws considered.

Keywords: multi-channel matched filter, non-linear frequency modulation, phase noise modulation, multiplexing, signal expansion

Information about the author

Elagina Kseniya Aleksandrovna – Candidate of Engineering Sciences, Research Scientist, JSC "Scientific and Research Institute of Measurement Instrumentation – Novosibirsk Plant named after Komintern" (JSC "NPO NIIIP-NZiK"), Novosibirsk, Russian Federation.

Science research interests: signal detection in radar systems, digital signal processing, simulation modelling.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-32-40
УДК 621.371.3

Обнаружение неоднородностей в стратосфере радиолокаторами метрового диапазона волн

И. В. Васильев[1], Б. Т. Жумабаев[2], А. Д. Мустабеков[3], В. Г. Петровский[3], К. Ж. Исабаев[3]

[1]*Специальное конструкторское бюро «Гранит», Алма-Ата, Казахстан*

[2]*Институт ионосферы, Алма-Ата, Казахстан*

[3]*Военно-инженерный институт радиоэлектроники и связи, Алма-Ата, Казахстан*

Для целей исследования тропосферной радиосвязи в метровом диапазоне радиоволн в Казахстане создан полигон для радиофизических исследований на базе радиотехнических средств Военно-инженерного института радиоэлектроники и связи (ВИИРЭиС). В работе приводится информация о характеристиках полигона и первых результатах научных исследований, полученных нем, а также об обнаружении неоднородностей в стратосфере. Сделана оценка высот расположения неоднородностей. Использование радиополигона позволит развить ряд перспективных направлений радиофизических исследований в Казахстане с использованием радиолокационных станций (РЛС).

Ключевые слова: интерференция, полигон, радиолокатор, стратосфера, тропосфера, тропосферное распространение радиоволн

Для цитирования: Васильев И. В., Жумабаев Б. Т., Мустабеков А. Д., Петровский В. Г., Исабаев К. Ж. Обнаружение неоднородностей в стратосфере радиолокаторами метрового диапазона волн // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 32–40. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-32-40

For citation: Vassilyev I. V., Zhumabayev B. T., Mustabekov A. D., Petrovskiy V. G., Isabaev K. Zh. Detection of irregularities in the stratosphere using VHF radarss // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 3. P. 32–40. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-32-40

Поступила 23.11.2021 *Отрецензирована* 07.12.2021 *Одобрена* 18.03.2022 *Опубликована* 24.06.2022

В 2007 году в Специальном конструкторско-технологическом бюро «Гранит» (г. Алма-Ата) были изготовлены две первые казахстанские радиолокационные станции. Это модернизированные двухкоординатные радиолокаторы для обнаружения воздушных целей, получившие обозначение П-18М. В настоящее время эти радиолокаторы, количество которых исчисляется многими десятками, размещены по всей территории республики и используются для непрерывного контроля воздушного пространства [1].

Из-за того, что эти радиолокаторы имеют повышенный энергетический потенциал по сравнению со своим аналоговым прототипом, выявились проблемы в области электромагнитной совместимости РЛС, работающих на одинаковых частотах. Они создавали помехи друг другу, работая на одинаковой частоте, несмотря на то что расстояние между ними могло превышать несколько сотен километров и их могли разделять друг от друга горные массивы. Столь дальнее загоризонтное распространение радиоволн метрового диапазона могло быть объяснено только тропосферным распространением, однако имеющиеся методики расчета тропосферных трасс давали неоднозначные результаты, не объясняющие наблюдаемые уровни помех. Международный союз электросвязи в своем справочнике по расчету радиотрасс рекомендует три методики [2], основанные на эмпирических и полуэмпирических

© Васильев И. В., Жумабаев Б. Т., Мустабеков А. Д., Петровский В. Г., Исабаев К. Ж., 2022

методах. Сравнение результатов расчетов для 25 трасс с результатами экспериментальных исследований [2, таблица 6], показывает разброс среднеквадратических значений коэффициента затухания радиосигнала на трассах тропосферного распространения до 7 дБ, что затрудняло планирование электромагнитной совместимости радиолокационных средств.

Для решения этой проблемы в 2020 году Министерство образования и науки РК выделило грант РК ИРН 00012/ГФ для организации наблюдений за тропосферным распространением радиоволн с целью уточнения методик расчета тропосферных радиотрасс в метровом диапазоне [3]. Это было необходимо не только из-за недостаточной точности расчетов загоризонтных радиотрасс [4] в данном диапазоне частот, но и в связи с изменениями климатических условий в регионе, требующем внесения корректировок в коэффициенты, учитывающие климатические факторы при расчетах. Это позволило создать уникальный полигон, позволяющий производить наблюдения за сигналами РЛС дежурного режима, расположенных на всей территории Казахстана, для проведения радиофизических исследований.

В Казахстане имеется сложившаяся научная школа в области распространения радиоволн. Еще в 1961 году Академией наук Казахстана было принято решение о начале исследований распространения радиоволн в Казахстане и организован Сектор ионосферы при президиуме Академии наук (ныне Институт ионосферы), в состав которого вошли три комплексные магнито-ионосферные станции в районах городов Алма-Аты, Темиртау (Карагандинская область) и Новоказалинска (Кызыл-Ординская область) [5].

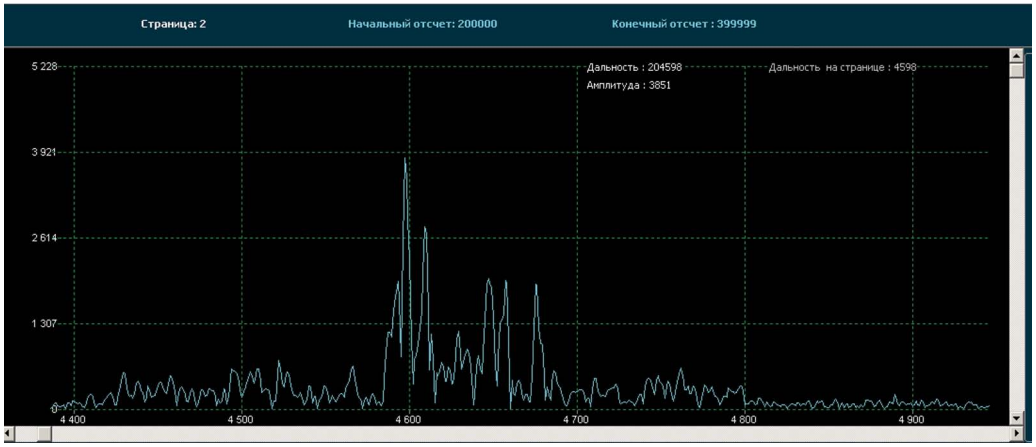
Выбор мест расположения этих станций неслучаен. Они были развернуты вблизи полигонов Сары-Шаган, Байконур и Семипалатинск. Наблюдение за поведением ионосферы и магнитосферы в процессе испытаний вооружений дало много научных данных, позволивших не только расширить наше понимание о физике процессов, происходящих в атмосфере Земли, но и разработать ряд методов дальнего обнаружения стартов ракет и ядерных испытаний.

Развитие радиофизических исследований напрямую зависит от наличия экспериментальной приборной базы и территориально распределенных измерительных полигонов. Для создания таких полигонов требуются большие финансовые средства как на обустройство, так и на содержание. Часто для проведения радиофизических исследований используется модифицированная техника военного назначения, так как эта техника, как правило, обладает уникальными характеристиками. Примером такого использования может быть Иркутский радар некогерентного рассеивания [6], созданный на базе радиолокационной станции системы предупреждения о ракетном нападении «Днепр».

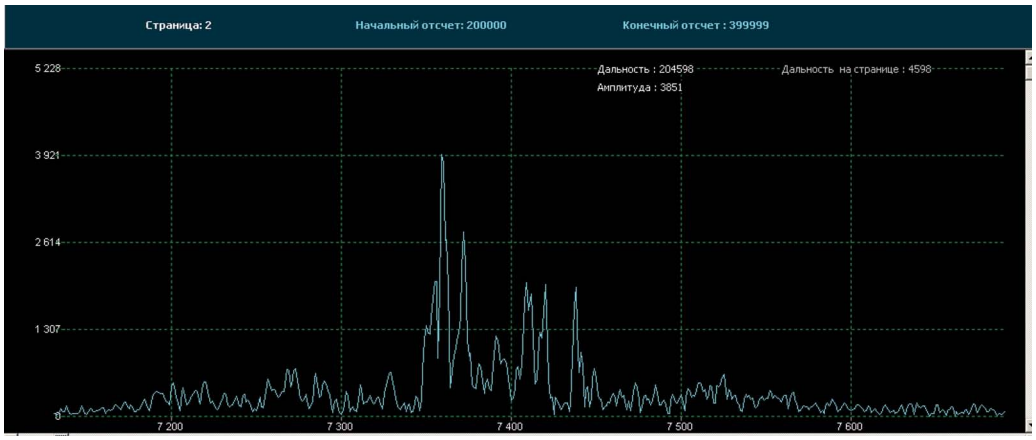
Для организации работы радиополигона потребовалось произвести калибровку радиоприемного устройства серийной радиолокационной станции П-18М, работающей в диапазоне частот 140–170 МГц, и разработать комплект специального программного обеспечения для реализации нестандартной обработки радиолокационных сигналов для приема сигналов от РЛС дежурного режима [7]. Уровень сигнала, соответствующий младшему разряду АЦП приемного устройства, соответствовал мощности -131 дБмВт. Средняя высота подъема антенны РЛС П-18М от поверхности земли составила 7,9 м, их коэффициент усиления – 250, а скорость вращения обзорных РЛС – 2, 4 или 6 оборотов в минуту. При данной высоте подъема антенны над поверхностью земли угол главного максимума диаграммы направленности в вертикальной плоскости составляет около 3,5 градуса от линии горизонта, а интерференционные боковые лепестки имеются через каждые примерно 7 градусов, уменьшаясь по уровню при увеличении угла над горизонтом. Импульсная мощность передающего устройства 8 кВт, длина фазокодоманипулированного сигнала, состоящего из 63 импульсов, равна 378 мкс. Длительность парциального импульса в кодовом сигнале – 6 мкс. Уровень боковых

лепестков автокорреляционной функции для применяемого кода, составляет 4/63 от ее максимума. Расположение радара на территории учебного центра Военно-инженерного института радиоэлектроники и связи исключает возможность приема отраженных сигналов от движущихся наземных транспортных средств из-за углов закрытия антенны РЛС. Углы закрытия связанны с наличием охранного ограждения и объектов инфраструктуры.

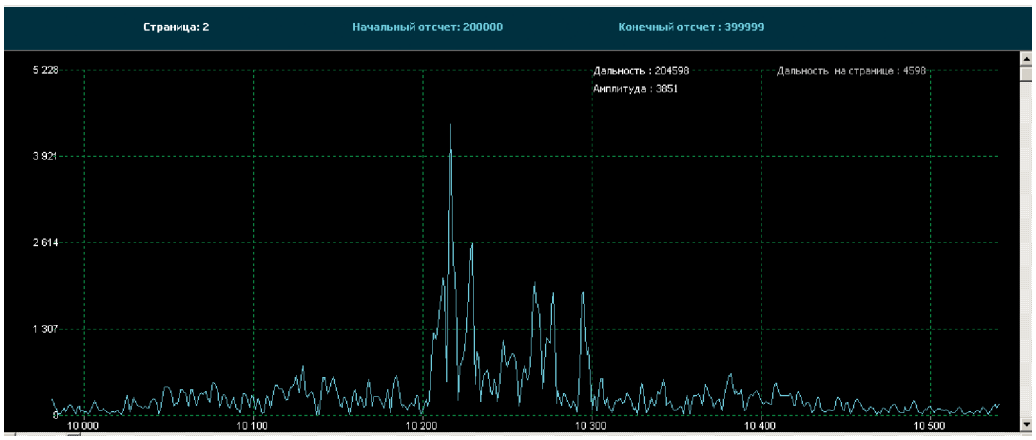
Первые опыты по приему сигналов тропосферного рассеивания дали неожиданные результаты. На рисунке 1 показан пример фазокодоманипулированного сигнала, принятого в мае 2021 года на частоте 161 МГц от радиолокационной станции, находящейся на удалении 41 км.



а



б



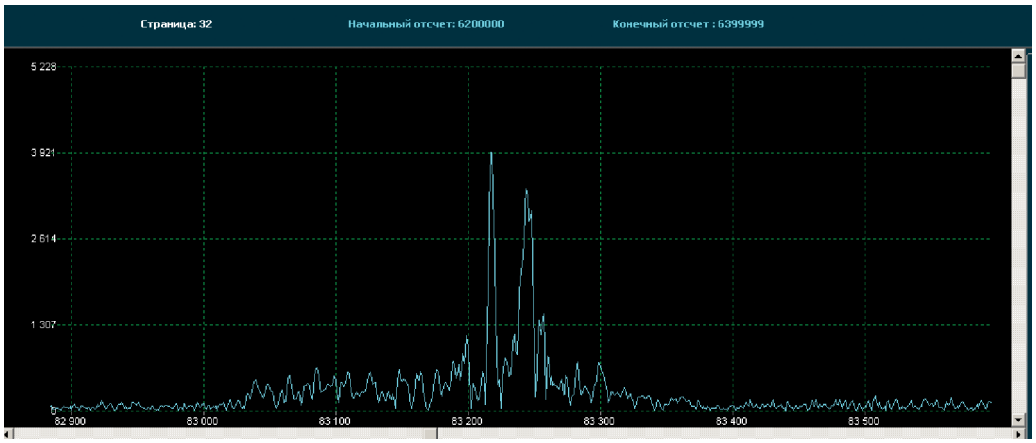
в

Рис. 1. Осциллограмма принятого радиолокационного сигнала

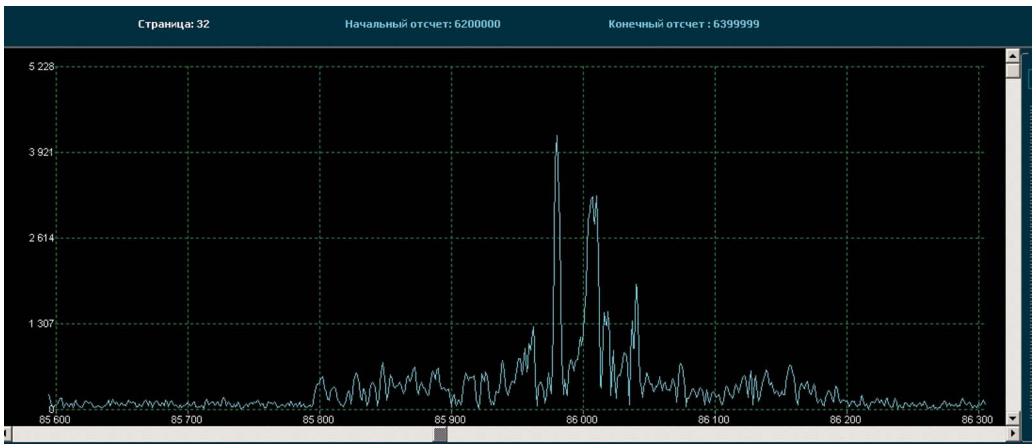
На приведенном рисунке по оси абсцисс отображаются номера тактов аналого-цифрового преобразователя (АЦП) регистрирующего устройства после прохождения оптимального фильтра. Один такт соответствует временному интервалу 2 мкс. По оси ординат – уровень сигнала в единицах АЦП приемного устройства. На рисунках 1а, 1б и 1в показаны уровни принятого сигнала от трех зондирующих импульсов наблюдаемой РЛС, излученных друг относительно друга через 6 миллисекунд (3000 тактов АЦП). В верхней части экрана указан начальный отсчет в отображаемом блоке данных в тактах АЦП, а по оси абсцисс – номер такта относительно начала отображаемого блока данных. Из этого рисунка видно, что на приемный пункт приходит еще несколько мод, существенно задержанных по времени. Разность времени между первым и последним сигналом составляет 90 отсчетов (180 мкс), что соответствует дополнительному пути 54 километра, пройденному радиосигналом. При этом последовательность принятых импульсов и их амплитуда относительно стабильны.

Однако уже на следующем обороте наблюдаемого локатора (через 12 секунд, или через 6 миллионов тактов АЦП) ситуация существенно меняется (рисунок 2).

Отчетливо видна разница во временной расстановке принятых импульсов и в их амплитуде, хотя за время 6 миллисекунд между замерами, показанными на рисунках 2а и 2б, расстановка импульсов остается достаточно стабильной. Такая временная изменчивость наблюдаемых мод принятого сигнала исключает вариант возможного приема отражений от удаленных неподвижных местных предметов, например гор. Это неожиданный результат, так как измеренные задержки слишком велики для тропосферного распространения. В рекомендациях МСЭ оценка тропосферных задержек из-за



а



б

Рис. 2. Осциллограмма принятого радиолокационного сигнала с задержкой 12 секунд

многолучевости оценивается величинами не более 0,1–1 мкс [2].

Методика расчета тропосферного канала радиосвязи, например [8], предполагает наличие четырех факторов, влияющих на потери сигнала на трассе. Это потери в свободном пространстве из-за расстояния между станциями, дополнительные медианные потери из-за рассеивания сигнала на неоднородностях атмосферы (в рассматриваемом случае около 17 дБ) и потери из-за замираний сигналов. Эти замирания разделяются на быстрые и медленные, они описываются разными законами распределения. Природа этих замираний до настоящего времени еще до конца не выяснена. Полученные результаты позволяют высказать предположение, что наличие нескольких областей рассеивания с различной эффективной поверхностью рассеивания, перемещающихся под действием ветров, приводит к интерференции сигналов, рассеянных на различных неоднородностях.

При измерении радиосигналов только в одной точке невозможно однозначно решить задачу определения координат рассеивающей неоднородности в пространстве. В пространстве может быть множество точек, в которых может находиться рассеивающая неоднородность, обеспечивающих одинаковое время распространения радиоволны между источником излучения и приемником. Все эти точки должны находиться на поверхности эллипсоида вращения, в фокусах которого (A, B) находятся передатчик и приемник (рисунок 3).

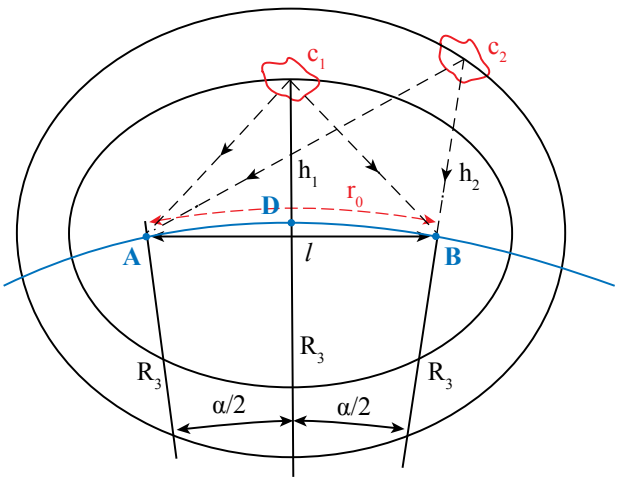


Рис. 3. Распространение радиоволн, рассеивающихся на неоднородностях атмосферы

Тем не менее можно оценить высоту рассеивающей неоднородности, исходя из предположения, что она находится, с большой степенью вероятности, над линией AB между точкой излучения и приема радиосигналов, так как сигнал при наблюдениях принимается только когда антенны локаторов направлены друг на друга. Рассмотрим два случая: когда неоднородность расположена над точкой D, в середине трассы между локаторами, и когда неоднородность находится над одним из локаторов, это даст возможность оценить пределы максимальной и минимальной возможной высоты расположения неоднородности для конкретного измеренного значения времени задержки. Обозначим точку в центре Земли – «*O*», угол между направлениями на локаторы из центра Земли – α, радиус Земли – $R_з$, а высоту неоднородности от поверхности Земли – h.

По известному расстоянию между локаторами r_0, вычислим угол α.

$$\alpha = \frac{r_0}{R_з}. \qquad (1)$$

Расстояние между фокусами эллипсоида вращения составит

$$l = 2R_з \sin\frac{\alpha}{2}. \qquad (2)$$

Рассмотрим первый случай.

Задержка рассеянной в тропосфере радиоволны относительно поверхностной волны будет определяться разностью путей прохождения этих мод

$$\Delta t_1 = (AC_1 + BC_1 - r_0) / c, \qquad (3)$$

где c – скорость света,
или

$$(AC_1 + BC_1) = 2\,AC_1 = \Delta t_1\, c + r_0. \qquad (4)$$

С помощью теоремы косинусов величину AC_1 можно найти из треугольника OAC_1

$$AC_1^2 = OA^2 + OC_1^2 - 2 \times OA \times OC_1 \times \\ \times \cos\alpha/2 = R_з^2 + (R_з + h_1)^2 - 2 \times R_з \times \\ \times (R_з + h_1) \times \cos\alpha/2. \qquad (5)$$

Решив совместно уравнения (4) и (5), получим квадратное уравнение, из которого можно определить приближенное значение высоты

области рассеивания, игнорируя малозначащие члены уравнения

$$h_1 \approx \frac{\sqrt{(\Delta t_1 c + r_0)^2 - 8R_з^2\left(1 - \cos\left(\frac{r_0}{2R_з}\right)\right)}}{2}. \quad (6)$$

Подставив значение максимального зафиксированного времени задержки 180 мкс и расстояния между локаторами 41 км, получим значение высоты рассеивающей неоднородности 42,8 км над поверхностью Земли.

Для второго случая задержка рассеянной в тропосфере радиоволны относительно поверхностной будет определяться уравнением

$$\Delta t_2 = (AC_2 + BC_2 - r_0) / c, \quad (7)$$

где c – скорость света,

$BC_2 = h_2$ – искомая высота неоднородности над поверхностью Земли.

В другой записи

$$(AC_2 + BC_2) = (AC_2 + h_2) = \Delta t_2 c + r_0. \quad (8)$$

Известны две стороны треугольника $OA = R_з$ и $OC_2 = R_з + h_2$, а также угол между ними α. Из теоремы косинусов следует

$$AC_2^2 = R_з^2 + (R_з + h_2)^2 - 2R_з(R_з + h_2)\cos\alpha. \quad (9)$$

Решая совместно уравнения (8) и (9), получим линейное уравнение, из которого, игнорируя малозначительные члены, определим высоту рассеивающей области (10)

$$h_2 \approx \frac{(r_0 + \Delta t_2 c)^2 - 2R_з^2\left(1 - \cos\frac{r_0}{R_з}\right)}{2(r_0 + \Delta t_2)}. \quad (10)$$

Для времени задержки 180 мкс и расстояния между локаторами 41 км высота рассеивающей неоднородности должна быть 38,5 км над поверхностью Земли.

Этот расчет дает возможность оценить минимальную высоту, на которой может находиться область рассеивания. Полученные оценки в пределах от 38,5 до 42,8 км свидетельствуют, что наблюдаемые неоднородности находились в стратосфере, так как верхняя граница тропосферы не превышает 15 км.

Сам факт наличия неоднородностей в стратосфере, способных преломлять путь прохождения радиоволны, был известен. Однако считалось, что этот эффект выражен существенно слабее, чем в тропосфере [9]. Применение методов спутникового «просветного» зондирования атмосферы в диапазонах сантиметровых и дециметровых волн [10] выявило наличие образований в стратосфере, рассевающих радиоволны на высотах до 30 км. При этом максимумы наблюдались на высотах 20–25 км и обнаруженные неоднородности были более стабильными, чем в тропосфере.

Первый успешный опыт использования радиолокаторов обзора воздушного пространства для получения новых научных данных позволяет сделать вывод о расширении области радиофизических исследований. Необходимо организовать регулярные наблюдения за распространением радиоволн на радиотрассах различной протяженности, проходящих как над равнинной местностью, так и над горными массивами. При этом наблюдения необходимо проводить как минимум из двух точек, чтобы уточнить пространственное распределение и динамику движения регистрируемых неоднородностей. Эти наблюдения помогут уточнить модели тропосферного и стратосферного распространения радиоволн для разных сезонов, времени суток и для разной погоды. Однако эти эксперименты выходят за рамки выполняемого гранта, и в Казахстане недостаточно научных кадров, специализирующихся в области физики атмосферы.

Министерство образования и науки Республики Казахстан поощряет международное сотрудничество казахстанских ученых и предоставляет грантовое финансирование для проведения совместных исследований. С условиями проводимых конкурсов можно ознакомиться на сайте [11]. Авторы приглашают научную общественность принять участие в проведении совместных исследований на новом полигоне.

Заключение

В настоящее время организован и действует радиополигон по исследованию распространения радиоволн метрового диапазона на базе Военно-инженерного института радиоэлектроники и связи Министерства обороны Республики Казахстан. Приведены

характеристики приемопередающих средств, использованных для наблюдений.

Получены первые результаты измерений тропосферного рассеяния радиоволн метрового диапазона, которые выявили эффект стратосферного рассеивания метровых волн, ранее мало изученный. Это стало возможным из-за использования в качестве источника излучения импульсного сигнала с длительностью менее 10 мкс и, соответственно, разрешением по дальности менее 3 км.

Обнаружение многочисленных рассеивающих неоднородностей позволяет выдвинуть гипотезу о том, что быстрые замирания сигналов на тропосферных трассах связаны с изменением длины путей распространения сигналов из-за перемещения рассеивающих неоднородностей в пространстве под действием ветров, а причина медленных замираний – изменения размеров неоднородностей и коэффициентов преломления (давления, температуры и влажности).

Обнаруженные стратосферные неоднородности могут играть роль «воздушных линз», являющихся естественной причиной лесных пожаров [12]. Применение РЛС метрового диапазона для их своевременного обнаружения может способствовать разработке методов своевременного оповещения о пожарной опасности, что является актуальной проблемой во всем мире.

Полученные результаты должны представлять интерес для проектировщиков модемов, применяемых на тропосферных линиях загоризонтной связи, так как дают новую информацию о причинах высокой нестабильности каналов связи, ограничивающей скорость передачи данных [13].

Список литературы

1. Международное информационное агентство «DKNews». Системная работа по модернизации вооружения и военной техники воздушной обороны. URL: https://dknews.kz/ru/v-strane/102907-sistemnaya-rabota-po-modernizacii-vooruzheniya-i (дата обращения: 11.12.2021).

2. Данные о распространении радиоволн для проектирования наземных линий связи пункта с пунктом. Справочник [Электронный ресурс] / Международный союз электросвязи, 2008 г. URL: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-54-2009-OAS-PDF-R.pdf (дата обращения: 02.11.2021).

3. Васильев И. В., Атыкенов О. С., Петровский В. Г., Калипанов М. М., Исабаев К. Ж. Перспективы малоканальных тропосферных станций метрового диапазона // Инфокоммуникационные технологии: Современное состояние и пути развития (10 декабря 2019 г.) Материалы международной научно-практ конф. – Алматы, Военно-инженерный институт радиоэлектроники и связи, Республика Казахстан, 2019, С. 59–63.

4. Serov V. V. Methodical ehnergeticheskogo rascheta zagorizontnoj linii radiosvyazi. Metod of energy calculation of over-the-horizon radio communication line/ Moscow, 2011: MNIRTI. 38 p.

5. Жумабаев Б. Т. Институту ионосферы 70 лет // Журнал эволюции открытых систем. Вып. 17. Т. 1. – 2015. С. 7–13.

6. Д. С. Кушнарев и др., Модернизация иркутского радара некогерентного рассеивания // Солнечно-земная физика, 2017, т. 3, № 3. стр. 88–94, DOI: 10.12737/szf-33201708.

7. К. Ж. Исабаев. Опыт калибровки приемного устройства РЛС П-18М для проведения научных измерений / Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2021 [текст]: сб. тр. IV междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т. 1./ под общ. ред. О. В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2021; Рязань, С. 66–69.

8. Мандель А. Е., Замотринский В. А. Распространение радиоволн: учеб. пособие / А. Е. Мандель, В. А. Замотринский. – Томск: Томск. гос, ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2006. – 164 с.

9. Стенин Ю. М. Распространение радиоволн. Конспект лекций. [Электронный ресурс] / Казань, 2012. – 40 с. URL: https://core.ac.uk/download/197367163.pdf (дата обращения: 02.11.2021).

10. Ануфриев В. А. Атмосферные флуктуации амплитуды и фазы сантиметровых и дециметровых радиоволн в затменных экспериментах на трассах спутник-спутник: Дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.04.03. – Москва, 2003. – 154 с.:

ил. РГБ ОД, 61 03-1/1007-1. URL: http://www.dslib.net/radiofizika/atmosfernye-fluktuacii-amplitudy-i-fazy-santimetrovyh-i-decimetrovyh-radiovoln-v.html (дата обращения: 02.11.2021).
11. АО «НЦГНТЭ». Конкурсы. URL: https://www.ncste.kz/ru/competition (дата обращения: 17.12.2021).
12. Васильев И. В., Козин И. Д. Федулина И. Н., Шапель В. А. Естественные причины возникновения лесных пожаров. Известия НАН РК, серия физико-математическая, 2004. № 4. – С 134–139.
13. Богатырев Е. В. Разработка и исследование модемов помехозащищенных станций спутниковой и тропосферной связи [Электронный ресурс]. / Дис. ... канд. тех. наук, Красноярск – 2018. URL: http://www.docme.su/doc/4223751/razrabotka-i-issledovanie-modemov-pomehozashhishhyonnyh-stanci... (дата обращения: 02.11.2021).

Об авторах

Васильев Иван Вениаминович – кандидат физико-математических наук, директор департамента ТОО СКТБ «Гранит», Алма-Ата, Казахстан.
Область научных интересов: радиофизика, радиолокация, антенны, радиосвязь, защита информации.

Жумабаев Бейбит Тенелович – кандидат физико-математических наук, начальник лаборатории Института ионосферы, Алма-Ата, Казахстан.
Область научных интересов: радиофизика, геофизика.

Мустабеков Аскар Досбосынович – доктор философии (PhD), начальник Военного института радиоэлектроники и связи, Алма-Ата, Казахстан.
Область научных интересов: военное дело, радиотехника.

Петровский Василий Григорьевич – ассоциативный профессор Военного института радиоэлектроники и связи, Алма-Ата, Казахстан.
Область научных интересов: военное дело, радиотехника.

Исабаев Кайыртай Жулдызтаевич – старший преподаватель Военного института радиоэлектроники и связи, Алма-Ата, Казахстан.
Область научных интересов: радиоэлектроника, информационные технологии, антенны, радиолокационные станции, нейронные сети.

Detection of irregularities in the stratosphere using VHF radars

Vassilyev I. V.[1], Zhumabayev B. T.[2], Mustabekov A. D.[3], Petrovskiy V. G.[3], Isabaev K. Zh.[3]

[1]*Special Design and Technological Bureau "Granit", Almaty, Kazakhstan*

[2]*Institute of Ionosphere, Almaty, Kazakhstan*

[3]*Military Engineering Institute of Radio Electronics and Communications, Almaty, Kazakhstan*

To study tropospheric radio communications in the VHF band, a radiophysical research test site has been created in Kazakhstan on the basis of radio equipment of the Military Engineering Institute of Radio Electronics and Communications (VIIREiS). The paper provides information about the characteristics of the test site and the first on-site research results. The data on detection of irregularities in the stratosphere are presented. The altitudes of irregularities are estimated. The use of the radar test site will make it possible to develop a number of promising radiophysical research areas in Kazakhstan using radar stations.

Keywords: interference, test site, radar, stratosphere, troposphere, tropospheric propagation of radio waves

Information about the authors

Vassilyev Ivan Veniaminovich – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Director of Department, SKTB "Granit" Ltd, Almaty, Kazakhstan.
Research interests: radiophysics, radiolocation, antennas, radio communications, information security.

Zhumabayev Beibit Tenelovich – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Head of Laboratory, Institute of Ionosphere, Almaty, Kazakhstan.
Research interests: radiophysics, geophysics.

Mustabekov Askar Dosbosynovich – Doctor of Philosophy (PhD), Head of the Military Engineering Institute of Radioelectronics and Communications, Almaty, Kazakhstan.
Research interests: military science, radio engineering.

Petrovskiy Vasily Grigorievich – Associate Professor, Military Engineering Institute of Radioelectronics and Communications, Almaty, Kazakhstan.
Research interests: military science, radio engineering.

Isabaev Kaiyrtay Zhuldyztayevich – Senior Lecturer, Military Engineering Institute of Radioelectronics and Communications, Almaty, Kazakhstan.
Research interests: radioelectronics, information technology, antennas, radars, neural networks.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-41-47

УДК 621.396.96

Исследование сигнала в виде пачки когерентных импульсов с нерегулярной структурой

А. В. Зайцев, А. А. Разин

Акционерное общество «Научно-исследовательский институт приборостроения имени В. В. Тихомирова», Жуковский, Российская Федерация

Предложен способ синтеза сигнала с кнопочной функцией неопределенности с малым уровнем боковых лепестков. Исследована автокорреляционная и взаимно-корреляционная функции методом математического моделирования в среде MatLab с учетом бланкирования сигнала, когда прием осуществляется только во время отсутствия передачи.

Ключевые слова: сложные сигналы, ЛЧМ, квазинепрерывный сигнал, функция неопределенности, однозначное измерение дальности, перестройка параметров сигнала, MatLab

Для цитирования: Зайцев А. В., Разин А. А. Исследование сигнала в виде пачки когерентных импульсов с нерегулярной структурой // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 41–47. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-41-47

For citation: Zaytsev A. V., Razin A. A. Investigation of signal in the form of a coherent pulse train with irregular pulse structure // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 3. P. 41–47. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-41-47

Поступила 17.12.2021 *Отрецензирована* 03.02.2022 *Одобрена* 19.05.2022 *Опубликована* 24.06.2022

Одним из недостатков применения квазинепрерывных сигналов с регулярной структурой импульсов является ограниченный диапазон однозначного измерения дальности и доплеровской частоты. Для устранения неоднозначности измерений дальности и доплеровской частоты и исключения «слепых» зон необходимо в различных циклах зондирования варьировать параметры излучения сигналов [1–3].

В [4] изложен принцип построения РЛС с перестройкой несущей частоты. Недостатком является большое время измерения координат целей и низкая точность измерения частоты Доплера. Недостатком предложенного способа построения РЛС в [5] является большое время обзора пространства из-за необходимости излучения трех пар пачек импульсных сигналов для получения однозначного измерения скорости цели.

© Зайцев А. В., Разин А. А., 2022

Синтез сигналов с одновременным варьированием длительности и девиации частоты импульсов с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ) по псевдослучайным законам позволяет однозначно измерить дальность и скорость цели за время накопления, равное длительности пачки.

В данной работе приведен пример формирования сложного сигнала с «кнопочной» функцией неопределенности. Проведено исследование сохранения свойств сигнала при различных значениях задержки и доплеровского сдвига принятого сигнала. Исследование было проведено в среде MatLab.

Рассмотрим сигнал в виде пачки неэквидистантных когерентных импульсов с перестройкой девиации частоты импульсного сигнала с ЛЧМ и с одновременным варьированием длительности импульсов. Импульсные сигналы во временной области имеют следующий вид:

$$U_i(t_j) = \cos[(2\pi f_{н_i} + S_i \times t_j) \times t_j],$$
$$t_j = 0 \ldots \tau_{И_i}, \quad (1)$$
$$i = 1 \ldots N,$$

где $f_{н_i}$ – нижняя частота i-го ЛЧМ импульса, $S_i = 2\pi\Delta f_i / \tau_{И_i}$ – крутизна ЛЧМ i-го импульса, Δf_i – девиация частоты i-го ЛЧМ импульса, t_j – временные отсчеты с тактовой частотой АЦП, j – номер отсчета, $\tau_{И_i}$ – длительность i-го ЛЧМ импульса, i – номер импульса, N – количество импульсов в пачке.

Для формирования i-го ЛЧМ импульса нижняя частота $f_{н_i}$ выбирается из некоторой частотной последовательности $\{f_1, f_2, \ldots, f_N\}$ в соответствии с символом кодовой последовательности $a_n = \{a_1, a_2, \ldots, a_N\}$. С помощью последовательности $b_n = \{b_1, b_2, \ldots, b_N\}$ определяется последовательность длительностей импульсов из некоторого набора $\{\tau_{И_1}, \tau_{И_2}, \ldots, \tau_{И_N}\}$ для формирования пачки.

Последовательности натуральных чисел a_n и b_n должны быть выбраны специальным образом так, чтобы двумерная функция неопределенности синтезированного сигнала имела характерный кнопочный вид с минимальным уровнем боковых лепестков (УБЛ) [6]. При этом $a_{min} = b_{min} = 1$ и $a_{max} = b_{max} = N$. Широкое распространение получили последовательности Костаса, последовательности, которые формируются с помощью алгоритмов Уэлча – Костаса, Такешито – Костелло и др. [7].

Последовательности a_n и b_n могут меняться от пачки к пачке.

Длительность i-го импульса $\tau_{И_i}$ рассчитывается по формуле:

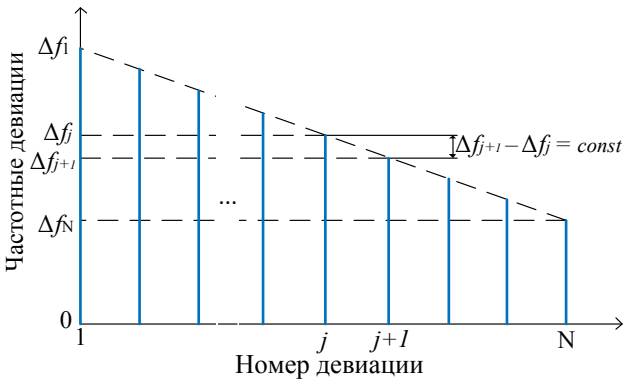


Рис. 1. Исходный набор частотных девиаций

$$\tau_{И_i} = (b_i - 1)\frac{t_2 - t_1}{N-1} + t_1, \quad (2)$$

где t_1 и t_2 – минимальная и максимальная длительности импульсов соответственно, N – количество импульсов в пачке, b_i – i-й элемент последовательности b_n, i – порядковый номер зондирующего импульса в пачке. Интервалы излучения $T_{П_i}$ между i и i+1 импульсами в пачке рассчитываются по формуле:

$$T_{П_i} = \tau_{И_i} \times Q, \quad (3)$$

где Q – скважность.

Для сохранения кнопочной структуры функции неопределенности выбираются не эквидистантные частоты ЛЧМ-импульсов и неравные значения частотных девиаций импульсов Δf_i. Для минимизации УБЛ импульсные сигналы в частотной области не должны пересекаться, при этом необходимо использование всей полосы рабочих частот, т. е.:

$$\Delta f_i \neq \Delta f_k \text{ для } \forall i,\ k = 1 \ldots N\ (i \neq k)$$
$$\sum_{i=1}^{N} \Delta f_i = \Delta F, \quad (4)$$

где ΔF – полоса рабочих частот.

Исходная частотная последовательность, из которой выбираются нижние частоты ЛЧМ импульсов в соответствии с кодовой последовательностью a_n, определяется следующим образом. Для определенности пусть в исходном наборе частотных девиаций $\{\Delta f_1, \Delta f_2, \ldots, \Delta f_N\}$ значения уменьшаются линейно, т. е. $\Delta f_{j+1} - \Delta f_j = \text{const}$ для $j = 1 \ldots N$–1 (рис. 1). Тогда исходный набор значений девиаций задается следующей формулой:

$$\Delta f_j = \frac{2(N-j)}{N(N-1)}(\Delta F - N \cdot \Delta f_N) + \Delta f_N, \quad (5)$$

где Δf_N является минимальным значением девиации. При этом $\Delta f_N < \Delta F / N$.

Тогда исходная частотная последовательность определяется как

$$f_{j+1} = f_j + \frac{2(N-j)}{N(N-1)}(\Delta F - N \cdot \Delta f_N) + \Delta f_N,$$
$$j = 1, 2, \ldots, N, f_1 = f_{ср} - \Delta F / 2, \quad (6)$$

где $f_{ср}$ – среднее значение несущей частоты всей пачки.

Для формирования i-го ЛЧМ импульса нижние частоты $f_{н_i}$ выбираются из частотной

последовательности, рассчитанной по формуле (6), в соответствии с символом кодовой последовательности $a_n = \{a_1, a_2, \ldots, a_N\}$, т. е.:

$$f_{н(i)} = f_{(a_i)}. \quad (7)$$

Верхние частоты $f_{в_i}$ рассчитываются по формуле:

$$f_{в(i)} = f_{н(i)} + \Delta f_{(a_i)}. \quad (8)$$

На рисунке 2 приведены исходная и выбранная частотные последовательности.

На рисунке 3 приведен процесс выбора частотной девиации и длительностей импульсов с использованием двух кодовых последовательностей.

При моделировании ЗС с нерегулярной структурой в среде MatLab выбор последовательностей натуральных чисел a_n и b_n производился с помощью библиотечной функции «Randperm» для создания случайных целых чисел с нормальным распределением.

На рисунках 4–6 представлена функция неопределенности предложенного типа ЗС с полосой рабочих частот $\Delta f = 100$ МГц и длительностью пачки $T_{\text{пачки}} = 10$ мс с одним из заданных наборов начальных условий (N, t_1, t_2, a_n, b_n, Δf_N, $f_{\text{ср}}$).

Для предложенного типа ЗС с заданными параметрами максимальный уровень боковых лепестков составил ~ –13 дБ. Разрешающая способность при этом составила:

– ~88 Гц по частоте Доплера
– ~1,5 м по дальности.

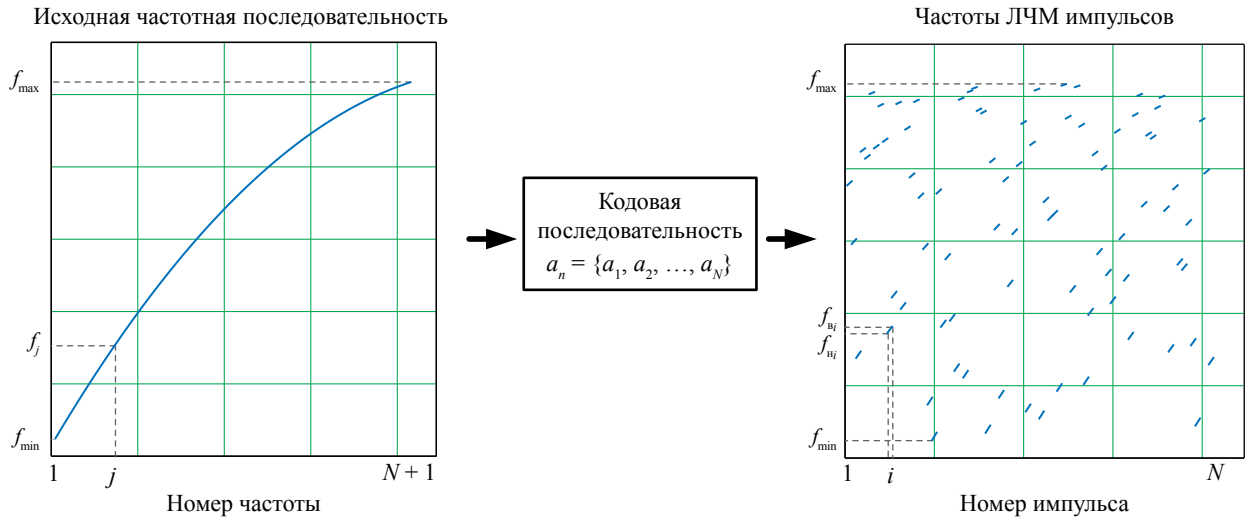


Рис. 2. Исходная и выбранная частотные последовательности

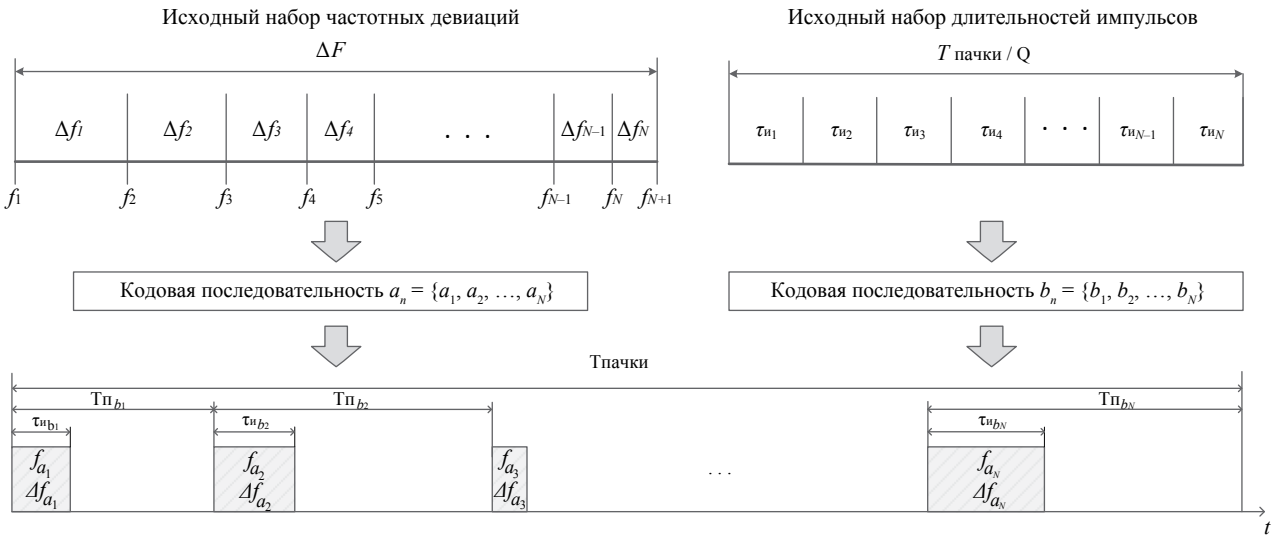


Рис. 3. Процесс выбора частотной девиации и длительностей импульсов

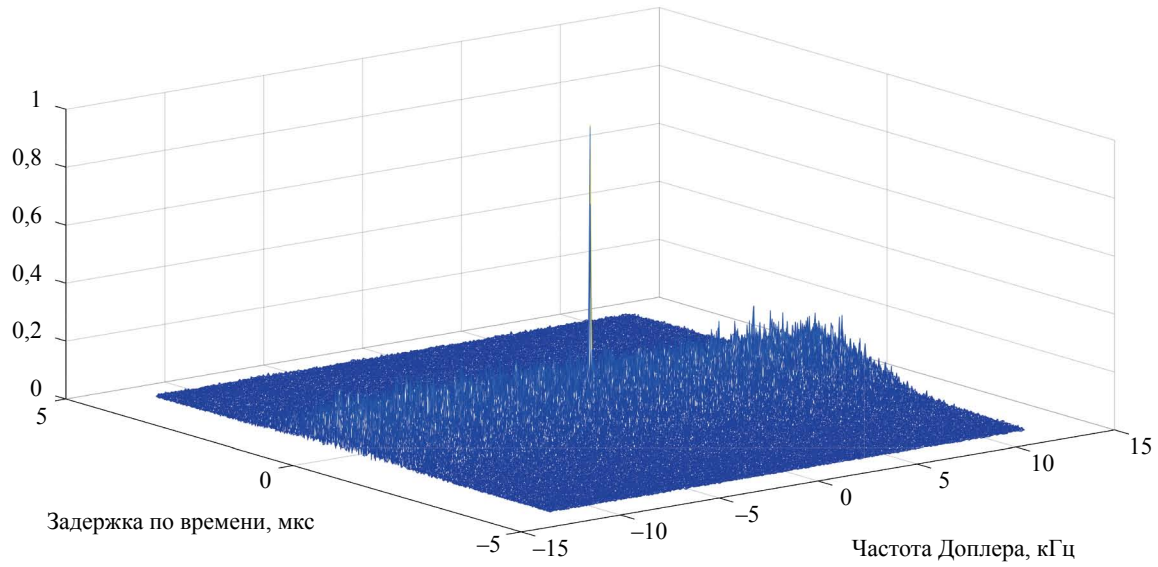
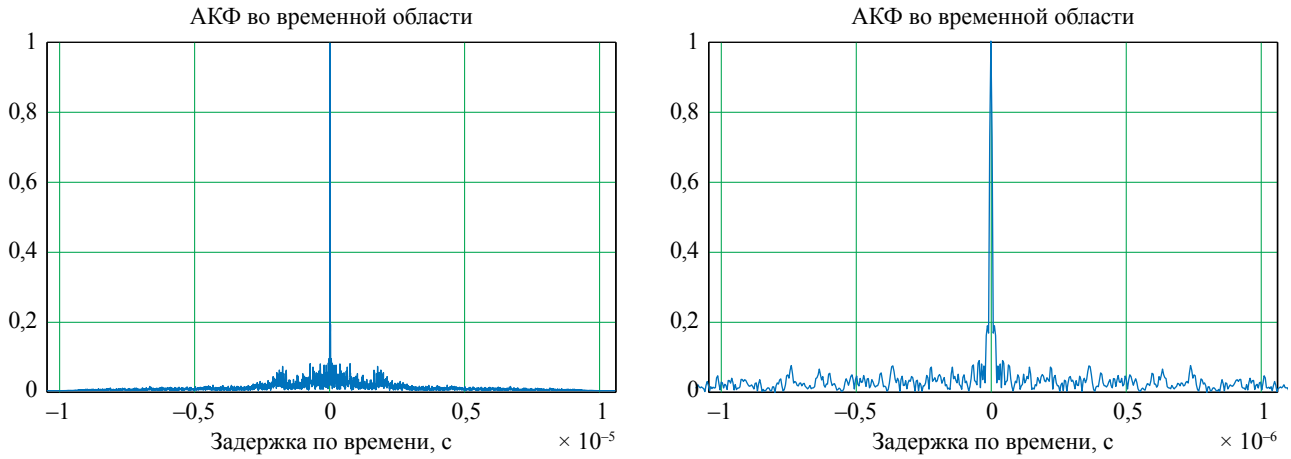
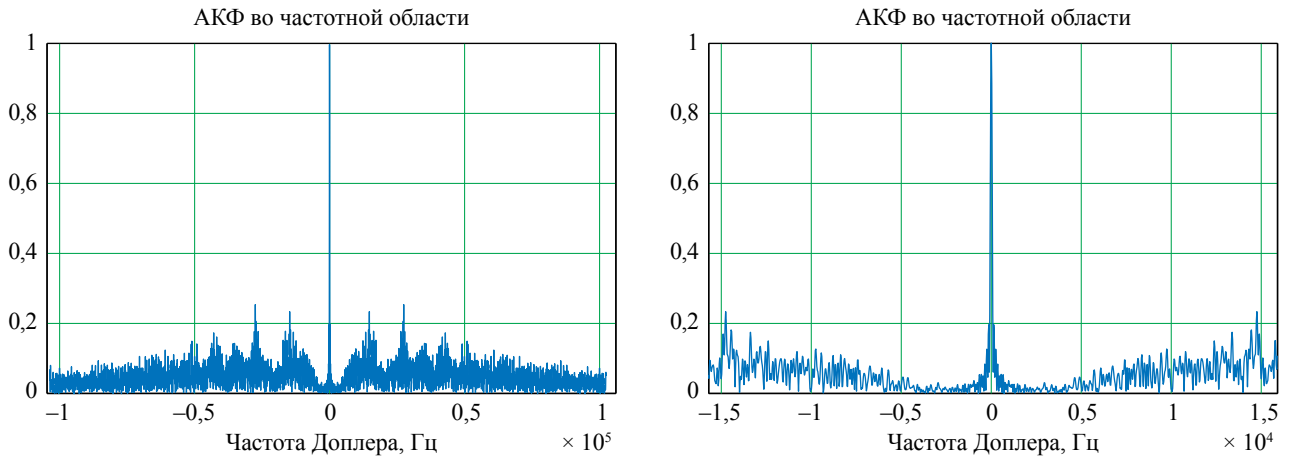


Рис. 4. Функция неопределенности



а б

Рис. 5. Сечение функции неопределенности при $F_Д = 0$:
а – диапазон $\tau_{зад} = (–10…10)$ мкс; б – диапазон $\tau_{зад} = (–1…1)$ мкс



а б

Рис. 6. Сечение функции неопределенности при $\tau_{зад} = 0$:
а – диапазон $F_Д = (–100…100)$ кГц; б – диапазон $F_Д = (–15…15)$ кГц

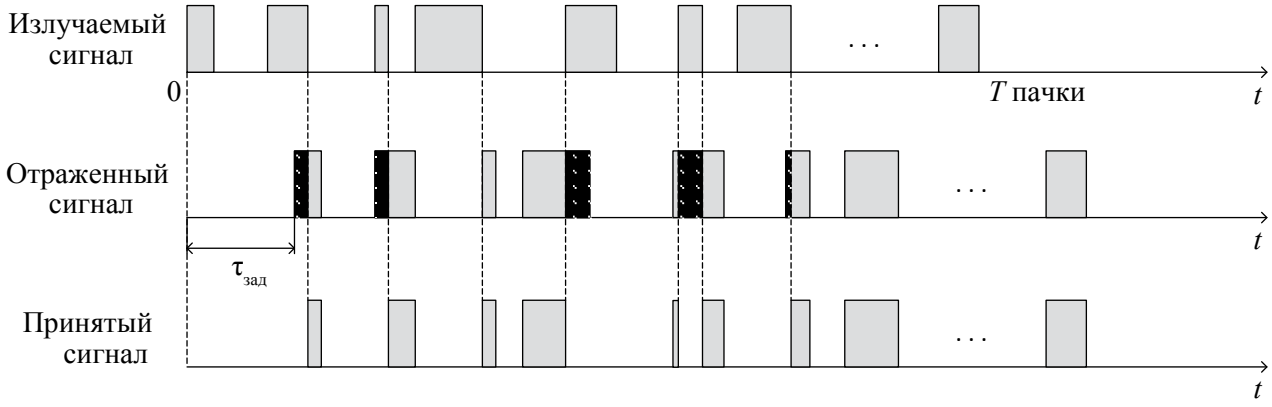


Рис. 7. Бланкирование принятого сигнала

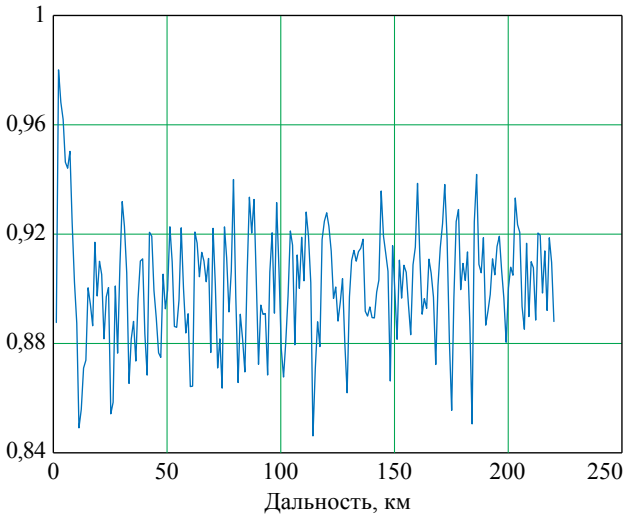


Рис. 8. Отношение уровней главного лепестка ВКФ к АКФ

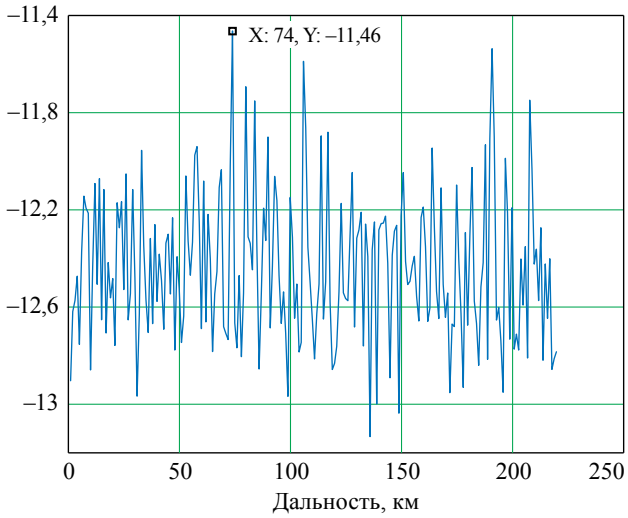


Рис. 9. Максимальный УБЛ

Было проведено исследование взаимно-корреляционной функции (ВКФ) образа с принятым сигналом на разных дальностях и частотах Доплера с учетом бланкирования, когда прием сигнала осуществлялся только во время отсутствия передачи. В интервалах передачи массив принятого сигнала заполнялся нулями (рис. 7). Набор начальных условий для формирования ЗС не изменился.

На рисунках 8 и 9 представлены результаты численного моделирования: графики максимального УБЛ ВКФ и графики соотношения уровня главного лепестка ВКФ к уровню главного лепестка автокорреляционной функции на разных дальностях D и частотах Доплера цели $F_Д$:

D = 1…220 км с шагом 500 м;

$F_Д$ = [0, 5, 10, 13] кГц.

Для предложенного типа ЗС с заданными параметрами максимальный уровень боковых лепестков ВКФ составил -11,46 дБ. Значения УБЛ слабо зависят от частот Доплера при заданных условиях, поэтому на рисунках 8 и 9 представлены результаты для $F_Д$ = 5 кГц.

УБЛ допустим при малых отражениях от местных предметов – для обнаружения воздушных целей. Уменьшение УБЛ возможно при помощи перебора последовательностей a_n и b_n. Для снижения влияния отражений от подстилающей поверхности возможно применение алгоритмов селекции движущихся целей.

Выводы

Был исследован сигнал в виде пачки когерентных импульсов с одновременной перестройкой длительности импульсов и девиации частоты по псевдослучайным законам. Функция неопределенности такого сигнала имеет кнопочную структуру.

Использование предложенного типа зондирующего сигнала в РЛС класса «поверхность–воздух» и «воздух–воздух» позволит получать однозначные измерения дальности и скорости за время, равное длительности одной пачки. Одновременная перестройка параметров сигнала повышает помехоустойчивость РЛС за счет сложности определения структуры зондирующих сигналов.

Список литературы

1. Калениченко С. П., Кутузов В. М. Повышение скрытности радиолокационных станций // RLNC-2001, 7-я межд. конф. – Воронеж, 2001. – Т. 1. С. 345–357.

2. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка // СПб.: Наука и Техника, 2005. – 400 с.

3. Зайцев А. В., Разин А. А. Исследование частотного метода измерения дальности с использованием пачечного ЛЧМ-сигнала // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей», № 4, 2019. С. 50–53.

4. Радиолокационная система с перестройкой несущей частоты и режимом СДЦ, RU2245562 C2, опубл. 27.01.2005, МПК G01S 13/58.

5. Майоров Д. А., Ильясафов А. Д. Принципы построения радиолокационных станций с перестройкой несущей частоты // Радиостроение. 2019. № 02. С. 16–22.

6. Чапурский В. В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем // М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2016, 280 с.

7. Golomb, S. W., and Taylor, H. Construction and properties of Costas arrays // Proc. of the IEEE, Vol. 72, No. 9, pp. 1143–1163, Sept. 1984.

Об авторах

Зайцев Алексей Вячеславович – инженер акционерного общества «Научно-исследовательский институт приборостроения имени В. В. Тихомирова», Жуковский, Российская Федерация.

Область научных интересов: радиолокационные системы, вторичная обработка радиолокационной информации.

Разин Анатолий Анатольевич – кандидат технических наук, начальник лаборатории акционерного общества «Научно-исследовательский институт приборостроения имени В. В. Тихомирова», Жуковский, Российская Федерация.

Область научных интересов: радиолокационные системы, вторичная обработка радиолокационной информации.

Investigation of signal in the form of a coherent pulse train with irregular pulse structure

Zaytsev A.V., Razin A.A.

V. V. Tikhomirov Scientific Research Institute of Instrument Engineering, Joint Stock Company, Zhukovsky, Russian Federation

The paper proposes a technique for synthesising a signal with switchboard uncertainty function with low side lobe level. The investigation focuses on the autocorrelation and cross-correlation functions, employing the method of mathematical modelling in the MatLab environment with consideration of signal blanking, when reception only occurs in the absence of transmission.

Keywords: complex signals, chirp pulses (signals), quasi-continuous signal, uncertainty function, unambiguous range measurement, signal parameters adjustment, MatLab

Information about the authors

Zaytsev Aleksey Vyacheslavovich – Engineer, V. V. Tikhomirov Scientific Research Institute of Instrument Engineering, Joint Stock Company, Zhukovsky, Russian Federation.
Science research interests: radar systems, secondary processing of radar information.

Razin Anatoliy Anatolievich – Candidate of Engineering Sciences, Head of Laboratory, V. V. Tikhomirov Scientific Research Institute of Instrument Engineering, Joint Stock Company, Zhukovsky, Russian Federation.
Science research interests: radar systems, secondary processing of radar information.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-48-58
УДК: 004(93’12+415.25)

Распознавание радиолокационных изображений, полученных в миллиметровом диапазоне, с использованием нейронных сетей

В. В. Дудихин, А. С. Иванов, И. Ю. Межуев, А. В. Шоков, И. Ю. Якупов

НТЦ-Т, Акционерное общество «НПК «НИИДАР», Москва, Российская Федерация

В статье описан экспериментальный программно-аппаратный комплекс скрытого досмотра, использующий радиолокационный сигнал миллиметрового диапазона. Комплекс содержит модуль распознавания, использующий глубокую сверточную нейронную сеть в качестве классификатора.

Применяемые при разработке данного программно-аппаратного комплекса методы глубокого обучения нейронных сетей (deep learning), в частности технологии переноса модели обучения (transfer learning), позволяют произвести адаптацию полученных ранее моделей распознавания для решения новых поставленных задач.

Программно-аппаратный комплекс потенциально способен предоставить возможность производить скрытый досмотр людей и классификацию носимых ими предметов без остановки людского потока, что позволит существенно повысить скорость досмотра по сравнению с общепринятыми методиками.

Данная система может быть адаптирована для распознавания разных наборов объектов, представляющих интерес для различных заказчиков.

Научная новизна работы состоит в разработке методологии классификации радиоизображений миллиметрового диапазона на основе переноса модели обучения в глубоких нейронных сетях.

Применение технологии глубокого машинного обучения позволяет решить проблему с качеством распознавания, которая в течение длительного времени ограничивала практическое применение подобных систем.

Ключевые слова: радиоизображение, распознавание, нейронные сети, скрытые предметы

Для цитирования: Дудихин В. В., Иванов А. С., Межуев И. Ю., Шоков А. В., Якупов И. Ю. Распознавание радиолокационных изображений, полученных в миллиметровом диапазоне, с использованием нейронных сетей // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 48–58. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-48-58

For citation: Dudikhin V. V., Ivanov A. S., Mezhuev I. Yu., Shokov A. V., Yakupov I. Yu. Millimetre-wave radar image recognition using neural networks // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 3. P. 48–58. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-48-58

Поступила 10.02.2022 *Отрецензирована* 23.02.2022 *Одобрена* 30.04.2022 *Опубликована* 24.06.2022

Введение

Вопросы радиолокационного распознавания скрытых предметов, в том числе и под одеждой человека, в настоящее время вызывают большой интерес [1, 2]. Решение этой задачи позволит обезопасить различные социально значимые объекты от людей, обладающих потенциально опасными предметами.

Одним из основных недостатков систем досмотра скрытых предметов миллиметрового диапазона является низкая четкость изображений предметов. Это связано как с малой глубиной резкости вследствие узкой досмотровой зоны систем [1, 3], так и с низким пространственным разрешением данного диапазона длин волн [4]. В данной

© Дудихин В. В., Иванов А. С., Межуев И. Ю., Шоков А. В., Якупов И. Ю., 2022

работе предлагаются возможные пути решения данных проблем. Во-первых, для увеличения зоны досмотра в описываемой системе предусмотрена автоматическая система нацеливания и фокусировки, которая позволяет подстраивать зону досмотра под текущее положение предмета досмотра. Во-вторых, используются нейросетевые методы распознавания образов, что позволяет решать задачу идентификации опасных предметов.

Однако у систем досмотра данного класса остается ряд недостатков. Так, система не может обнаружить предметы, находящиеся внутри тела человека, а также предметы, скрытые за металлическими предметами, в том числе на одежде человека, или за сильно мокрой одеждой. Влажная одежда также является фактором, уменьшающим вероятность обнаружения и распознавания предмета под ней.

Распознавание таких предметов позволит скрытно производить досмотр без остановки людей, что может существенно повысить его скорость. Кроме того, это дает возможность снизить роль человеческого фактора, характерного для традиционных методик мониторинга с использованием металлодетектора.

Задача радиолокационного распознавания наблюдаемых объектов с использованием нейронной сети в общем случае сводится к задаче классификации – определению вероятностей принадлежности объектов к тому или иному классу.

Целью данной работы является разработка методов получения радиоизображений с использованием радиолокационного сигнала миллиметрового диапазона и методов классификации радиоизображений объектов сложной формы на основе нейронных сетей.

Описание установки

В ходе проведенных экспериментальных работ был создан экспериментальный программно-аппаратный комплекс, в состав которого входят приемные и передающие устройства, а также набор программных модулей, выполняющих задачи предварительной обработки изображений, распознавания с использованием предварительно обученной нейронной сети, управления аппаратной частью и реализации пользовательского интерфейса.

На рисунке 1 изображена функциональная схема экспериментального программно-аппаратного комплекса скрытого досмотра. Передающая часть имеет 5 излучателей, генерирующих микроволны длиной 3 мм. Они установлены на специальные стойки, обозначенные на схеме цифрами 1, 2 и 3, внутри которых можно изменять положение излучателей для более равномерного распределения излучения на объекте досмотра.

Приемная часть содержит матрицу, установленную на позиционере. Радиоизображение на матрице фокусируется с помощью специальной фторопластовой линзы. Позиционер позволяет получить достаточно четкое радиоизображение вне зависимости от расстояния между матрицей и объектом досмотра.

Для повышения качества радиоизображений используется программная реализация функции шумоподавления. После подавления шумов сигнал, соответствующий полученному радиоизображению, поступает на вход нейронной сети, которая решает задачу классификации. Отображение результатов распознавания обеспечивается разработанным в рамках данного исследования программным интерфейсным модулем.

Выбор параметров излучения для создания экспериментальной установки обусловлен рядом факторов.

- Использование диапазона миллиметровых волн уменьшает общие габаритные размеры радиосистемы, так как для них требуются значительно меньшие размеры антенн.
- Волны такого диапазона, в отличие от оптического и инфракрасного излучения, имеют более высокую проникающую способность в большинство неметаллических объектов. Использование инфракрасного излучения не позволяет достичь достаточного уровня интенсивности отраженного сигнала после прохождения через одежду.
- Радиоволны относятся к неионизирующему излучению. В частности, миллиметровые волны почти полностью задерживаются кожей и не причиняют вреда внутренним органам человека [5].

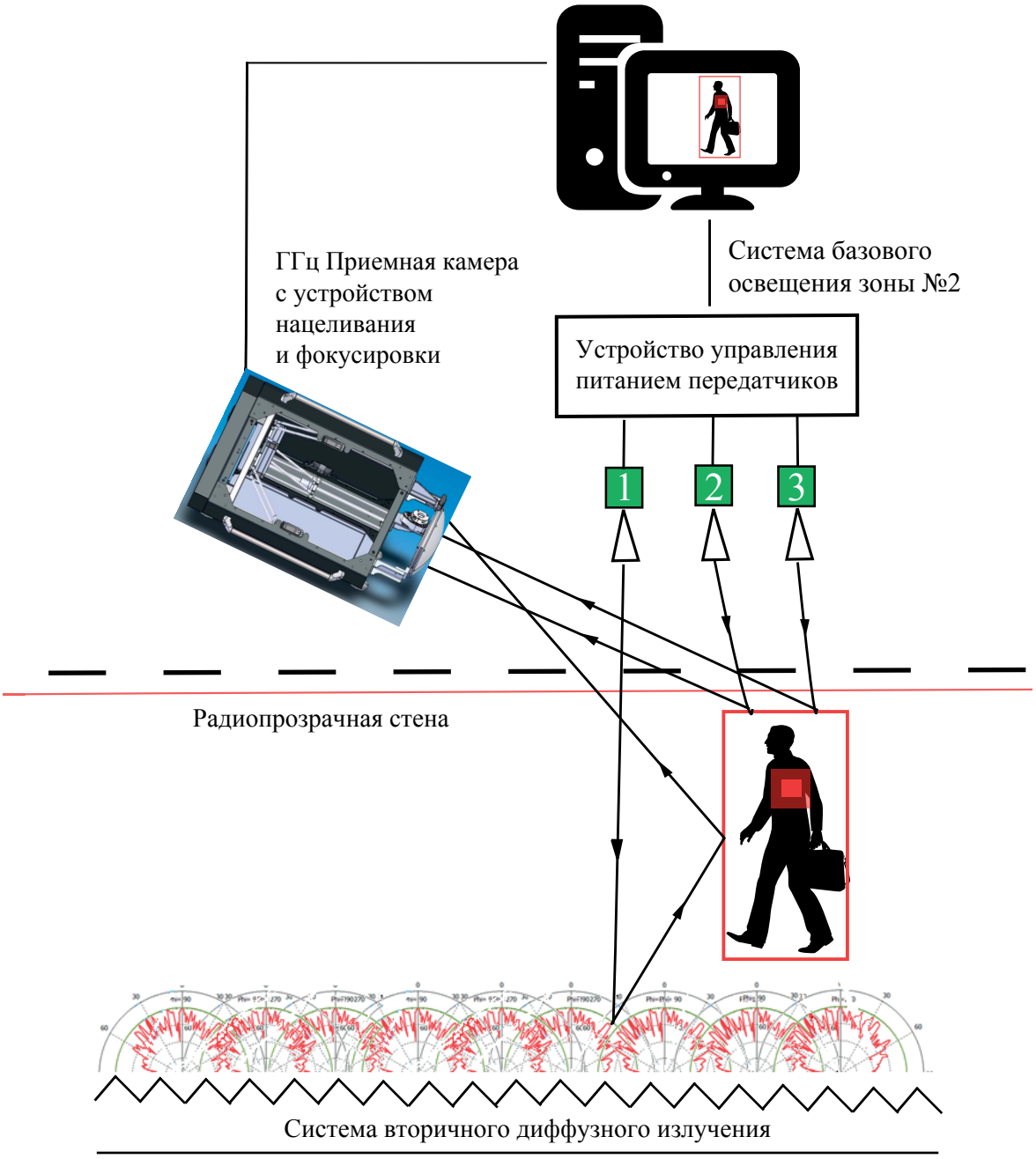


Рис. 1. Функциональная схема

• На радиоизображениях, получаемых в данном диапазоне волн, одежда на человеке обычно не визуализируется и становится невидимой, однако контуры тела человека отчетливо оттеняются, а находящиеся при нем предметы (монеты, пуговицы, ручки, ключи и др.) видны достаточно четко. Таким образом, становится возможным обнаружить скрытое под одеждой оружие, взрывчатые или наркотические вещества или другие запрещенные предметы, так как они мгновенно визуализируются [6].

Передающими элементами системы являются точечные источники непрерывного излучения с длиной волны 3 мм. Общая мощность излучателей – 400 мВт. Ширина спектра излучателей – не менее 50 МГц. Пространственное расположение источников обеспечивает равномерный подсвет объекта досмотра. В связи с малым временем когерентности источников (< 20 нс) и большим временем накопления приемной матрицы (~ 50 мс) интерференционные искажения в принятом сигнале значительно ниже уровня шумов.

Таким образом, расположение приемников влияет на качество принятого сигнала только в рамках геометрической оптики.

В качестве приемного элемента в настоящее время используется матрица, произведенная компанией TeraSense. Она состоит из детекторов, созданных на основе высокомобильной гетероструктуры GaAs. Оптический сенсор матрицы произведен из единой полупроводниковой пластины. Данная матрица обладает высокой однородностью и повторяемостью параметров каждого детектора, так как разница в чувствительности между ее пикселями составляет менее 20%. Используемая матрица имеет разрешение 64x64 пикселя. Размер пикселя-детектора составляет 1,5 мм. Каждый детектор в матрице имеет чувствительность при комнатной температуре (25 ˚C) до 50 кВ/Вт со схемой вывода данных и имеет шумовой эквивалент в 1 нВт / $\sqrt{\text{Гц}}$ в частотном диапазоне от 10 ГГц до 1 ТГц. Механизм детекции матрицы основан на возбуждении осцилляций плазмы в двумерной системе электронов с последующим исправлением, которое производится на специальных дефектах системы электронов [7].

Система управления

В рамках данного проекта разработан алгоритм позиционирования приемной матрицы. Для получения изображения объекта на матрице используется специальная фторопластовая линза. Для получения сфокусированного на матрице изображения необходимо установить матрицу на определенном расстоянии от линзы. Расстояние определяется формулой тонкой линзы

$$1 / f + 1 / d = 1 / F,$$

где d – расстояние от линзы до объекта, f – искомое расстояние от линзы до матрицы, F – фокусное расстояние линзы, в данном случае равное 40 см. В экспериментальной установке для этой цели использовался позиционер, принцип работы которого основан на дельта-механизме. Для получения данных о расстоянии до объекта исследования применяется лидар со специальным ПО для выбора его поля зрения.

В качестве интерфейса обмена данными с аппаратной частью системы управления установки применяется широко распространенный интерфейс USB. Для обмена данными с лидаром используется специальная программная библиотека, реализованная на языке программирования (ЯП) Python. Схема определения расстояние от линзы до объекта представлена на рисунке 2.

Исходными данными, получаемыми от лидара (2), служат набор координат точек объектов (5) в собственной полярной системе координат. Из полученных данных отбираются

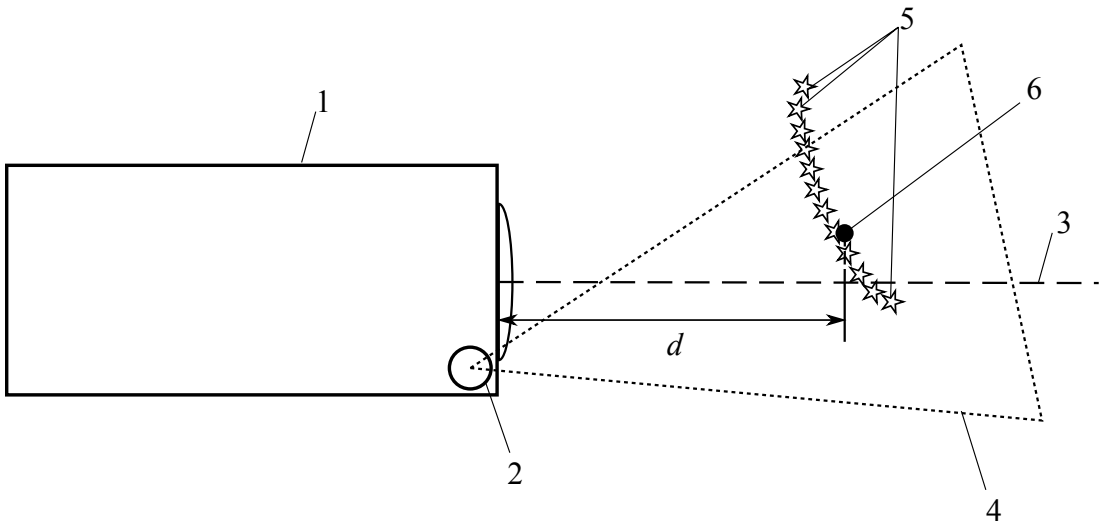


Рис. 2. Схема определения расстояние от линзы до объекта. 1 – приемное устройство с линзой, 2 – лидар, 3 – главная ось приемного устройства, 4 – область зоны досмотра, 5 – исходные точки, полученные с лидара, 6 – точка с усредненными координатами, d – расстояние от линзы до объекта

точки в заданной области, соответствующей зоне досмотра (4), координаты которых усредняются. Путем проецирования усредненной точки (6) на предварительно откалиброванную ось (3) приемного устройства (1) определяется дальность до цели.

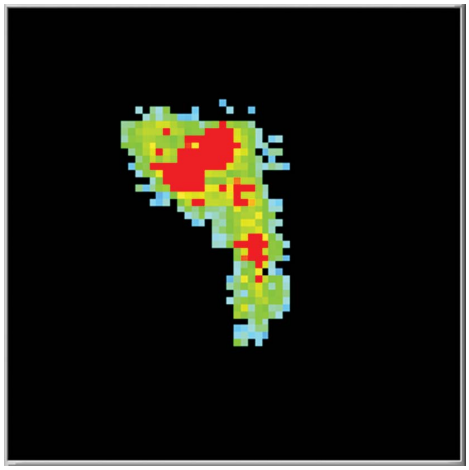
Взаимодействие с позиционером реализовано с использованием G-code [8]. Изменение положения матрицы по дальности происходит на основе данных о положении объекта досмотра, полученных с лидара. Помимо этого, матрица перемещается позиционером параллельно плоскости линзы таким образом, чтобы радиоизображение объекта находилось в центре кадра.

Система сбора и обработки данных

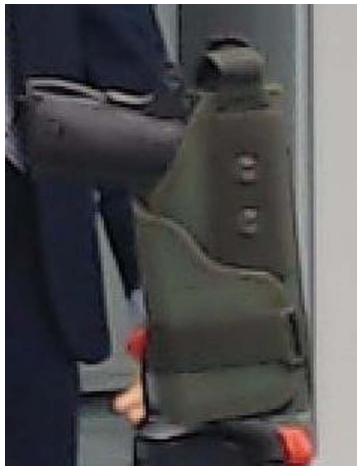
Подключение приемной матрицы к компьютеру также происходит посредством COM-порта. Для получения данных используется библиотека для ЯП Python. Программный модуль, использующий данную библиотеку, позволяет асинхронно получать кадры и реализовывать их многопоточную обработку. Примеры радиоизображений представлены на рисунке 3.

Зашумленность радиоизображений, поступающих непосредственно с матрицы, снижает качество распознавания объектов классифицирующей нейронной сетью. Для решения этой проблемы применяется система шумоподавления на основе отделения сигналов по минимальному уровню и удаления базовой шумовой засветки, которая всегда присутствует и не зависит от положения источников подсвета.

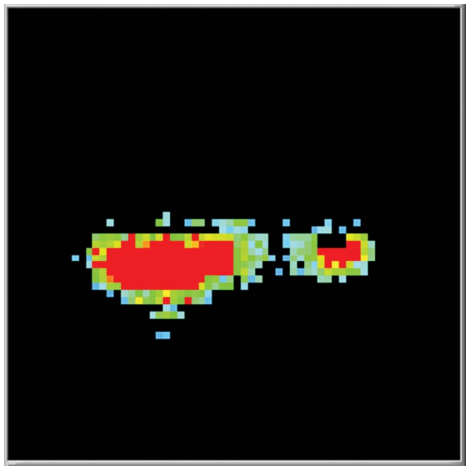
Для определения изображений, которые не содержат объектов, используется фильтрация по пороговому значению общей суммы всех пикселей матрицы. Подобные изображения не передаются в нейронную сеть для обработки, что позволяет увеличить точность



а



б



в



г

Рис. 3. Примеры радиоизображений и фотографий пистолета (а, б) и ножа (в, г)

классификации, а также повысить быстродействие комплекса.

К результатам классификации, выдаваемым нейронной сетью, применяется усреднение, что позволяет улучшить стабильность классификации нечетких изображений. Также возможна точная настройка параметров усреднения. Искомый результат в этом случае вычисляется на основе вероятностей принадлежности объекта к тому или иному классу или как наиболее часто встречаемый в n предыдущих кадрах.

Применение нейронных сетей

В литературе описаны примеры использования нейронных сетей для распознавания радиоизображений [9, 10]. Особенность данной работы заключается в том, что для распознавания объектов на радиоизображениях применялись методы глубокого обучения с переносом моделей предварительно обученных нейронных сетей (transfer learning).

В ходе исследований были рассмотрены различные варианты построения нейронных сетей, потенциально пригодных для решения поставленных задач. В результате проведенного анализа были выбраны, обучены и опробованы на тестовых изображениях три различных варианта архитектуры классификатора, выполненных с использованием технологии transfer learning на основе предварительно обученных нейронных сетей MobileNet, ResNet и Inception. Полученные структуры позволяют определить вероятности принадлежности радиоизображения к тому или иному классу потенциально опасного объекта.

Для реализации архитектур нейронных сетей применялась библиотека Keras, хорошо зарекомендовавшая себя для работы с глубоким обучением нейронных сетей, написанная на ЯП Python и способная работать совместно с такими популярными программными библиотеками, как TensorFlow и Theano.

Основной алгоритм создания применяемых в работе нейросетей основывался на принципе глубокого обучения (deep learning) [11]. Для его реализации была создана база радиоизображений реальных объектов, обнаружение которых являлось целью данного проекта. Радиоизображения для данной базы фиксировались экспериментальной установкой под различными ракурсами.

Для увеличения размера набора данных, использующихся для обучения нейронной сети, использовался метод аугментации, позволяющий синтезировать дополнительные изображения. В нашем случае он состоял:

- во вращении реального объекта в пределах 40°;
- его перемещение по двум осям в пределах 0,1 от размера изображения;
- вращении с растяжением в пределах 40°;
- приближении объекта в пределах 0,1 от размера изображения;
- отражении объекта по двум осям;
- перемешивании выборки.

Для трансформации радиоизображений использован созданный программный модуль, что позволило увеличить размер базы радиоизображений до 8019. Тем самым была достигнута достаточная сбалансированность выборки данных (размеры классов примерно равны), что позволило избежать эффекта смещения оценки.

Для реализации технологии машинного обучения из общей базы радиоизображений были сформированы три набора данных: обучающий, валидационный и тестовый. Исходные 8019 радиоизображений были поделены следующим образом: 70 % (5613 изображений) на обучающую выборку и по 15 % (1203 изображения) на валидационную и тестовую.

В ходе выполнения работ данного проекта созданы и протестированы 4 модели классификаторов. Первая модель выполнена на основе предварительно обученной сверточной нейронной сети MobileNetV2, она решает лишь задачу бинарной классификации. Архитектура модели реализует выделение признаков (feature extraction) предварительно обученной нейросетью и использует обучаемый персептрон на выходе, что сходится к одному нейрону в выходном слое с сигмоидальной функцией активации.

Остальные три модели решают задачу классификации с тремя классами. Их

архитектуры содержат классификаторы на базе более массивных (с большим количеством нейронов) персептронов, которые на выходе имеют три нейрона с функцией активации *softmax*. Они также реализованы на основе различных предобученных сверточных нейронных сетей, входящих в состав библиотеки Keras.

Сравнительный анализ классификаторов

Рассматриваемые нейронные сети обладали следующими характеристиками:

• MobileNetV2, 3045955 параметров всего, более быстрая, менее точная (представляется предпочтительной при решении задачи в реальном времени при условии обеспечения требуемого качества);

• ResNet152V2, 59512835 параметров всего, менее быстрая, более точная (представляется вариантом, обеспечивающим наибольшую точность);

• InceptionV3, 22983971 параметр всего, достаточно быстрая и точная (представляется компромиссным решением).

Для проведения тестирования моделей были созданы пять различных тестов, отражающие различные возможные режимы эксплуатации классификаторов.

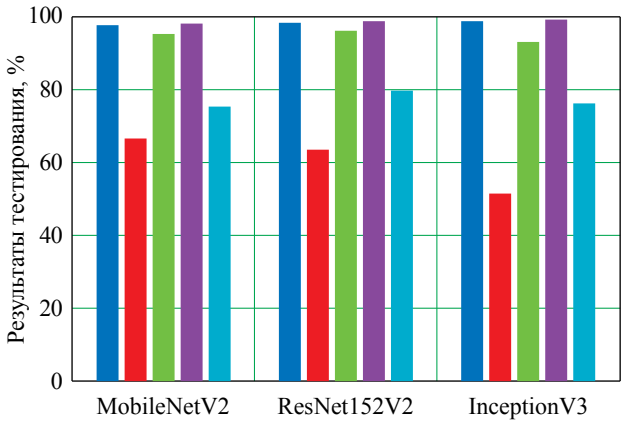


Рис. 4. Результаты тестирования нейронных сетей
– тест 1; – тест 2; – тест 3;
– тест 4; – тест 5

Тест 1. Имеет 1203 изображения из тестовой выборки, прошедшие через генератор случайных искажений, аналогичный тому, что использовался при обучении и валидации.

Тест 2. Представляет собой выборку из 33 изображений 3 классов с худшим качеством и/или неудачным ракурсом, без случайных искажений.

Тест 3. Включает 1203 изображения из тестовой выборки без случайных искажений.

Тест 4. Представляет собой 1203 изображения из тестовой выборки, прошедших через генератор случайных искажений с менее агрессивными параметрами, чем те, что использовались при обучении и валидации:

• вращение в пределах 20°;

• перемещение по двум осям в пределах 0,05 от размера изображения;

• вращение с растяжением в пределах 20°;

• приближение в пределах 0,05 от размера изображения;

• отражение по двум осям.

Тест 5. Имеет 1203 изображения из тестовой выборки, прошедшие через генератор случайных искажений с более агрессивными параметрами, чем те, что использовались при обучении и валидации:

• вращение в пределах 80°;

• перемещение по двум осям в пределах 0,1 от размера изображения;

• вращение с растяжением в пределах 80°;

• приближение в пределах 0,1 от размера изображения;

• отражение по двум осям.

Результаты тестирования трех моделей на пяти тестах сведены в таблице 1 и продемонстрированы на рисунке 4.

После окончания теоретического этапа, заключавшегося в построении, обучении

Таблица 1

Результаты тестирования, метрика accuracy, %

	Тест 1	Тест 2	Тест 3	Тест 4	Тест 5
MobileNetV2	97,6725	66,6667	95,3450	98,2544	75,3117
ResNet152V2	98,4206	63,6364	96,1762	98,9194	79,7174
InceptionV3	98,7531	51,5152	93,1837	99,2519	76,3032

и тестировании различных вариантов нейросетей в статическом режиме на заранее полученных радиоизображениях, был проведен ряд экспериментальных работ по апробации разработанных моделей на реальном оборудовании при работе в режиме реального времени.

На рисунках 5 и 6 показаны примеры работы экспериментальной установки в бинарном режиме (опасно/неопасно). Контрольные объекты во время имитационных экспериментов скрытно размещались на манекене. Было проведено шесть серий экспериментов по 40 измерений в каждом. В зависимости от ракурса, на котором было получено радиоизображение, система распознавания давала правильный ответ о степени опасности скрытого объекта с точностью от 0,75 до 0,9.



Рис. 5. Распознавание скрытого опасного предмета

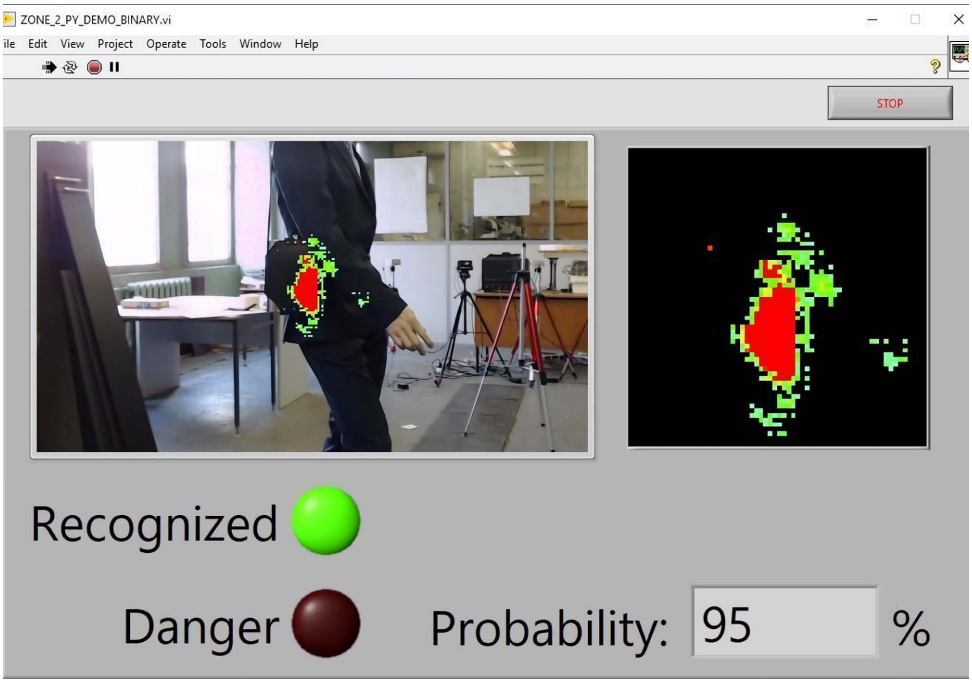


Рис. 6. Распознавание скрытого неопасного предмета

Заключение

Комплекс проведенных исследований подтвердил принципиальную возможность и целесообразность использования нейросетевых классификаторов для распознавания радиоизображений потенциально опасных объектов скрытого ношения.

Сделан вывод о необходимость увеличения разрешения приемной матрицы, так как возможности используемого в настоящий момент разрешения 64x64 пикселя находятся на границе допустимого.

Разработанный программный комплекс, использующий нейросети, обладает свойством масштабируемости. Уже имеющееся программное обеспечение при увеличении разрешения приемной матрицы может быть достаточно легко адаптировано для распознавания значительно большего количества классов объектов.

Это обстоятельство обусловлено тем, что в разработанных классификаторах используются структуры, предварительно обученные на большем объеме размеченных данных базы изображений ImageNet, содержащей 14 миллионов изображений, разбитых на 22 тысячи классов.

Для распознавания большего числа объектов необходимо большое количество качественных радиоизображений для обучения уже имеющихся нейронных сетей. Технология позволяет дообучить систему распознавания под набор объектов, интересующих заказчика.

Количество матриц, необходимое для распознавания радиоизображений объектов определяется требованиями к точности распознавания. Причем, точность зависит от качества набора данных, использующихся для обучения. Вопрос предсказания точности распознавания в настоящее время находится в процессе изучения.

Список литературы

1. Солдатов Д. П., Гладун В. В., Павлов Р. А., Пирогов Ю. А., Тищенко Д. А. Обнаружение потенциально опасных предметов с помощью системы пассивного радиовидения миллиметрового диапазона. Ученые записки физического факультета Московского университета, Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова, 2012. № 1. – С. 67–72.

2. Сердюцкая Д. А., Максимова А. А. Моделирование процессов обнаружения оружия на теле человека при его импульсном облучении, Моделирование оптимизация и информационные технологии: Воронежский институт высоких технологий. № 3 (14), 2016.

3. Гладун В. В., Котов А. В., Криворучко В. И. Система ближнего пассивного радиовидения 3-мм диапазона // Журнал радиоэлектроники. 2010, №7.

4. H. Zhong, J. Xu, X. Xie, T. Yuan, R. Reightler, E. Madaras, and X.-Ch. Zhang, Nondestructive defect identification with terahertz time-of-flight tomography, IEEE Sensors Journal, vol. 5, no. 2, pp. 203–208 (2005).

5. Hitchcock, R. Timothy. Radio-frequency and Microwave Radiation. – American Industrial Hygiene Assn., 2004. – P. 1–3.

6. Sheen, D. M., McMakin, L. & Hall, T. E. 2001 Three-dimensional millimeter-wave imaging for concealed weapon detection. IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 49, P. 1581–1592.

7. Terahertz imaging cameras. TeraSense Group, Inc. URL: https://terasense.com/products/sub-thz-imaging-cameras/ (дата обращения: 21.03.2022).

8. Oberg, Erik; Jones, Franklin D.; Horton, Holbrook L.; Ryffel, Henry H. (1996), Green, Robert E.; McCauley, Christopher J. (eds.), Machinery's Handbook (25th ed.), New York: Industrial Press, – P. 1284–1287

9. Разевиг В.В., Ивашов С.И., Бугаева А.С., Нейросетевой метод восстановления радиоголограмм, успехи современной радиоэлектроники, Том: 74. № 12, 2020, – С. 5–16.

10. Назаров А. В., Благодыренко Е. В. Алгоритм идентификации радиоизображений, представленных многомерными групповыми точечными объектами, с использованием карты Кохонена – современные проблемы создания и эксплуатации вооружения, военной и специальной техники, III Всероссийская научно-практическая конференция. Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского. Санкт-Петербург, 2016.

11. Николенко С., Архангельская Е., Кадурин А. Глубокое обучение. Погружение в мир нейронных сетей, Питер, 2020 г.

Об авторах

Дудихин Виктор Владимирович – кандидат технических наук, начальник лаборатории АО «НПК «НИИДАР», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: информационные системы и технологии, системы искусственного интеллекта, нейронные сети, методы аналитической обработки информации, OSINT-конкурентная и бизнес-разведка, методы аналитической обработки информации (Data mining и Text mining).

Иванов Александр Сергеевич – инженер АО «НПК «НИИДАР», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: машинное обучение, компьютерное зрение.

Межуев Игорь Юрьевич – кандидат технических наук, начальник отдела АО «НПК «НИИДАР», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: проектирование линеек программных продуктов, разработка адаптируемого программного обеспечения, разработка систем управления научным экспериментом.

Шоков Александр Владимирович – инженер АО «НПК «НИИДАР», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: машинное обучение, компьютерное зрение.

Якупов Игорь Юрьевич – начальник лаборатории АО «НПК «НИИДАР», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: радиовидение, разработка программного обеспечения управления, автоматизация систем научного исследования.

Millimetre-wave radar image recognition using neural networks

Dudikhin V. V., Ivanov A. S., Mezhuev I. Yu., Shokov A. V., Yakupov I. Yu.

STC-T, NPK "NIIDAR" JSC, Moscow, Russian Federation

The article describes an experimental software and hardware system for invisible security screening, using a millimetre-wave radar signal and a recognition module that employs a deep convolutional neural network as a classifier.

The software and hardware system was developed using the methods of deep learning of neural networks, in particular, the transfer learning technology, which make it possible to adapt the previous recognition models to solving new tasks.

The hardware and software system can potentially enable invisible security screening of people and classification of carried objects without impeding the flow of people. In comparison with the traditional methods, this solution allows to significantly increase the security screening rate.

This system can be adapted to recognize various sets of objects of interest depending on particular customer's requirements in various fields of application.

The scientific novelty of the work consists in the development of methods for classifying millimetre-wave images based on the transfer of a learning model in deep neural networks.

The deep machine learning technology allows to solve the problem of the quality of recognition, which was limiting the application of such systems for a long time.

Keywords: radar image, recognition, neural networks, concealed objects

Information about the authors

Dudikhin Viktor Vladimirovich – Candidate of Engineering Sciences, Head of Laboratory, NPK "NIIDAR" JSC, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: information systems and technologies, artificial intelligence systems, neural networks, methods of analytical data processing, business and competitive intelligence (Open Source Intelligence, OSINT), data mining and text mining.

Ivanov Aleksandr Sergeyevich – Engineer, NPK "NIIDAR" JSC, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: machine learning, computer vision.

Mezhuev Igor Yurievich – Candidate of Engineering Sciences, Head of Department, NPK "NIIDAR" JSC, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: software product lines design, development of adaptive software, development of scientific experiment control systems.

Shokov Aleksandr Vladimirovich – Engineer, NPK "NIIDAR" JSC, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: machine learning, computer vision.

Yakupov Igor Yurievich – Head of Laboratory, NPK "NIIDAR" JSC, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: radio-wave imaging, control software development, research systems automation.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-59-66
УДК 621.396.96

Совместное измерение угловых координат близкорасположенных целей линейной антенной решеткой

С. Е. Фетисов

Акционерное общество «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», Москва, Российская Федерация

В статье рассматривается метод совместной оценки угловых координат близкорасположенных целей линейной антенной решеткой по сигналам после пространственно-временной обработки. Данный метод позволяет повысить точность траекторного сопровождения в условиях высокой плотности воздушного движения и низкой разрешающей способности по дальности. Полученное выражение совместной оценки угловых координат обобщает формулу максимально правдоподобной оценки угловой координаты одиночной цели. При отношении сигнал/шум выше 11 дБ дисперсия оценки угловой координаты одиночной цели приближается к нижней границе Крамера – Рао. Оценки угловых координат двух близкорасположенных целей с одинаковой амплитудой не имеют систематической ошибки, вызванной интерференционным искажением сигнала.

Ключевые слова: измерение угловых координат, максимально правдоподобная оценка

Для цитирования: Фетисов С. Е. Совместное измерение угловых координат близкорасположенных целей линейной антенной решеткой // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 59–66. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-59-66

For citation: Fetisov S. E. Simultaneous measurement of the angular coordinates of closely located targets by a linear array // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 3. P. 59–66. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-59-66

Поступила 10.02.2022 *Отрецензирована* 02.03.2022 *Одобрена* 11.05.2022 *Опубликована* 24.06.2022

Введение

Для измерения угловой координаты точечного источника излучения в фазированных антенных решетках (ФАР) часто применяется суммарно-разностный метод [1–3], позволяющий достичь высокую точность измерения при низких вычислительных затратах. Однако суммарно-разностный метод при моноимпульсном измерении не позволяет совместно оценить угловые координаты близкорасположенных целей [2].

Необходимость измерения угловых координат близкорасположенных целей возникает с возрастанием плотности воздушного движения и в радиолокационных станциях с низкой разрешающей способностью по дальности. Как указано в [4], в случае наблюдения скоростных целей с использованием немодулированных зондирующих импульсов разрешающая способность по дальности может достигать десятков километров.

Известные методы углового разрешения и совместной оценки угловых координат подразделяют на четыре группы [5]: методы линейного предсказания, методы группы «Кейпон», проекционные методы и методы параметрического поиска [6, 7]. Методы первых трех групп используют стохастическое описание принимаемого сигнала и требуют оценки ковариационной матрицы, что ограничивает их применение со сжатыми сигналами. В сравнении с методами первых трех групп методы параметрического поиска

© Фетисов С. Е., 2022

применимы к временным рядам малой длины [5]. Важно отметить, что методы параметрического поиска по сравнению с другими методами дают наилучшее разрешение и высокую точность оценок при корреляции сигналов от нескольких источников излучения [5].

В статье предлагается метод совместной максимально правдоподобной оценки угловых координат, относящийся к группе методов параметрического поиска. В отличие от методов [8] и [9], вычисление оценок возможно по временному ряду малой длины, что позволяет его использовать после пространственно-временной обработки и обнаружения. Также предлагаемый метод отличается от метода [9] учетом корреляционных свойств шума, что при равных условиях повышает точность оценки угловых координат.

Модель пространственных сигналов после диаграммообразования

Фазовое распределение поля плоской волны, падающей под углом θ на M ненаправленных элементов линейной ФАР, выражается сигнальным вектором [1] [10]

$$\mathbf{s}(\theta) = [e^{j\times\delta_1\times\sin(\theta)}, \ldots, e^{j\times\delta_M\times\sin(\theta)}]^T,$$

где $\boldsymbol{\delta} = [\delta_1, \ldots, \delta_M]^T$ – вектор-столбец действительных множителей. Для эквидистантной линейной ФАР с длиной волны λ и расстоянием d между фазовыми центрами смежных элементов $\boldsymbol{\delta} = [0, \ldots, M-1]^T \times 2\pi d / \lambda$.

Сумму $\sum_{i=1}^{N} a_i \mathbf{s}(\theta_i)$ сигналов N источников с комплексными амплитудами $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \ldots, a_N]^T$ и угловыми координатами $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \ldots, \theta_N]^T$ представим векторным произведением $\mathbf{S} \times \mathbf{a}$. Здесь $\mathbf{S}$ – сигнальная матрица, составленная из N сигнальных векторов:

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}(\theta_1), \ldots, \mathbf{s}(\theta_N)] = [\mathbf{s_1}, \ldots, \mathbf{s_N}] = \begin{bmatrix} e^{j\times\delta_1\times\sin(\theta_1)} & \cdots & e^{j\times\delta_1\times\sin(\theta_N)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\times\delta_M\times\sin(\theta_1)} & \cdots & e^{j\times\delta_M\times\sin(\theta_N)} \end{bmatrix}.$$

Введем лучеобразующую матрицу [1]

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_1 e^{-j\times\delta_1\times\sin(\varepsilon_1)} & \cdots & w_M e^{-j\times\delta_M\times\sin(\varepsilon_1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_1 e^{-j\times\delta_1\times\sin(\varepsilon_L)} & \cdots & w_M e^{-j\times\delta_M\times\sin(\varepsilon_L)} \end{bmatrix},$$

где $\varepsilon_1, \ldots, \varepsilon_L$ – угловые направления L приемных лучей суммарных ДН, $w_1, \ldots, w_M$ – весовые коэффициенты амплитудного распределения ФАР.

Смесь сигнала и шума в суммарных ДН L приемных лучей после весовой пространственной обработки выразим вектором

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}\,\mathbf{S}\mathbf{a} + \boldsymbol{\psi}, \qquad (1)$$

где $\boldsymbol{\psi}$ – вектор-столбец случайных нормально распределенных комплексных значений шума с ковариационной матрицей $\boldsymbol{\Psi}$. Для радиолокатора с цифровым диаграммообразованием $\boldsymbol{\Psi} = \mathbb{E}[(\mathbf{Wn})(\mathbf{Wn})^H] = \sigma^2_{\text{ш}}\mathbf{W}\mathbf{W}^H$, где $\mathbb{E}[\cdot]$ – оператор математического ожидания, $(\cdot)^H$ – оператор сопряженного транспонирования, $\mathbf{n}$ – пространственно-временной белый гауссов шум приемных каналов ФАР с нулевым средним и дисперсией $\sigma^2_{\text{ш}}$ [10]. Действительная и мнимая части случайных значений такого шума считаются статистически независимыми и имеют дисперсию $\sigma^2_{\text{ш}}/2$ [11]. Для радиолокационных станций с аналоговым диаграммообразованием коэффициенты матрицы $\boldsymbol{\Psi}$ в общем случае неизвестны и должны измеряться.

Метод оценки угловых координат

Апостериорная плотность вероятности (ПВ) неизвестных параметров N целей при приеме реализации $\mathbf{y}$ определяется согласно формуле Байеса: $p(\mathbf{a},\boldsymbol{\theta} \mid \mathbf{y}) = \frac{p(\mathbf{y} \mid \mathbf{a},\boldsymbol{\theta})}{p(\mathbf{y})} p(\mathbf{a},\boldsymbol{\theta})$. При отсутствии априорной ПВ $p(\mathbf{a},\boldsymbol{\theta})$ и выборе дельта-функции риска неизвестные параметры находятся в максимуме функции правдоподобия $p(\mathbf{y} \mid \mathbf{a},\boldsymbol{\theta})$ или, что равносильно, в максимуме логарифма отношения правдоподобия (ЛОП) [1] [2]. Запишем ЛОП $l = \ln(p(\mathbf{y} \mid \mathbf{a},\boldsymbol{\theta})/p(\mathbf{y}))$ принятого сигнала $\mathbf{y}$ с учетом (1), указанных свойств шума и вида

совместной ПВ нормально распределенных комплексных случайных величин [11]:

$$l = -(\mathbf{y} - \mathbf{WSa})^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} (\mathbf{y} - \mathbf{WSa}) + \mathbf{y}^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{y}. \quad (2)$$

Раскрыв скобки в выражении (2), получим

$$l = \mathbf{y}^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{WSa} + (\mathbf{WSa})^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{y} - (\mathbf{WSa})^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{WSa}$$

или

$$l = (\mathbf{y}^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{WSa}) + (\mathbf{y}^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{WSa})^H - \mathbf{a}^H \mathbf{B}\, \mathbf{a}, \quad (3)$$

где $\mathbf{B} = (\mathbf{WS})^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} (\mathbf{WS})$.

Найдем экстремум ЛОП (3), приравняв к нулю производную l по $\mathbf{a}$:

$$\frac{\partial((\mathbf{WS})^H \boldsymbol{\Psi}^{-1}\mathbf{y})^H \mathbf{a}}{\partial \mathbf{a}} + \frac{\partial \mathbf{a}^H (\mathbf{y}^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{WS})^H}{\partial \mathbf{a}} - \frac{\partial}{\partial \mathbf{a}} (\mathbf{a}^H \mathbf{B}\, \mathbf{a}) = 0.$$

Используя формулы дифференцирования скаляра по вектору [12]

$$\frac{\partial \mathbf{y}^H \mathbf{x}}{\partial \mathbf{x}} = \bar{\mathbf{y}}, \quad \frac{\partial \mathbf{x}^H \mathbf{y}}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{0}, \quad \frac{\partial \mathbf{x}^H \mathbf{A}\, \mathbf{x}}{\partial \mathbf{x}} = \overline{\mathbf{A}\, \mathbf{x}},$$

где $\overline{(\cdot)}$ – оператор комплексного сопряжения, после преобразований получим

$$\overline{(\mathbf{WS})^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{y}} = \overline{\mathbf{Ba}}. \quad (4)$$

Из уравнения (4) следует, что ЛОП достигает максимума при

$$\mathbf{a} = \mathbf{B}^{-1} (\mathbf{WS})^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{y}. \quad (5)$$

Подставив (5) в (3), получим ЛОП, значение которого определяется только количеством целей и их угловыми координатами

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \{\hat{\theta}_1, \ldots, \hat{\theta}_N\} = \operatorname{argmax}_{\theta} (\mathbf{y}^H \mathbf{C}\, \mathbf{y}), \quad (6)$$

где $\mathbf{C} = \boldsymbol{\Psi}^{-1} (\mathbf{WS})\, \mathbf{B}^{-1} (\mathbf{WS})^H \boldsymbol{\Psi}^{-1}$.

Важно отметить, что для $N = 1$ выражение (6) упрощается и совпадает с известным выражением максимально правдоподобной оценки угловой координаты одиночной цели [13]:

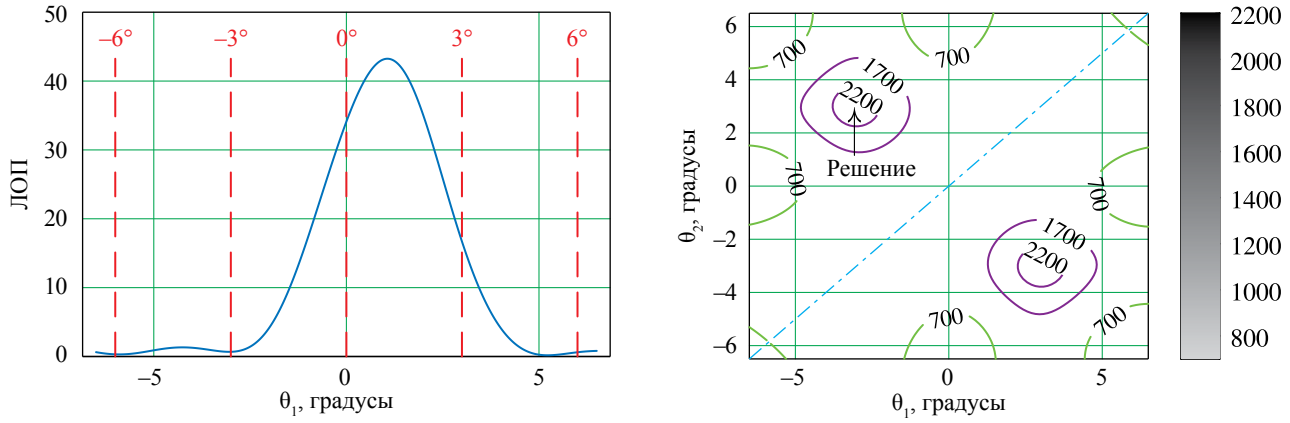
$$\hat{\theta}_1 = \operatorname{argmax}_{\theta_1} \left(\frac{|\mathbf{y}^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} (\mathbf{Ws_1})|^2}{(\mathbf{Ws_1})^H \boldsymbol{\Psi}^{-1} (\mathbf{Ws_1})} \right), \quad N = 1.$$

На рисунке 1а показан график функции ЛОП, полученный при моделировании сигналов одиночной цели. Функция меняет свое значение в зависимости от угловой координаты и достигает своего максимума в точке с абсциссой, приближенной к истинному значению угла (1° на рисунке).

График функции ЛОП при моделировании сигналов двух целей приводится в виде линий уровня на рис. 1б. Ввиду равнозначности параметров θ_1 и θ_2 график симметричен относительно диагональной прямой[1] $\theta_1 = \theta_2$.

Подбор значений параметров $\theta_1, \ldots, \theta_N$ для обеспечения максимума (6) при известном

[1] Поиск оценок для экономии вычислительного ресурса следует проводить в одной полуплоскости относительно диагонали.



а б

Рис. 1. График функции логарифма отношения правдоподобия в зависимости от угловой координаты одиночной цели а) и угловых координат двух целей б)

— значения ЛОП; — направления ДН

количестве целей может происходить последовательно сначала в грубом приближении, потом в виде уточнения. Для грубой оценки угловых координат N целей с разделением углового сектора обзора на $K-1$ равных интервалов потребуется выполнить $2\prod_{n=0}^{N-1}\frac{K-n}{n+1}$ векторно-матричных умножений. Так, например, при угловом секторе обзора 60° и шаге проверки 2° ($K = 31$) при количестве целей 1, 2, 3 и 4 потребуется выполнить 62, 930, 8990 и 62930 векторно-матричных умножений соответственно. С использованием аппаратного ускорения указанное число матрично-векторных умножений при $N < 4$ на сегодняшний день не является значительным. Однако при $N = 4$ проверка гипотез может оказаться затратной как по времени вычисления, так и по занимаемой памяти для хранения предварительно рассчитанных матриц **C**. Процедура уточнения после грубой оценки угловых координат занимает меньшее время и может проводиться методом половинного деления тестируемого интервала, что требует $3^N n$ проверок (6), где n – число уточнений, а основание 3 соответствует трем гипотезам: значение угловой координаты цели меньше, больше, либо неизменно на текущем шаге. Использование итеративного уточнения элементов матрицы $\mathbf{B}^{-1}$ методом Ньютона позволит избежать необходимости прямого обращения матрицы **B** на этапе уточнения оценок. Заметим, что матрица **B** обратима и функция (6) имеет максимум при $N < \min(L, M)$, что ограничивает количество одновременно оцениваемых угловых координат.

Точность оценки угловых координат

Эффективность несмещенных оценок определяется близостью их дисперсии к нижней границе Крамера – Рао (НГКР) [2]. Поскольку выполняется условие дифференцируемости по параметрам **a** и **θ**, то оценки асимптотически не смещены и можно ограничиться исследованием их дисперсии [2].

Выразим НГКР для дисперсии оценки угловой координаты одиночной цели по сигналу суммарных ДН. Следует отметить, что известное из [1] выражение потенциальной точности для M-канальной эквидистантной ФАР не учитывает специфику оценки по сигналам суммарных ДН и поэтому в данном исследовании не используется.

Произведем замену $u = \sin(\theta_1)$, $A = |a_1|$, $\phi = \arg(a_1)$ и определим коэффициенты матрицы Фишера [2]

$$\mathbf{\Phi} = -\mathbb{E}\begin{bmatrix} \frac{\partial^2 l}{\partial u^2} & \frac{\partial^2 l}{\partial u\,\partial A} & \frac{\partial^2 l}{\partial u\,\partial \phi} \\ \frac{\partial^2 l}{\partial A\,\partial u} & \frac{\partial^2 l}{\partial A^2} & \frac{\partial^2 l}{\partial A\,\partial \phi} \\ \frac{\partial^2 l}{\partial \phi\,\partial u} & \frac{\partial^2 l}{\partial \phi\,\partial A} & \frac{\partial^2 l}{\partial \phi^2} \end{bmatrix}.$$

Диагональные элементы матрицы $\mathbf{\Phi}^{-1}$ определяют нижнюю границу дисперсии оценки неизвестных параметров одиночной цели: синуса угловой координаты $\hat{u}$, амплитуды $\hat{A}$ и начальной фазы прихода сигнала $\hat{\phi}$. Ограничимся рассмотрением первого элемента на диагонали матрицы $\mathbf{\Phi}^{-1}$:

$$\mathbb{D}[\hat{u}] = (\mathbf{\Phi}^{-1})_{1,1} = \left[2A^2(\mathbf{s}_1^H(\boldsymbol{\delta}\circ\mathbf{U}\circ \circ\boldsymbol{\delta}^T)\mathbf{s}_1) - 2A^2\frac{\left|\mathbf{s}_1^H(\boldsymbol{\delta}\circ\mathbf{U})\mathbf{s}_1\right|^2}{\mathbf{s}_1^H\mathbf{U}\mathbf{s}_1}\right]^{-1}, \quad (7)$$

где $\mathbf{U} = \mathbf{W}^H\mathbf{\Psi}^{-1}\mathbf{W}$ – матрица $M \times M$; $(\circ)$ – оператор произведения Адамара.

Дисперсия оценки угловой координаты одиночной цели $\mathbb{D}[\hat{\theta}_1]$ связана с дисперсией оценки синуса угловой координаты $\mathbb{D}[\hat{u}]$ приблизительным равенством $\mathbb{D}[\hat{\theta}_1] \approx \mathbb{D}[\hat{u}]/\cos^2(\theta_1)$. Далее знак приблизительного равенства опустим, пренебрегая несимметричностью распределения случайной величины оценки $\hat{\theta}_1$ на больших углах приема сигнала θ_1 относительно нормали ФАР. Для ФАР с цифровым диаграммообразованием выражение (7) с учетом сказанного преобразуется:

$$\mathbb{D}[\hat{\theta}_1] = \left[2\frac{|a_1|^2}{\sigma_{\text{ш}}^2}(\boldsymbol{\delta}\circ\mathbf{s}_1)^H\left(\mathbf{Q} - \frac{\mathbf{Q}\,\mathbf{s}_1\mathbf{s}_1^H\mathbf{Q}}{\mathbf{s}_1^H\mathbf{Q}\,\mathbf{s}_1}\right)(\boldsymbol{\delta}\circ\mathbf{s}_1)\cos^2(\theta_1)\right]^{-1}, \quad (8)$$

где $\mathbf{Q} = \mathbf{W}^H (\mathbf{W}\mathbf{W}^H)^{-1} \mathbf{W}$.

Величина $|a_1|^2 / \sigma_ш^2$ в выражении (8) определяет отношение сигнал/шум (ОСШ) в приемном канале ФАР. Величина ОСШ в децибелах после пространственно-временной обработки

$$q_{dB} = 10 \times \log_{10}(|a_1|^2 / \sigma_ш^2) + g,$$

где g – коэффициент увеличения ОСШ в децибелах при наблюдении цели в максимуме пространственно-временной функции неопределенности [1].

На графике рисунка 2 сплошной кривой показана зависимость нижней границы среднеквадратического отклонения (СКО) оценки угловой координаты одиночной цели $\sqrt{\mathbb{D}[\hat{\theta}_1]}$ от значения ОСШ q_{dB}. Отмеченные точки в окрестности этой кривой были получены статистической обработкой результатов многократной оценки с использованием выражения (6).

Приведенные на графике рисунка 2 данные рассчитывались при моделировании сигналов ФАР, содержащей 32 ненаправленных элемента с расстоянием λ/2 между фазовыми центрами смежных элементов и спадающим к краям ФАР амплитудным распределением. Согласно графику, значения СКО оценки угловой координаты одиночной цели приближаются к нижней границе Крамера – Рао при ОСШ более 11 дБ. При меньших значениях наблюдается отклонение от предела, что объясняется ростом числа аномальных измерений [1].

При оценке координат двух близкорасположенных целей с одинаковой амплитудой проверялось отсутствие систематического смещения оценок. Для этого анализировалась статистика оценок при ОСШ q_{dB} 12 дБ и 15 дБ при угловом расстоянии между целями в 1,0 и 1,5 ширины ДН по уровню половинной мощности. Полученные гистограммы оценок приводятся на рисунке 3.

Наименее точный результат наблюдался при угловом расстоянии в одну ширину ДН и ОСШ 12 дБ – в 5% случаев сигналы двух целей не различались, что соответствует на графике рисунка 3 локальному возрастанию плотности оценки в районе 0°. Такой исход наблюдался при синфазном приходе сигнала двух целей и существенном влиянии шума. При повышении ОСШ до 15 дБ такой исход наблюдался в два раза реже, а при угловом расстоянии между целями в 1,5 ширины ДН практически исчезал.

При ОСШ больше 11 дБ и угловом расстоянии между целями более 1 ширины ДН плотность распределения оценки угловой координаты каждой цели имеет симметричный унимодальный вид. Математическое ожидание оценки близко соответствует ее моде, что говорит о незначительной ошибке смещения при взаимно мешающем влиянии двух целей, сигналы которых моделировались со случайной начальной фазой. Отдельные эксперименты также показывают незначительное отклонение гистограмм от симметричной формы при синфазном либо противофазном приходе сигналов.

Заключение

В статье предложен метод совместной оценки угловых координат близкорасположенных целей по сигналам суммарных диаграммах направленности линейной ФАР. Полученное выражение совместной оценки обобщает формулу максимально правдоподобной оценки угловой координаты одиночной цели.

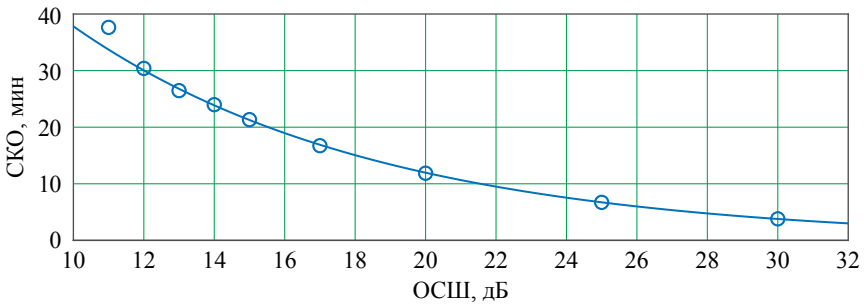


Рис. 2. Сравнение СКО оценки угловой координаты с нижней границей Крамера – Рао
— – НГКР; o – СКО оценки

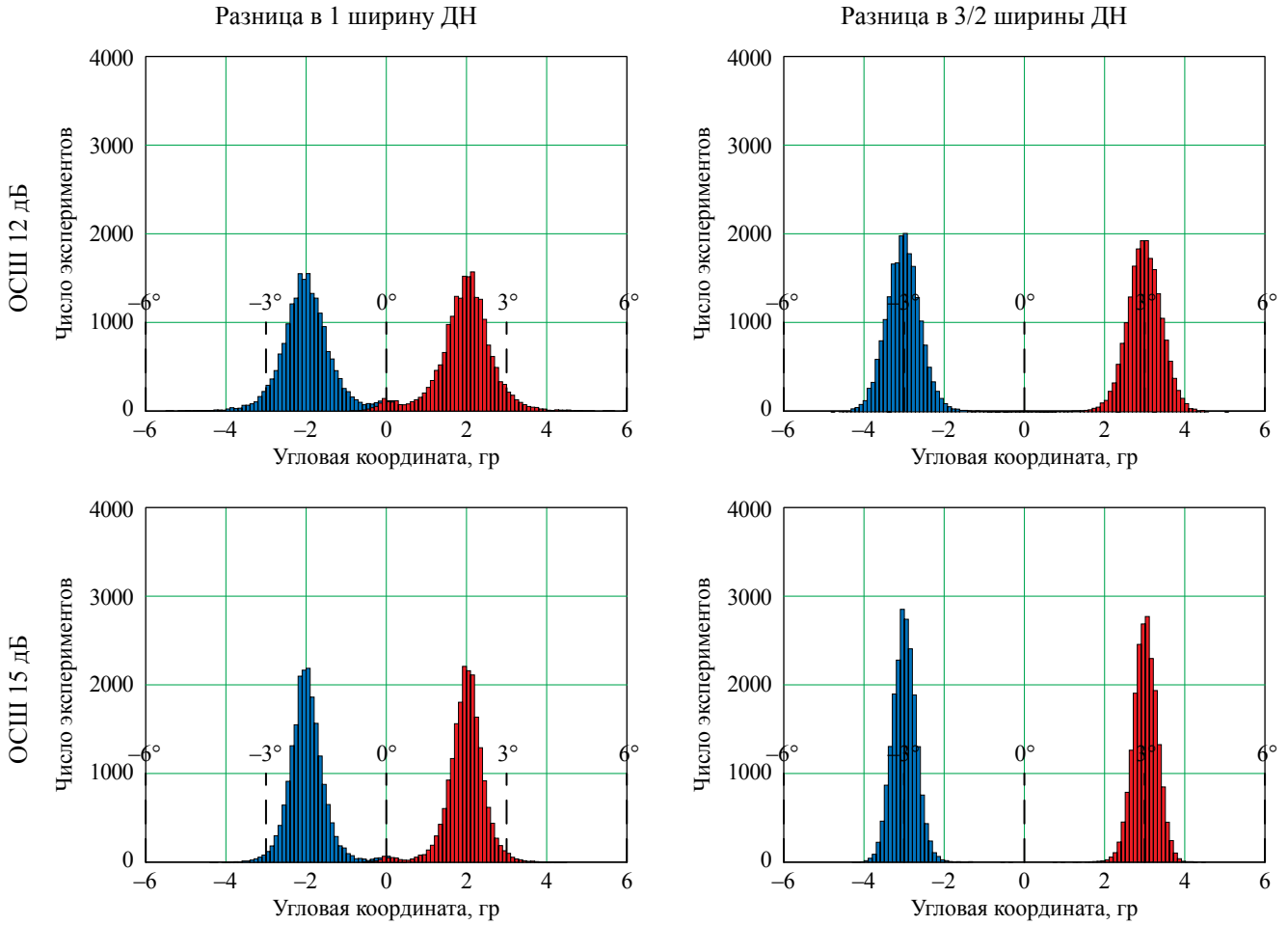


Рис. 3. Гистограммы максимально правдоподобных оценок угловых координат при разном угловом расстоянии между двумя целями и разных значениях ОСШ

– оценка θ_1; – оценка θ_2

Отличительной особенностью метода является его применимость с временными рядами малой длины, что позволяет использовать метод после пространственно-временной обработки и обнаружения. Результаты статистического моделирования по временному ряду единичной длины подтвердили, что случайная ошибка оценки угловой координаты одиночной цели незначительно отличается от нижней границы Крамера – Рао при отношении сигнал/шум выше 11 дБ.

При моделировании сигналов двух близкорасположенных целей с одинаковой амплитудой было установлено отсутствие систематической ошибки измерения их угловых координат, вызванной интерференционным искажением принятого сигнала. Отсутствие систематической ошибки позволяет повысить точность траекторного сопровождения близкорасположенных целей. Увеличение точности достигается использованием параметрической модели, более полно описывающей характер принимаемых сигналов по сравнению с моделью суммарно-разностного метода оценки.

При исследовании статистических свойств оценок считалось, что количество наблюдаемых целей известно. Если количество целей неизвестно, то оно может определяться последовательной проверкой гипотезы о наличии мешающего сигнала [9] с учетом условия $N < \min(L, M)$. На практике количество оцениваемых угловых координат ограничено сложностью вычислительного процесса. Исходя из рассчитанного числа векторно-матричных умножений, применение метода с использованием распространенных средств аппаратного ускорения возможно для совместной оценки угловых координат до четырех точечных целей.

Список литературы

1. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

2. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов и др.; Под ред. Ю. М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

3. S. M. Sherman and D. K. Barton, Monopulse Principles and Techniques, Artech House Publishers, 2011.

4. Порсев В. И., Николаев А. П., Кривоножко И. С. Многоканальное накопление радиолокационных сигналов, отраженных от высокоскоростных целей, движущихся с ускорением. Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2018;(1):23–34.

5. Nickel U. Angular superresolution with phased array radar: a review of algorithms and operational constraints. “IEE Proc.”, Pt.F, 1987, Vol. 134, No. 1, pp. 53–59.

6. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003, 200 с.

7. Ермолаев В. Т. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой / В. Т. Ермолаев, А. Г. Флаксман; Федер. агентство по образованию, Нижегород. гос. ун-т им. Н. И. Лобачевского. – Н. Новгород : [б. и.], 2007, – 98 с.

8. J. Bohme. Source-parameter estimation by approximate maximum likelihood and nonlinear regression. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1985, vol. 10, no. 3, pp. 206–212.

9. Nickel U. Superresolution using an active antenna array. IEE Conf. Publ., 1982, vol. 216, pp. 87–91.

10. Кремер И. Я. Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер, А. И. Кремер, В. М. Петров и др.; Под ред. И. Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.

11. N. R. Goodman. «Statistical Analysis Based on a Certain Multivariate Complex Gaussian Distribution (An Introduction).» Ann. Math. Statist. 34 (1) 152–177, March, 1963.

12. Kay, S. M., Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, PTR Prentice Hall, 1993.

13. Журавлев А. К., Лукошкин А. П., Поддубный С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Изд-во Ленинградского ун-та, 1983, 240 с.

Об авторе

Фетисов Сергей Евгеньевич – ведущий инженер-программист отдела 025 акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: радиолокация, цифровая обработка сигналов.

Simultaneous measurement of the angular coordinates of closely located targets by a linear array

Fetisov S. E.

JSC "VNIIRT", Moscow, Russian Federation

The paper considers the method of simultaneous estimation of the angular coordinates of closely located targets by a linear antenna array after space-time signal processing. This method makes it possible to improve the accuracy of flight trajectory tracking under conditions of high air traffic density and low resolution by range. The obtained expression for simultaneous estimation of the angular coordinates generalises the formula of the maximum plausible estimate of the single target's angular coordinate. At signal-to-noise ratio above 11 dB, the dispersion of single target's angular coordinate estimate approaches the Cramer – Rao lower boundary. The estimates of the angular coordinates of two closely located targets having the same amplitude are free from the systematic error caused by moiré signal distortion.

Keywords: angular coordinate measurement, maximum plausible estimate

Information about the author

Fetisov Sergey Evgenievich – Leading Programming Engineer, Department 025, JSC "All-Russian Scientific and Research Institute of Radio Engineering", Moscow, Russian Federation.
Science research interests: radio detection and ranging, digital signal processing.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-67-78
УДК 621.396.96

Оценка энергетического выигрыша при обнаружении малоразмерных целей методом «сопровождение до обнаружения»

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

[1] *Республиканское научно-производственное унитарное предприятие «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси», Минск, Республика Беларусь*

[2] *Военная академия Республики Беларусь, Минск, Республика Беларусь*

В статье представлено обоснование возможности повышения дальности обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов специализированными обзорными радиолокационными станциями малой дальности методом «сопровождение до обнаружения» («*Track-before-Detect*»), который предполагает совместное использование сигнальной и траекторной информации о целях за несколько смежных циклов обзора. Определены основные показатели эффективности, потенциальные возможности и ограничения рассматриваемого метода. Изложен подход к обоснованию допустимого количества циклов обзора РЛС, используемых для обнаружения малоразмерных целей.

Ключевые слова: радиолокационная станция, малоразмерный беспилотный летательный аппарат, сопровождение до обнаружения, порог обнаружения, вероятность ложной тревоги, вероятность правильного обнаружения, обнаружение траектории, цикл обзора РЛС

Для цитирования: Костромицкий С. М., Нефедов Д. С. Оценка энергетического выигрыша при обнаружении малоразмерных целей методом «сопровождение до обнаружения» // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 67–78. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-67-78

For citation: Kostromitsky S. M., Nefedov D. S. Estimation of the energy gain when detecting small-sized targets by the “Track-before-Detect” method // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 3. P. 67–78. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-67-78

Поступила 30.03.2022 *Отрецензирована* 25.04.2022 *Одобрена* 06.05.2022 *Опубликована* 24.06.2022

Введение

Ключевое место в составе систем противодействия малоразмерным беспилотным летательным аппаратам (БЛА) занимают радиолокационные станции (РЛС). По сравнению с оптико-электронными, акустическими или средствами радиотехнической разведки, РЛС потенциально обеспечивают достаточную дальность обнаружения и точность выдачи целеуказания средствам активного противодействия.

Вместе с этим особенности рассматриваемых БЛА как объектов радиолокационного наблюдения, к которым можно отнести экстремально низкие значения эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) порядка 0,01…0,001 м^2, малые высоты и скорости полета до 50 м/с, вызывают необходимость корректировки традиционных подходов к выбору параметров, а также алгоритмов функционирования устройств первичной и вторичной обработки радиолокационной информации.

В данной статье проанализированы способы повышения дальности обнаружения малоразмерных БЛА, а также оцениваются потенциальные возможности применения одного из методов «сопровождения до обнаружения» («*Track-before-Detect*»). На основании полученных аналитических выражений для показателей эффективности рассматриваемого

© Костромицкий С. М., Нефедов Д. С., 2022

метода осуществлена оценка требуемой условной вероятности ложной тревоги в элементе разрешения РЛС, а также допустимого количества циклов обзора РЛС, используемых для обнаружения малоразмерных БЛА.

Анализ возможностей увеличения дальности обнаружения малоразмерных целей

В случае обнаружения РЛС малоразмерных БЛА (дронов), когда можно полагать, что все время наблюдения осуществляется когерентное накопление, выражение для расчета дальности обнаружения имеет вид [1]:

$$r_{obn} = \sqrt[4]{\frac{P_0 \frac{T_0}{T_p} T_{kn} G^2 \lambda^2 \sigma_c}{(4\pi)^3 N_{0\Sigma} \rho(D,F)}}, \qquad (1)$$

где P_0 – средняя мощность зондирующего сигнала; T_0 – длительность зондирующего импульса; T_p – период повторения импульсов; T_{kn} – время когерентного накопления; G – коэффициент усиления антенны; λ – длина волны; σ_c – ЭПР цели; $N_{0\Sigma}$ – спектральная плотность мощности внутренних шумов и «остатков» от когерентной компенсации мешающих отражений; $\rho(D, F)$ – пороговое отношение сигнал/шум на выходе устройства когерентного накопления, требуемое для обеспечения заданной условной вероятности правильного обнаружения D и условной вероятности ложной тревоги для одного элемента разрешения РЛС F в одном цикле обзора.

Используя выражение (1), можно определить, что для типовой малогабаритной РЛС (*AN/PPS*-5*C*, *AN/PPS*-6, *Foxtrack*, *Lyra*-10, *PS*-91, *ELM*-2127, *JPPS*-10, *Iris* и др.) с параметрами, указанными в таблице 1 [2], для порогового отношения сигнал/шум 12 дБ, обеспечивающего значение $D = 0{,}5$ и $F = 10^{-5}$ при времени когерентного накопления 100 мс дальность обнаружения объектов с ЭПР 0,001…0,01 м^2 составляет порядка 2…3,5 км.

Анализируя выражение (1), можно отметить, что повысить дальность обнаружения можно за счет увеличения мощности зондирующего сигнала, коэффициента усиления антенны, времени когерентного накопления, снижения порогового отношения сигнал/шум.

Увеличение мощности зондирующего сигнала является простым и наиболее часто используемым на практике способом увеличения дальности обнаружения. Однако жесткие требования к предельно допустимому уровню облучения, определяемому экологическими ограничениями, предписывают снижение мощности, особенно для РЛС, используемых в районах жилых застроек. Так, например, санитарно-эпидемиологическими требованиями Российской Федерации и Республики Беларусь установлена предельно допустимая плотность потока энергии 10 мкВт/см^2 [3]. При таком уровне предельно допустимой плотности потока энергии для РЛС с параметрами, указанными в таблице 1, радиус санитарно-защитной зоны составляет порядка 70 м, то есть даже такая низкопотенциальная РЛС может применяться с обязательным учетом экологических ограничений.

Значение коэффициента усиления антенны РЛС ограничено ее геометрическими размерами и для переносной, быстроразвертываемой РЛС с размерами апертуры антенны не более 1 м не превышает значения 30 дБ [4].

Таблица 1

Типовые параметры малогабаритной РЛС

Средняя мощность излучения, Вт	5
Диапазон рабочих частот	*X*
Тип зондирующего сигнала	импульсный
Длительность импульса, мкс	1
Частота повторения импульсов, кГц	10
Ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности, °	2
Коэффициент усиления антенны, дБ	30
Размер сектора сканирования, °	100…360

Увеличить время когерентного накопления затруднительно ввиду ограничений, определяемых временем корреляции флуктуаций комплексных амплитуд отраженных сигналов. Известно, что в *X* диапазоне частот время корреляции флуктуаций сигналов, отраженных от цели класса истребитель составляет несколько десятков миллисекунд [1]. В некоторых публикациях отмечено, что значение времени корреляции флуктуаций сигналов, отраженных от малоразмерных БЛА, несколько больше и в *S* диапазоне длин волн составляет порядка 0,2 с [5]. Опираясь на связь между временем корреляции флуктуаций и длину волны [6, с. 186], в предположении равномерного распределения отражателей вдоль цели, в *X* диапазоне частот для БЛА с геометрическими размерами 0,5…1 м, не следует ожидать значения времени корреляции флуктуаций более 50…100 мс.

Таким образом, снижение порогового отношения сигнал/шум является наиболее реальным вариантом увеличения дальности обнаружения цели РЛС. Основной недостаток данного метода – значительное возрастание количества ложных превышений порога, борьба с которыми может осуществляться применением различных методов. Для общности представления все методы обнаружения целей при сниженных или отсутствующих порогах первичного обнаружения будем называть методами «сопровождения до обнаружения» или «*Track-before-Detect*» (*TBD*). Использование данного обозначения обусловлено общей чертой всех методов *TBD*, которая заключается в совместном использовании сигнальной и траекторной информации о целях за несколько смежных циклов обзора РЛС.

Методы *TBD*, использующие для обнаружения цели сигнальную и траекторную информацию за несколько смежных циклов обзора в литературе упоминаются давно [7–11]. Разработчиками предложено множество различных подходов, общей чертой которых, как правило, является использование статистики на выходе устройства первичной обработки без сравнения с порогом обнаружения, что является весьма продуктивным и при использовании, например, метода проверки множественных гипотез или фильтра частиц позволяет устойчиво обнаруживать цели при отношениях сигнал/шум менее 10 дБ [9]. Недостатком предложенных алгоритмов является высокая сложность, которая даже на современном этапе развития вычислительных средств делает их практически нереализуемыми для малогабаритных РЛС, имеющих значительные ограничения на массогабаритные характеристики и функционирующих в режиме реального времени.

Более практичным подходом является использование разреженных данных (*sparse data*) в виде отметок, полученных после первичного сравнения со сниженным порогом обнаружения [12–14].

Однако в публикациях, имеющихся в открытом доступе, тема взаимосвязи параметров первичной обработки с показателями эффективности обнаружения траектории цели освещена недостаточно. Также авторы в основном ограничиваются использованием для обнаружения 3…5 смежных циклов обзора, что при обеспечении хорошего быстродействия и относительной простоте предлагаемых алгоритмов не позволяет добиться существенных выигрышей в пороговом отношении сигнал/шум более 3…5 дБ [12, 13].

Описание предлагаемого метода обнаружения малоразмерных целей

Основой предлагаемого метода является значительное снижение порога обнаружения (условно, в k раз) при малой энергетике принятого сигнала. В результате снижения порога в $k > 10$ раз дальность обнаружения объекта повышается, но при этом значительно возрастает вероятность ложных тревог.

Полученные в результате сравнения с порогом отметки используются в дальнейшем для обнаружения и сопровождения траектории цели на основе стандартной процедуры – если в n последовательных циклах обзора хотя бы в l из них полезный сигнал обнаруживается со сниженным порогом в стробах сопровождения, траектория считается обнаруженной. Смысл предлагаемой процедуры заключается в том, что обнаружение траектории отождествляется с обнаружением цели, а за счет

применения более длительных и «жестких» алгоритмов обнаружения траекторий, поток ложных обнаружений РЛС может быть снижен до приемлемого уровня [15].

В такой трактовке алгоритм завязки (обнаружения) новых траекторий и процесс обнаружения целей должны рассматриваться вместе. С увеличением времени наблюдения за целью естественным образом улучшаются энергетические ресурсы обработки, кроме того, параметры траектории служат дополнительным признаком для селекции помеховых сигналов. Более продолжительное время, отводимое для процесса обнаружения траектории, позволяет использовать при радиолокационном наблюдении более низкие пороги обнаружения, в результате чего повышается эквивалентный энергопотенциал РЛС [4, 16].

Оценка показателей эффективности предлагаемого метода обнаружения малоразмерных целей

Показатели эффективности предлагаемого метода, к которым с достаточностью относятся вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги, зависят от большого числа факторов: качества информации, поступающей с выхода первичной обработки; используемых алгоритмов обнаружения цели и траектории; возможностей управления параметрами РЛС;

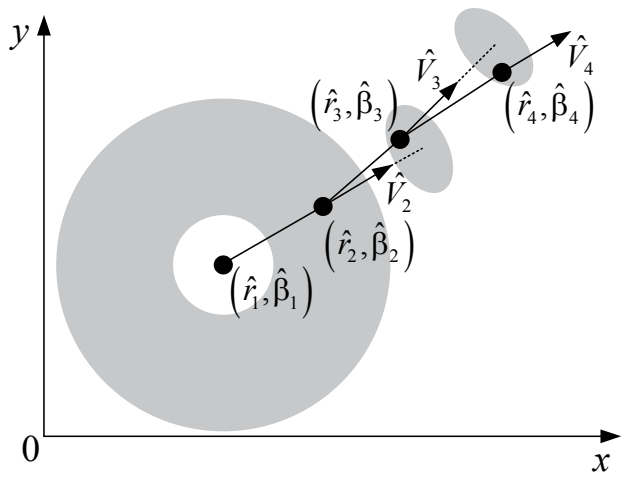


Рис. 1. Пояснение принципа обнаружения и сопровождения цели в режиме обзора:
$\hat{r}_i$, $\hat{\beta}_i$, $\hat{V}_i$ – оценки дальности, азимута и скорости цели на i-м цикле обзора РЛС

динамики изменения целевой и помеховой обстановки. Точное аналитическое решение указанной задачи в условиях нестационарности перечисленных факторов не существует [16]. Поэтому полученные далее выражения являются приближенными. Вместе с тем представленные результаты позволяют установить качественные связи между показателями эффективности и факторами, их определяющими. Более точные зависимости для показателей эффективности можно получить экспериментально или с помощью имитационного моделирования. Однако получение прикидочных значений весьма полезно с точки зрения определения ограничений рассматриваемого метода, оценки потенциально достижимых выигрышей, а также определения начальных условий и диапазонов изменения параметров для проведения дальнейших исследований.

Выражения для вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги предлагаемого метода получим на основании рассмотрения процесса сопровождения цели в режиме обзора, для пояснения которого воспользуемся рисунком 1.

Процесс обнаружения цели (траектории) включает несколько последовательных этапов обнаружения отметок в заданной области пространства, размеры которой ограничены размерами стробов захвата и сопровождения. Целесообразные размеры указанных стробов в полярной системе координат определяются выражениями [17, 18]:

$$\delta r_{\text{захв}} = 2\left(T_{\text{обз}} V_{\max} + 3\sigma_r\right); \qquad (2)$$

$$\delta\beta_{\text{захв}} = 2\left(\frac{T_{\text{обз}} V_{\max}}{\hat{r}} + 3\sigma_\beta\right); \qquad (3)$$

$$\delta r_{\text{сопр}} = k_r \sqrt{\sigma_{\dot{r}}^2 T_{\text{обз}}^2 + 2\sigma_r^2}\,; \qquad (4)$$

$$\delta\beta_{\text{сопр}} = k_\beta \sqrt{\sigma_{\dot{\beta}}^2 T_{\text{обз}}^2 + 2\sigma_\beta^2}\,, \qquad (5)$$

где $T_{\text{обз}}$ – цикл обзора – время, соответствующее времени однократного просмотра всех элементов разрешения РЛС; $V_{\max}$ – максимальная скорость цели; $\hat{r}$ – оценка радиальной дальности цели; k_r, k_β – коэффициенты уширения стробов по дальности и азимуту, выбираемые

в зависимости от помеховой обстановки; σ_r, σ_β, $\sigma_{\dot r}$, $\sigma_{\dot\beta}$ – среднеквадратические ошибки измерения дальности, азимута и производных по времени дальности и азимута.

Строб захвата формируется при отсутствии оценки полного вектора скорости цели, поэтому его размеры по сравнению с размерами строба сопровождения значительно больше и определяются максимально возможным значением скорости цели $V_{\max}$ (выражения (2), (3)).

Для упрощения в настоящем изложении размеры стробов сопровождения будем считать постоянными и независящими от номера шага на этапах захвата и перехода к сопровождению.

В соответствии с последовательной процедурой обнаружение истинной траектории по критерию «l из n» происходит при последовательном наступлении за n циклов обзора РЛС следующих событий: первичного обнаружения отметки от цели с вероятностью D; повторного обнаружения отметки от цели в стробе захвата с вероятностью $DD_{\text{стр.захв}}$; последующего, хотя бы (l–2)-кратного обнаружения отметки от цели в стробе сопровождения с вероятностью $DD_{\text{стр.сопр}}$. Процедура обнаружения ложной траектории описывается аналогично. Здесь и далее $D_{\text{стр.захв}}(D_{\text{стр.сопр}})$, $F_{\text{стр.захв}}(F_{\text{стр.сопр}})$ – вероятности попадания в строб захвата (сопровождения) превысивших порог полезных сигналов и шумовых выбросов.

С учетом сказанного, вероятности завязки ложной или истинной траектории, они же вероятности ложного и правильного обнаружения цели методом *TBD,* определяются выражениями:

$$D_{TBD} = D^2 D_{\text{стр.захв}} \sum_{i=l-2}^{n-2} C_{n-2}^{i} \left(D_{\text{стр.сопр}} D\right)^{i} \left(1 - D_{\text{стр.сопр}} D\right)^{n-i-2}; \quad (6)$$

$$F_{TBD} = F^2 F_{\text{стр.захв}} \sum_{i=l-2}^{n-2} C_{n-2}^{i} \left(F_{\text{стр.сопр}} F\right)^{i} \left(1 - F_{\text{стр.сопр}} F\right)^{n-i-2}, \quad (7)$$

где индекс *TBD* означает принадлежность вероятностей к процедуре обнаружения в результате сопровождения; C_n^i – количество сочетаний из n по i.

Предполагая, что строб сопровождения выставлен по полезному сигналу достаточно точно, с учетом запаса в размерах строба на ошибки измерения, в начальном приближении можно считать $D_{\text{стр.захв}} \approx D_{\text{стр.сопр}} \approx 1$.

Вероятности $F_{\text{стр.захв}}(F_{\text{стр.сопр}})$ представляют собой условные вероятности превышения порога шумовыми «выбросами» в пределах строба захвата (сопровождения), которые с достаточной точностью определяются выражениями:

$$F_{\text{стр.захв}} = \frac{m}{m_{\text{стр.захв}}} F; \quad (8)$$

$$F_{\text{стр.сопр}} = \frac{m}{m_{\text{стр.сопр}}} F, \quad (9)$$

где m – количество элементов разрешения в пространстве наблюдения РЛС; $m_{\text{стр.захв}} = (r_{\max} - r_{\min})(\beta_{\max} - \beta_{\min}) / V_{\text{стр.захв}}$ – максимально возможное количество неперекрывающихся стробов захвата в пространстве наблюдения РЛС; $r_{\min}(r_{\max})$, $\beta_{\min}(\beta_{\max})$ – минимальное (максимальное) значение дальности и азимута цели; $V_{\text{стр.захв}} = \delta r_{\text{захв}}\, \delta\beta_{\text{захв}}$ – размер строба захвата; $m_{\text{стр.сопр}} = (r_{\max} - r_{\min})(\beta_{\max} - \beta_{\min}) / V_{\text{стр.сопр}}$ – максимально возможное количество неперекрывающихся стробов сопровождения в пространстве наблюдения РЛС; $V_{\text{стр.сопр}} = \delta r_{\text{сопр}}\, \delta\beta_{\text{сопр}}$ – размер строба сопровождения.

Необходимо отметить, что выражения (6), (7) верны только при условии статистической независимости решений об обнаружении в различных циклах обзора РЛС, что в общем случае выполняется только для превышений порога обнаружения шумом. «Правильные обнаружения» характеризуются высокой коррелированностью, обусловленной фактическим наличием цели в элементе разрешения. Поэтому вероятность правильного обнаружения сосредоточенной цели за n циклов обзора приблизительно равняется вероятности обнаружения цели за один цикл обзора [1]:

$$D_{TBD} = D. \quad (10)$$

В реальных ситуациях ожидать выполнения условия (10) можно только для малых

n, высоких отношений сигнал/шум (или низких порогов обнаружения) при полном отсутствии междуобзорных флуктуаций ЭПР цели. На практике такие флуктуации, приводящие к «замираниям цели», могут вызвать пропадание истинной отметки от цели в некоторых циклах обзора. Борьба с этим явлением должна осуществляться использованием более мягких критериев обнаружения, например широко распространенного на практике «4 из 5» [4, с. 378] и ему подобных.

Выбор критерия «4 из 5» является часто используемым в обзорных РЛС радиотехнических войск с циклом обзора порядка 10 с. Значение этого времени определяется теоремой отсчетов, в соответствии с которой при таком темпе обращения к цели, дискретизация ее траектории движения осуществляется без потерь. В данном случае время завязки траектории цели составляет 50 с и является допустимым только для автоматизированных систем управления радиотехнических войск. С учетом скорости полета и маневренных возможностей обнаруживаемых целей (истребители, крылатые ракеты) дальнейшее увеличение количества циклов обзора для принятия решения является в общем тактически неоправданным.

В рассматриваемой задаче обнаружения малоразмерных БЛА, обладающих ограниченными скоростями полета и маневренными возможностями, приоритетным является эквивалентный энергопотенциал РЛС, а не время принятия решения. Кроме того, с учетом небольших дальностей действия, ограничения сектора сканирования и применения электронного управления лучом диаграммы направленности антенны темп обзора пространства РЛС можно значительно повысить (вплоть до значений 0,25…1 с), заботясь лишь о максимальном оправданном времени когерентного накопления и выполнении условия некоррелированности ложных тревог от обзора к обзору. При таком темпе обзора пространства количество циклов обзора в критерии обнаружения траектории может быть значительно увеличено.

Из выражений (2)–(9) следует, что характеристики обнаружения метода *TBD* зависят от степени снижения порога обнаружения *k* (первичной вероятности ложной тревоги), коэффициентов уширения стробов, размеров элемента разрешения РЛС, ошибок определения координат, отношения сигнал/шум, цикла обзора РЛС и других факторов.

Для примера на рисунках 2–4 представлены графики зависимости вероятности ложной тревоги для различных критериев обнаружения траектории «*l* из *n*» от первичной вероятности ложной тревоги, коэффициента уширения строба по дальности, а также от отношения сигнал/шум. В данном случае зависимость вероятности ложной тревоги от отношения сигнал/шум, которая, на первый взгляд,

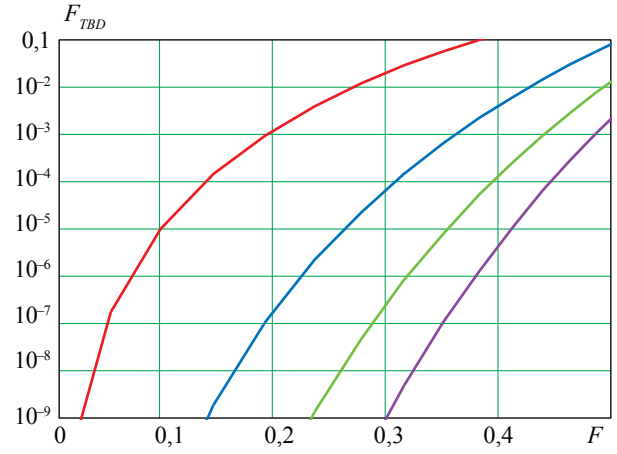


Рис. 2. Зависимости вероятности ложных тревог метода *TBD* от первичной вероятности ложных тревог ($k_r = 2$; $k_\beta = 2$; $\rho = 10$ дБ):
— критерий «4 из 5»; — критерий «8 из 10»; — критерий «12 из 15»; — критерий «16 из 20»

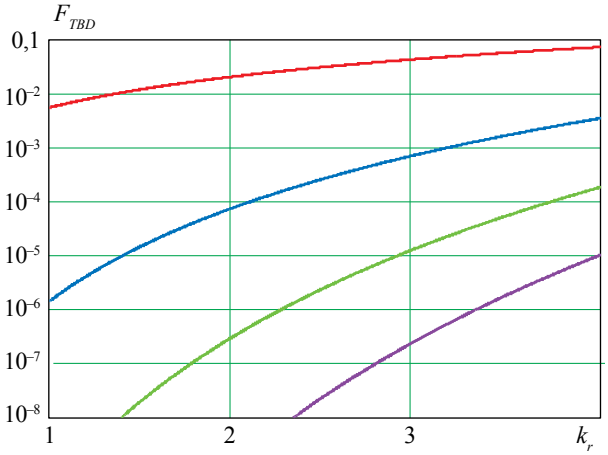


Рис. 3. Зависимости вероятности ложных тревог метода *TBD* от коэффициента уширения строба сопровождения по дальности ($F = 0{,}3$; $k_\beta = 2$; $\rho = 10$ дБ):
— критерий «4 из 5»; — критерий «8 из 10»; — критерий «12 из 15»; — критерий «16 из 20»

определяется только мощностью шума, обусловлена влиянием отношения сигнал/шум на ошибки измерения координат цели, которые, в свою очередь, определяют размеры стробов захвата и сопровождения.

Полученные зависимости (рисунки 2–4) ожидаемо носят монотонный характер, что обусловлено физической сущностью анализируемых процессов. Например, очевидно, что уширение строба сопровождения по дальности, необходимое в неблагоприятных условиях, сопровождающих обнаружение при сильных мешающих отражениях или низких отношениях сигнал/шум, приводит к увеличению размеров стробов сопровождения, а соответственно, и повышению вероятности появления в нем ложных отметок, что неизбежно влечет повышение результирующей вероятности ложного обнаружения траектории.

Примечательно, что область допустимых значений первичного порога обнаружения, обеспечивающая заданный уровень обнаружения ложной траектории ($10^{-8}…10^{-5}$) [1, 4, 19], находится в диапазоне, соответствующем первичной вероятности ложной тревоги в одном элементе разрешения за один цикл обзора $10^{-2}…5\times10^{-1}$.

Зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум для различных критериев принятия решения об обнаружении при фиксированной вероятности ложной тревоги $F_{TBD} = 10^{-5}$ представлены на рисунке 5.

Как видно из рисунка 5, чем больше значения l и n в решающем правиле, тем больше выигрыш в вероятности правильного обнаружения. Необходимо отметить, что при более «жестких» критериях обнаружения, для которых значение l ближе к n (например, «9 из 10», «19 из 20» и т. п.), вероятность пропуска цели возрастает и условия выражения (10) могут не выполняться, что приведет к снижению итоговой вероятности правильного обнаружения.

На рисунке 6 представлена зависимость потенциального выигрыша в пороговом отношении сигнал/шум от количества используемых для обнаружения циклов обзора n при фиксированной вероятности ложной тревоги $F_{TBD} = 10^{-5}$ и использовании критериев вида «4/5n из n».

Наиболее заметный прирост в пороговом отношении сигнал/шум наблюдается вплоть до 30…40 циклов обзора. Дальнейшее увеличение количества циклов обзора не является столь эффективным.

Представленные на рисунках 5 и 6 графики демонстрируют сильную зависимость вероятности правильного обнаружения от выбранного критерия обнаружения. В общем случае для различных отношений сигнал/шум, при «замираниях цели», возникающих из-за

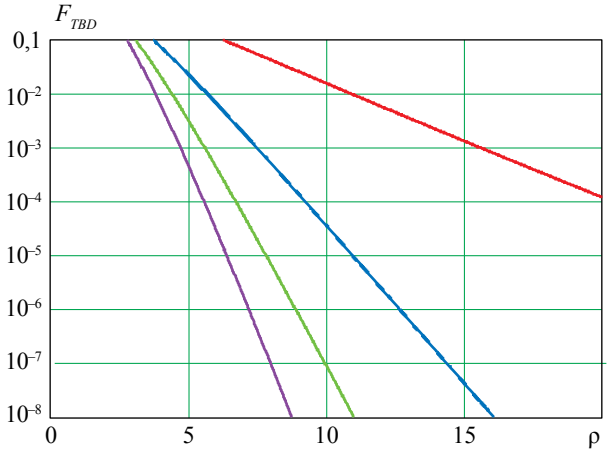


Рис. 4. Зависимости вероятности ложных тревог метода *TBD* от отношения сигнал / шум ($F = 0{,}3$; $k_r = 2$; $k_\beta = 2$):
– критерий «4 из 5»; – критерий «8 из 10»;
– критерий «12 из 15»; – критерий «16 из 20»

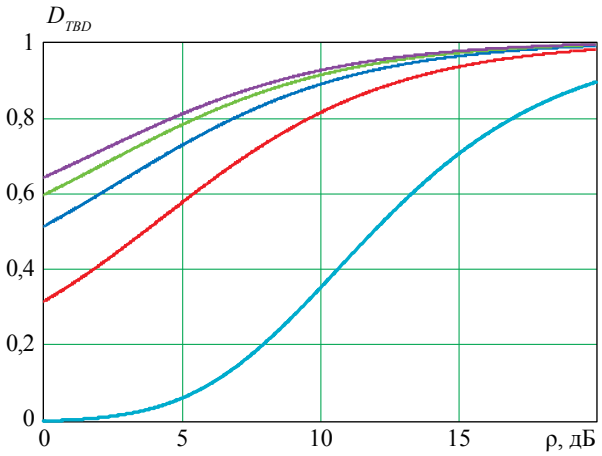


Рис. 5. Зависимости вероятности правильного обнаружения метода *TBD* от отношения сигнал / шум ($F_{TBD} = 10^{-5}$):
– критерий «4 из 5»; – критерий «8 из 10»;
– критерий «12 из 15»; – критерий «16 из 20»;
– традиционный метод обнаружения (критерий «1 из 1»)

междуобзорных флуктуаций ее ЭПР и нестационарных условий приема отраженного сигнала, максимум вероятности правильного обнаружения обеспечивают различные критерии обнаружения. В связи с этим помимо традиционного обзора РЛС по дальности, скорости и угловым координатам, в РЛС можно реализовать обзор по критериям обнаружения и первичным порогам либо предусмотреть возможность выбора оператором критерия, соответствующего лучшим с точки зрения характеристик обнаружения условиям наблюдения в конкретной обстановке (по аналогии с регулировкой ручного усиления).

Оценка допустимого количества циклов обзора, используемых для обнаружения малоразмерных целей

Особенностью предлагаемого метода является «затягивание» процедуры принятия решения о наличии цели на несколько циклов обзора РЛС после первичного превышения порога обнаружения. Поэтому, с точки зрения целесообразности его практической реализации, представляет интерес оценка допустимого количества циклов обзора РЛС $n_{\text{доп}}$ для принятия решения об обнаружении.

Рассмотрим рисунок 7, на котором изображена точка размещения РЛС, а также отмечены: r_{obn1} – дальность, соответствующая превышению сниженного порога обнаружения при недопустимо высокой F; r_{obnTBD} – дальность обнаружения цели по истечении n циклов обзора, на которой реализуется обнаружение цели с заданными характеристиками D и F; r_{rg} – дальность радиогоризонта; $r_{\text{цу}}$ – дальность выдачи ЦУ средствам противодействия.

Заштрихованная область на рисунке 7 соответствует области дальностей, доступной для радиолокационного наблюдения и характеризующейся низкими значениями вероятности правильного обнаружения при реализации «традиционного» решения задачи обнаружения ввиду ограничений, наложенных пороговым отношением сигнал/шум. Условие $r_{obnTBD} > r_{\text{цу}}$, или

$$n_{\text{доп}} > n, \qquad (11)$$

является условием целесообразности использования рассматриваемого метода обнаружения.

Поскольку увеличение первичной дальности обнаружения цели r_{obn1} достигается за счет k кратного снижения порога обнаружения, что эквивалентно снижению порогового отношения сигнал/шум, по аналогии с выражением (1) можно записать:

$$r_{obn1} = \sqrt[4]{\frac{P_0 \dfrac{T_0}{T_p} T_{kn} G^2 \lambda^2 \sigma_c \Delta\rho}{(4\pi)^3 N_{0\Sigma} \rho(D,F)}}, \qquad (12)$$

где $\Delta\rho$ – выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум за счет использования предлагаемого метода.

На основании рисунка 7, полагая, что в предлагаемом методе обнаружение траектории отождествляется с обнаружением цели, можно записать выражение для допустимого значения количества циклов обзора:

$$n_{\text{доп}} = \frac{r_{obn1} - r_{\text{цу}}}{T_{\text{обз}} V_{\max}}. \qquad (13)$$

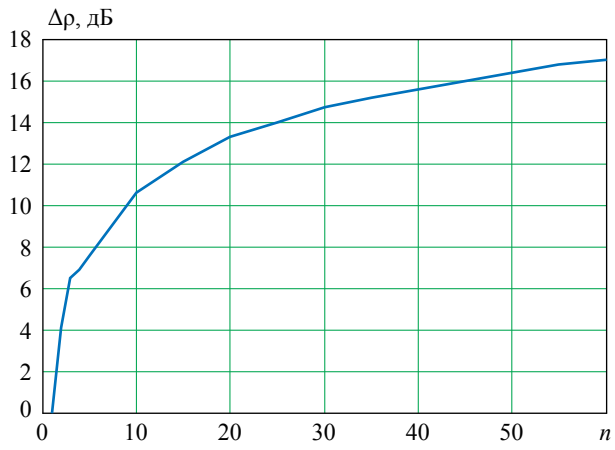


Рис. 6. Зависимость выигрыша в пороговом отношении сигнал / шум метода *TBD* от количества используемых для обнаружения циклов обзора для критериев «4/5n из n»

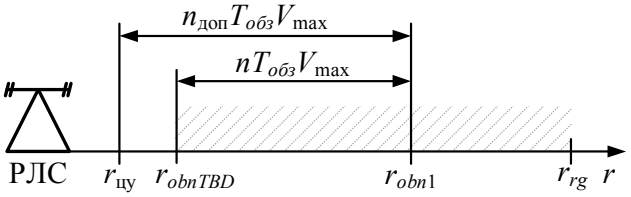


Рис. 7. Пояснение допустимого количества циклов обзора РЛС для принятия решения об обнаружении

Для двухкоординатной РЛС при последовательном линейном обзоре по азимуту и одновременном обзоре по дальности цикл обзора можно определить в виде:

$$T_{\text{обз}} = \frac{(\beta_{\max} - \beta_{\min})}{\Omega_{\beta}}, \qquad (14)$$

где Ω_{β} – скорость сканирования по азимуту.

Скорость сканирования и время наблюдения T_n связаны соотношением:

$$\Omega_{\beta} = \frac{\Delta\beta_{0,5}}{T_n}, \qquad (15)$$

где $\Delta\beta_{0,5}$ – ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности.

Время наблюдения, или время просмотра одного углового направления сектора обзора, выбирается исходя из условия обеспечения максимальной дальности обнаружения и в общем случае включает время когерентного T_{kn} и некогерентного накопления T_{nn}.

Известно, что в случае обнаружения слабых медленно флуктуирующих сигналов, когерентное накопление является оптимальным на всем интервале наблюдения [1]. Такое допущение в случае обнаружения малоразмерных БЛА является вполне оправданным, что обусловлено низкими значениями ЭПР, а также временем корреляции флуктуаций порядка 50…100 мс, при периоде повторения зондирующих импульсов 0,05…0,1 мс. Реализация когерентного накопления на всем интервале наблюдения обусловлена также полезностью повышения разрешающей способности по скорости, позволяющей более эффективно осуществлять селекцию движущихся целей на фоне интенсивных отражений от местных предметов при обнаружении малоразмерных и, как правило, низкоскоростных БЛА.

Если не учитывать флуктуации сигнала задающего генератора РЛС, а также ограниченное время зондирования, максимальная эффективность когерентного накопления определяется выражением [1]:

$$\max \upsilon_{kn} = \frac{T_n}{T_p} = \frac{F_p}{\Delta f_c + \dfrac{F_p}{L}},$$

а при условии медленно флуктуирующего сигнала ($2\tau_c >> LT_p$)

$$\max \upsilon_{kn} \approx L, \qquad (16)$$

где $2\tau_c = 1/\Delta f_c$ – время корреляции флуктуаций отраженного сигнала; L – количество когерентно накапливаемых импульсов.

С учетом сделанных допущений, на основании выражений (1), (11)–(16) запишем выражение для определения допустимого количества циклов обзора в случае слабого медленно флуктуирующего сигнала:

$$n_{\text{доп}} = \frac{\left(r_{imp}\sqrt[4]{\Delta\rho L} - r_{\text{цу}}\right)\Delta\beta_{0,5}}{(\beta_{\max} - \beta_{\min})LT_pV_{\max}}, \qquad (17)$$

где $r_{imp} = \sqrt[4]{\dfrac{P_0T_0G^2\lambda^2\sigma_{ц}}{(4\pi)^3 N_{0\Sigma}\rho(D,F)}}$ – дальность обнаружения при отсутствии когерентного накопления.

Зависимости допустимого количества циклов обзора РЛС от выигрыша в пороговом отношении сигнал/шум, полученные с использованием выражения (17), представлены на рисунке 8. Для расчета выбраны параметры РЛС, указанные в таблице 1, и значение $r_{\text{цу}} = 2$ км.

Анализ полученных результатов рассмотрим на примере значения выигрыша в пороговом отношении сигнал/шум в 12 дБ.

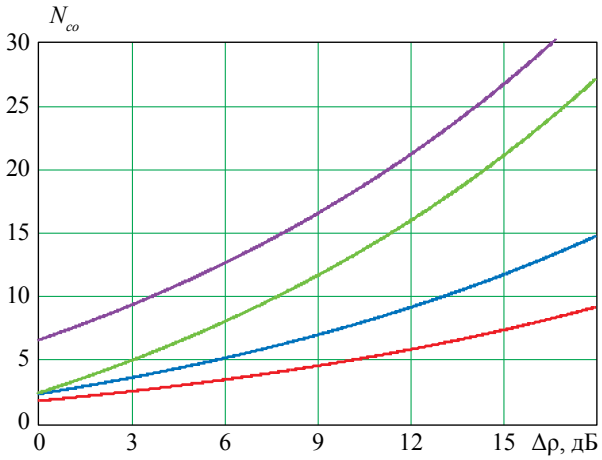


Рис. 8. Зависимости допустимого количества циклов обзора РЛС от выигрыша в пороговом отношении сигнал/шум:
– сектор обзора РЛС 360 °, $T_{\text{кн}} = 100$ мс;
– сектор обзора РЛС 360 °, $T_{\text{кн}} = 50$ мс;
– сектор обзора РЛС 360 °, $T_{\text{кн}} = 20$ мс;
– сектор обзора РЛС 100 °, $T_{\text{кн}} = 100$ мс

Для времени когерентного накопления 100 мс при круговом секторе обзора РЛС (рисунок 8, кривая *1*) допустимое количество циклов обзора РЛС составляет 5. При этом из рисунка 6 следует, что заданный выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум обеспечивается использованием информации не менее чем за 15 циклов обзора РЛС.

Выполнение условия (11) возможно за счет сокращения цикла обзора РЛС, добиться которого можно снижением длительности пачки принятых сигналов, а значит, и времени когерентного накопления (рисунок 8, кривые *2*, *3*). Однако выигрыш в отношении сигнал/шум за счет применения метода *TBD*, который условно можно считать одной из разновидностей междуобзорного некогерентного накопления [20, 21], естественно ниже выигрыша в отношении сигнал/шум за счет когерентного накопления. Поэтому сокращение времени когерентного накопления допустимо только до некоторого априорно неизвестного значения, определяемого корреляционными свойствами отраженного сигнала. Выбор оптимального времени когерентного накопления, обеспечивающего максимальный выигрыш в отношении сигнал/шум при обнаружении малоразмерных БЛА, является предметом отдельных исследований, базирующихся на изучении статистических свойств сигналов малоразмерных целей.

Добиться существенного увеличения допустимого количества циклов обзора РЛС вплоть до значений 20…30, обеспечивающих выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум 13…15 дБ, возможно также за счет ограничения сектора обзора (рисунок 8, кривая *4*). При этом отказ от кругового сектора сканирования РЛС позволит значительно сократить размеры санитарно-защитной зоны и практически исключить излучение в направлении прикрываемого объекта.

Заключение

На основании проведенного анализа установлено, что рациональным способом повышения дальности обнаружения малоразмерных БЛА специализированными обзорными РЛС малой дальности является применение методов *TBD*.

Рассмотренный метод *TBD* обнаружения целей с малыми значениями ЭПР позволит добиться существенного выигрыша в пороговом отношении сигнал/шум порядка 10…15 дБ при совместной обработке сигнальной и траекторной информации о цели за 10…25 циклов обзора, что эквивалентно увеличению дальности первичного обнаружения цели РЛС в 1,8…2,4 раза.

Представленный подход к обоснованию допустимого количества циклов обзора РЛС, отводимых для обнаружения малоразмерных БЛА с низкими маневренными возможностями, показал, что для реализации заявленных выигрышей в пороговом отношении сигнал/шум цикл обзора РЛС следует снижать вплоть до значений 0,25…1 с, что возможно за счет выбора оптимального времени когерентного накопления, обусловленного статистическими свойствами сигналов, отраженных от БЛА, а также уменьшения сектора обзора РЛС по азимуту.

Необходимо заметить, что полученные результаты соответствуют конкретным значениям параметров РЛС и цели, а также принятым допущениям. Обобщение полученных результатов для широкого диапазона условий работы и параметров РЛС является предметом дальнейших исследований.

Список литературы

1. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и РЭБ. М.: Воениздат, 1983. – 456 с.

2. RADAR portal [Электронный ресурс]. – 2004. – Режим доступа: https://www.radartutorial.eu/ (дата доступа: 03.02.2022).

3. Об утверждении специфических санитарно-эпидемиологических требований к содержанию и эксплуатации объектов, являющихся источниками неионизирующего излучения / Постановление Совета Министров Республики Беларусь от 4.06.2019 № 360.

4. Справочник по радиолокации / Под ред. М. И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.

5. Лавров А. А., Антонов И. К., Касаикин А. А. Овчинников В. Г. Наблюдение квадрокоптеров радиолокатором при длительном когерентном

накоплении сигнала // Успехи современной радиоэлектроники. 2021. Т. 75, № 2. С. 29–37.
6. Справочник по радиолокационным измерениям / Д. Бартон, Г. Вард. Пер. с англ. под общей ред. М. М. Вайсбейна. М.: Советское радио, 1976. – 392 с.
7. Tonissen S. M., Bar-Shalom, Y. Maximum likelihood track-before-detect with fluctuating target amplitude // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1998. № 34. P. 796–809.
8. Hadzagic M., Michalska H., Lefebrvre E. Track-Before-Detect Methods in Tracking Low-Observable Targets: A Survey // Sensors & Transducers Magazine (S&T e-Digest). 2005. Special Issue, August. P. 374–380.
9. Davey J. S. Rutten M. G., Cheung B. A. Comparison of Detection Performance for Several Track-before-Detect Algorithms // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2008. P. 1–10.
10. Orlando D., Venturino L., Lops M., Ricci G. Track-Before-Detect Strategies for STAP Radars // IEEE Trans. Signal Process. 2010. № 58. P. 933–938.
11. Nicomino F., Addabbo P., Clemente C., Biondi F., Giunta G., Orlando D. A Track-Before-Detect Strategy Based on Sparse Data Processing for Air Surveillance Radar Applications // Remote Sensing. 2021. № 13. P. 2–19.
12. Неуймин А. С., Жук С. Я. Обнаружение цели в импульсно-доплеровской РЛС на основе многообзорного накопления сигналов // Вестник Национального технического университета Украины «КПИ». Серия Радиотехника. Радиоаппаратостроение. 2013. № 53. С. 89–97.
13. Кричигин А. В., Маврычев Е. А. Алгоритмы многообзорного обнаружения траектории движущейся цели // Труды НГТУ им. Р. Е. Алексеева. 2010. № 4. С.11–18.
14. Монаков А. А. Обнаружитель движущейся цели для радиолокационного приемника на основе алгоритма Хафа // XX Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC-2014) (г. Воронеж, 15–17 апреля 2014 г.): сб. тр. Т. 3. Воронеж, 2014. – С. 1584–1594.
15. Костромицкий, С. М. Повышение эквивалентного энергопотенциала обзорных радиолокационных станций методом «обнаружения в результате сопровождения» / С. М. Костромицкий, В. М. Артемьев, Д. С. Нефедов // Докл. Нац. акад. наук Беларуси. – 2021. – Т. 65, № 4. – С. 404–411.
16. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учеб. пособие. – 2-е изд. перераб. и доп. / В. А. Васин, И. Б. Власов, Ю. М. Егоров и др.; под. ред. И. Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. П. Э. Баумана, 2004. – 768 с.
17. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.
18. Авиационные системы радиоуправления. Т. 2. Радиоэлектронные системы самонаведения / Под. ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2002. – 392 с.
19. Трухачев А. А. Адаптивные пороговые уровни в устройствах обнаружения радиолокационных сигналов. М.: НПО «Алмаз», 2017. – 344 с.
20. Вопросы статистической теории радиолокации: Т.1 / П. А. Бакут, И. А. Большаков, В. М. Герасимов и др.; под ред. Г. П. Тартаковского. М.: Советское радио, 1963. – 424 с.
21. Охрименко А. Е. Основы обработки и передачи информации. Мн.: МВИЗРУ ПВО, 1990. – 180 с.

Об авторах

Костромицкий Сергей Михайлович – доктор технических наук, профессор, член-корреспондент Национальной академии наук Беларуси, директор Республиканского научно-производственного унитарного предприятия «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси», Минск, Республика Беларусь.
Область интересов: радиолокационные системы, адаптивные антенные решетки, обработка сигналов.

Нефедов Денис Сергеевич – кандидат технических наук, доцент, заместитель начальника научно-исследовательской части Военной академии Республики Беларусь, Минск, Республика Беларусь.
Область интересов: радиолокационные системы, адаптивные антенные решетки, обработка сигналов.

Estimation of the energy gain when detecting small-sized targets by the “Track-before-Detect” method

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

[1] *Republican Science-and-Production Unitary Enterprise “Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus”, Minsk, Republic of Belarus*

[2] *Military Academy of Belarus, Minsk, Republic of Belarus*

The paper substantiates a possibility to increase the range of small-sized unmanned aerial vehicle detection by special-purpose short-range surveillance radars applying the “Track-before-Detect” method, which implies a joint use of signal and trajectory information about targets over a period of several adjacent radar scan cycles. The main performance indicators, potential opportunities and limitations of the proposed method are determined. An approach to substantiation of a permissible number of radar scan cycles used for detecting small-sized targets is described.

Keywords: radar, small-sized unmanned aerial vehicle, Track-before-Detect, detection threshold, false alarm rate, probability of detection, track initiation, radar scan cycle

Information about the authors

Kostromitsky Sergei Mikhailovich – Doctor of Engineering Sciences, Professor, Corresponding Member of the National Academy of Sciences of Belarus, Director of the Republican Science-and-Production Unitary Enterprise “Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus”, Minsk, Republic of Belarus.
Science research interests: radar systems, adaptive arrays, signal processing.

Nefedov Denis Sergeyevich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Deputy Head of Science & Research Division, Military Academy of Belarus, Minsk, Republic of Belarus.
Science research interests: radar systems, adaptive arrays, signal processing.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-79-91

УДК 53.083.62

Метод и измерительный стенд для анализа низкочастотного шума микросхем малошумящих прецизионных источников опорного напряжения

В. К. Битюков, А. А. Иванов, Н. Г. Михневич, В. А. Петров

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «МИРЭА – Российский технологический университет», Москва, Российская Федерация

На основе анализа имеющихся в литературе данных и полученных в настоящей работе результатов измерений показано, что разработчикам электронной аппаратуры в ответственных случаях не следует полагаться на сведения, имеющиеся в технической документации для шумовых характеристик микросхем прецизионных источников опорного напряжения (ИОН), а проводить измерения индивидуально для каждой микросхемы. Описаны электрическая схема и конструкция стенда, позволяющие измерять размах шумового напряжения величиной всего в единицы микровольт в диапазоне частот от 0,1 до 10 Гц, а также величину среднего квадратического значения напряжения шума ИОН в этом частотном диапазоне. Результаты, полученные для микросхемы *LTC*6652, подтверждают сделанные в работе выводы.

Ключевые слова: микросхема, источник опорного напряжения, 1/*f* (фликкер) шум, напряжение размаха $U_{p\text{-}p}$, среднее квадратическое напряжение U_{rms}, полосовой фильтр, предусилитель

Для цитирования: Битюков В. К., Иванов А. А., Михневич Н. Г., Петров В. А. Метод и измерительный стенд для анализа низкочастотного шума микросхем малошумящих прецизионных источников опорного напряжения // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 79–91. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-79-91

For citation: Bityukov V. K., Ivanov A. A., Mikhnevich N. G., Petrov V. A. Method and measuring test bench for determination and analysis of low-frequency noise of low-noise precision reference voltage sources // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 3. P. 79–91. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-79-91

Поступила 05.04.2022 *Отрецензирована* 24.04.2022 *Одобрена* 24.05.2022 *Опубликована* 24.06.2022

Введение

Микросхемы малошумящих прецизионных источников опорного напряжения (ИОН) являются основой для аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, прецизионных стабилизаторов напряжения, цифровых измерительных устройств, интеллектуальных датчиков с пороговыми детекторами, различных сервосистем и прецизионных систем управления. От стабилизаторов напряжения ИОН отличаются более высокой точностью поддержания установленного напряжения, меньшим значением температурного коэффициента, большей долговременной стабильностью и меньшим уровнем шумов, которые в некоторых случаях имеют порядок всего несколько сотен нановольт.

Низкие шумовые характеристики ИОН зачастую играют определяющую роль в их применении. Несмотря на это, спецификацию шумовых характеристик ИОН нельзя считать твердо установленной вплоть до настоящего времени. Например, компания *Linear Technology*, недавно вошедшая в состав компании *Analog Devices*, в качестве таких характеристик применительно к разработанным ею прецизионным ИОН *LTC*6652 и *LTC*6655 [1, 2] использует характеристику

© Битюков В. К., Иванов А. А., Михневич Н. Г., Петров В. А., 2022

размаха напряжения шума $U_{p\text{-}p}$ в диапазоне частот от 0,1 до 10 Гц и среднее квадратическое значение шума U_{rms} в диапазоне частот от 10 Гц до 1 кГц. Величины этих характеристик выражаются в ppm (долях на миллион) от выходного напряжения ИОН. Такие же параметры использует компания *Texas Instruments* для разработанных ею ИОН [3]. Однако компания *Maxim Integrated* для своей микросхемы *MAX*6226, приводя в документации [4] в диапазоне от 0,1 до 10 Гц значение размаха шума $U_{p\text{-}p} = 2{,}85$ мкВ для выходного напряжения 5 В, не приводит среднего квадратического значения шума U_{rms} в диапазоне частот от 10 Гц до 1 кГц, а вместо этого дает лишь одно значение спектральной плотности напряжения шума 145 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ при частоте 1 кГц.

Использование полосы от 0,1 до 10 Гц на 10-секундном временно́м интервале для аттестации характеристик низкочастотного фликкер-шума стало традиционным достаточно давно не только для ИОН, но и для операционных усилителей, стабилизаторов напряжения и других электронных компонентов. При этом основной характеристикой является максимальный размах шумового напряжения $U_{p\text{-}p}$ от пика до пика, то есть разность максимального и минимального значения напряжения за время 10 секунд. Выбор этого временно́го интервала обусловлен необходимостью учитывать вклад самой низкочастотной компоненты шума с частотой 0,1 Гц. Выбор частотного диапазона связан с тем, что у большинства ИОН линейная зависимость плотности напряжения шума от обратной его частоты $1/f$ в логарифмических координатах заканчивается до $f =$ 10 Гц и при более высоких частотах вклад фликкер-шума в общий шум ИОН становится малым. О том, что использование отмеченного выше значения $U_{p\text{-}p}$ в качестве основной характеристики низкочастотного шума ИОН имеет ряд недостатков, в частности связанных с неучетом случайного характера шума, описано в [2]. Однако из-за того, что вплоть до настоящего времени в представляемой различными производителями документации на ИОН такая характеристика присутствует и является средним значением всего нескольких измерений, в настоящей работе, так же как и в [2], с целью сопоставления одних ИОН с другими была разработана методика измерения $U_{p\text{-}p}$ на 10-секундном временном интервале в диапазоне частот от 0,1 до 10 Гц.

Другая достаточно широко используемая характеристика ИОН U_{rms} в диапазоне частот от 10 Гц до 1 кГц хорошо учитывает статистический характер шума, так как с ее помощью могут легко быть усреднены результаты большого числа измерений, однако применительно к ИОН важность этой характеристики остается под вопросом. Избавиться от шума ИОН в этой полосе частот не представляет большой трудности. В настоящей работе U_{rms} измерялась в диапазоне частот от 0,1 до 10 Гц.

Наиболее общей шумовой характеристикой ИОН является спектральная плотность напряжения шума. На ее основе можно рассчитать другие характеристики. Однако ее измерения требуют использования дорогих низкочастотных анализаторов спектра и за редким исключением результаты таких измерений в документации на ИОН не приводятся.

Измерение низкочастотных фликкер-шумов прецизионных ИОН является сложной задачей, связанной с их малыми значениями, уровень которых часто составляет единицы микровольт, а иногда даже доли микровольта, с необходимостью проведения таких измерений в условиях наличия в измерительной цепи постоянного выходного напряжения величиной в несколько вольт и влиянием шумов, наводок и помех измерительной системы, величина которых должна быть по крайней мере на порядок меньше измеряемых сигналов. На результаты измерений могут также оказывать влияние конвективные потоки окружающего воздуха.

Имеют место два подхода к проведению таких измерений. Первый связан с использованием кросскорреляционной техники [5, 6]. Здесь получают спектральную зависимость плотности мощности шумового напряжения в диапазоне от 10^{-1} до 10^{4} Гц, с помощью которой можно рассчитать все необходимые шумовые характеристики ИОН. Техника достаточно сложная, и в исследованиях ИОН широкого распространения она пока не получила.

Существует несколько больших коммерческих систем, которые можно использовать для измерений спектральной плотности напряжения в области низких частот. Например, в [7] представлена система, позволяющая делать измерения начиная с частоты 0,03 Гц, а в [8] – начиная с 0,1 Гц. Все они имеют модульную конструкцию и являются очень дорогими. Поэтому в реальной практике измерения шумовых характеристик ИОН они используются редко.

Практически каждая компания, разрабатывающая и выпускающая ИОН, имеет свои методики и измерительные стенды, при этом наблюдается различный подход к решению двух основных проблем – выделение микровольтового низкочастотного шума из постоянного опорного напряжения ИОН, величина которого составляет несколько вольт, и создание предусилителя, собственный шум которого должен быть по крайней мере на порядок меньше изучаемого шума ИОН. Компании *Linear Technology* [2, 9] и *Texas Instruments* [3] придерживаются считающегося традиционным первого подхода, состоящего в том, что постоянное опорное напряжение отделяется фильтром высокой частоты, который в [9], например, представляет собой комбинацию конденсатора очень большой емкости, составляющей 1300 мкФ, и резистора сопротивлением 1,2 кОм. Далее обычно следует малошумящий предварительный усилитель и одноступенчатый или многоступенчатый активный фильтр со своим коэффициентом усиления. Полный коэффициент усиления схемы имеет порядок 10^6. Есть различия и в регистрации измеряемого шумового сигнала. Если в [2, 9] регистрация осуществляется с использованием пикового детектора и цифрового вольтметра, то в [3] регистрирующим прибором является осциллограф.

Альтернативный подход к измерению низкочастотного шума ИОН предложила компания *Maxim Integrated* [10, 4]. Метод основан на использовании компенсации постоянного напряжения с помощью двух идентичных ИОН *MAX*6126 из одной партии, подключенных дифференциально к ультранизкошумящему операционному усилителю. Для ИОН с более высоким уровнем шумов X60008 компании *Intersil* [11] компенсация осуществлялась с помощью более низкошумящего прецизионного эталонного источника напряжения *LT*1027 компании *Linear Technology*. Аналогичный подход использован в [12], где в качестве эталонного источника использовалась микросхема *VRE*125, а в качестве исследуемых – микросхема *MAX* 6250 и разрабатываемая отечественная микросхема ИОН. Представленные в этой работе результаты вызывают ряд вопросов. В частности, не ясно, почему все измеренные шумовые сигналы имеют отрицательную полярность.

Каждый из двух подходов имеет свои достоинства и недостатки. Традиционный подход для отрезания (блокировки) постоянного напряжения требует использования высококачественного конденсатора большой емкости с малыми утечками в фильтре верхних частот (ФВЧ). Реально это возможно только при использовании специального конденсатора, стоимость которого достигает 400 долларов и выше [9], или набора специальных конденсаторов в количестве 10 и более штук. Шум ФВЧ при этом складывается с шумом предусилителя. Компенсация же постоянного напряжения требует полностью идентичных двух ИОН, что может более или менее успешно осуществить только производитель ИОН, взяв их из одной производственной партии

Методика эксперимента

Поскольку целью настоящей работы являлось создание методики и аппаратуры, не требующих наличия двух идентичных ИОН, в основу методики была положена традиционная схема, реализация которой показана на рис. 1. Пунктиром отмечены два блока, помещенные в отдельные корпуса для защиты от внешних помех и наводок.

Шумовой сигнал с выхода источника опорного напряжения (ИОН) поступает через RC-фильтр верхних частот (ФВЧ) на малошумящий предварительный усилитель (МШПУ), затем усиливается усилителем (У), ограничивается по полосе полосовым фильтром (ПФ) и подается на измерительное устройство (ИУ). Характерной особенностью этой типовой схемы является наличие

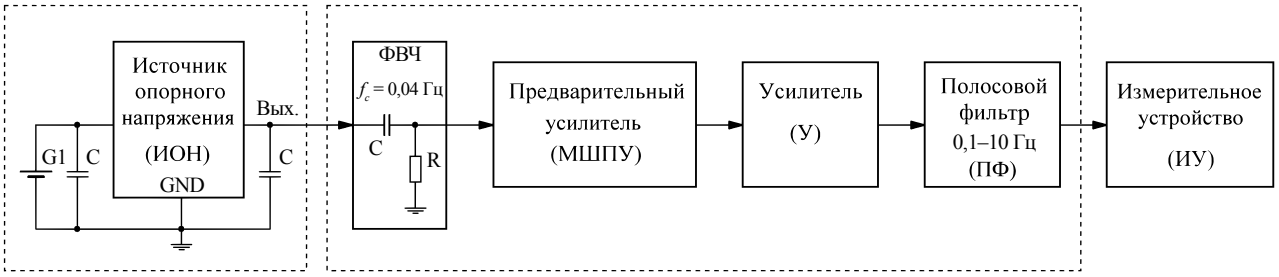


Рис. 1. Традиционная схема измерений низкочастотных шумов, использованная в настоящей работе

RC-фильтра верхних частот между ИОН и малошумящим предварительным усилителем. Этот фильтр обеспечивает блокировку постоянной составляющей выходного напряжения ИОН и пропускает частоты от 0,04 Гц и выше, тем самым позволяет только переменному шумовому напряжению, содержащему частоты выше частоты среза фильтра, достигать малошумящего предварительного усилителя.

МШПУ осуществляет предварительное усиление слабого входного сигнала при внесении незначительных собственных шумов. Усилитель (У) должен без внесения каких-либо искажений обеспечить необходимый уровень шумового сигнала на выходе стенда для нормальной работы измерительного устройства (ИУ).

Полосовой фильтр (ПФ) обеспечивает выделение необходимой полосы частот от 0,1 до 10 Гц для проведения измерений.

В качестве ИУ в настоящей работе использовалась как быстродействующая система сбора и обработки данных 34972A компании *Agilent Technologies*, так и осциллограф *GDS*–72202 компании *GW Instek*. Система сбора и обработки данных проводила измерения выходного напряжения с разрешением 4½ десятичных разряда при общем числе измерений в цикле, равном 2000, и временном промежутке между отдельными измерениями 10 мс. Обработка результатов измерений системы сбора данных проводилась с помощью программы ORIGIN.

Осциллограф с помощью программы Freewave регистрировал форму шумового сигнала, измерял U_{rms} и $U_{p\text{-}p}$ за промежуток времени обычно 10, иногда 20 секунд, при этом частота дискретизации составляла 2500 измерений в секунду.

Выходное напряжение шума U_{out}, измеряемого измерительным устройством на выходе стенда, связано с входным напряжением U_{in} на входе стенда соотношением (U_{out} / U_{in}) = G*F, где G и F – передаточные функции усилителя и фильтра соответственно. Реально нет необходимости определять величины G и F раздельно, а можно определить общую передаточную функцию всей системы G*F. Эта передаточная функция была определена как экспериментально, так и расчетным путем. При экспериментальном исследовании синусоидальное напряжение различной частоты от генератора *AFG*3022 компании *Tektronix* подавалось на калиброванный делитель напряжения, а с выхода делителя на вход стенда. Напряжение на входе делителя и выходе стенда измерялось мультиметром *AG*34405A компании *Agilent Technology*.

Расчеты передаточной функции измерительной схемы осуществлялись с помощью программы *Multisim*. Схема, созданная в программе Multisim, которая использовалась для вычисления передаточной функции стенда при различных частотах, показана на рис. 2. В левом нижнем углу в отличие от реальной электрической схемы, которая будет представлена на рис. 4, показан генератор, задающий необходимые входные параметры по размаху зондирующего входного напряжения V_{pk} и его частоте в диапазоне от 0,1 до 10 Гц с шагом, который можно было устанавливать в качестве входных параметров. Другое отличие схемы Multisim от рис. 4 заключается в том, что на схеме нет стабилизаторов питания, обозначенных на рис. 4 как DA2 и DA3, поскольку они не влияют на передаточную функцию.

Полученные результаты экспериментов и расчетов приведены на рис. 3. Согласование

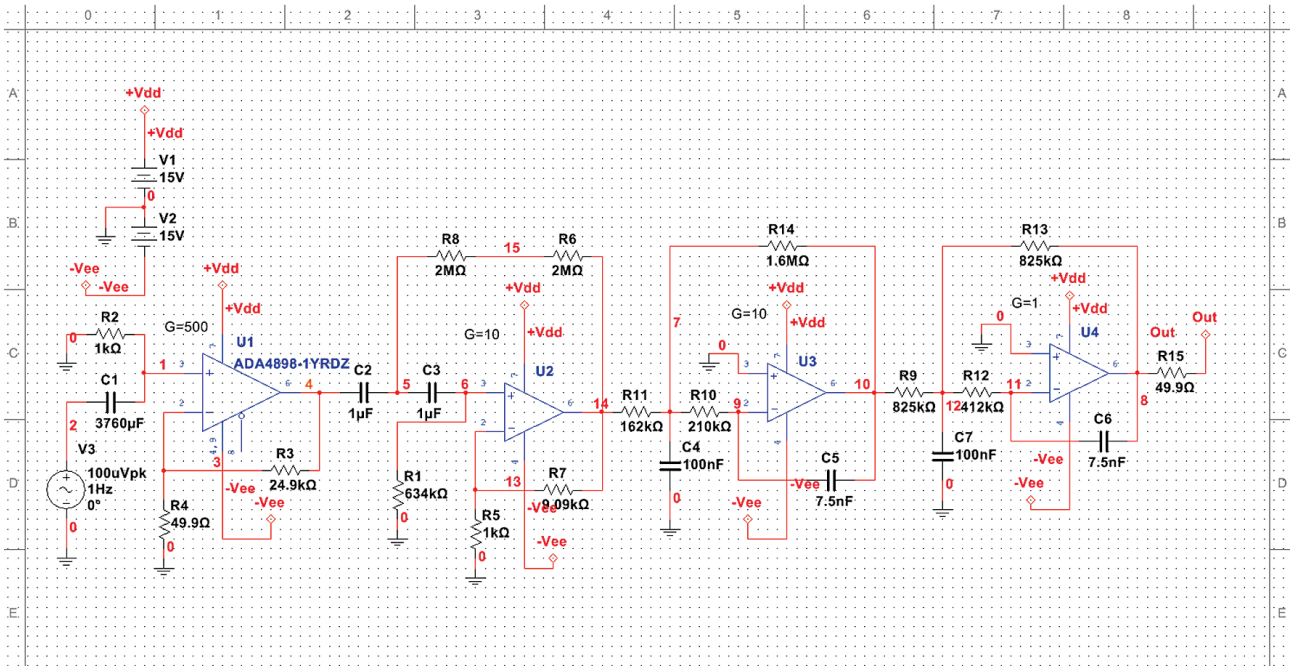


Рис. 2. Расчетная схема определения аппаратной функции стенда в программе Multisim

результатов эксперимента с результатами расчета вполне приемлемое. Согласно сложившейся практике принято, что границы от 0,1 до 10 Гц должны соответствовать снижению передаточной функции не более чем на 3 дБ, при этом в расчетах шумов ИОН можно принимать за величину передаточной функции G*F значение, соответствующее плоской части ее частотной зависимости. К сожалению, нам не удалось подобрать необходимые компоненты фильтров, чтобы обеспечить принятое снижение аппаратной функции на нижней границе 0,1 Гц указанного диапазона. Проведенные модельные расчеты показали, что дополнительное снижение на 0,6 дБ аппаратной функции при 0,1 Гц не приводит к заметному изменению шумовых характеристик. Из рис. 3 видно, что в интервале от 0,3 до 7 Гц в соответствии с результатами эксперимента величина передаточной функции постоянна и равна 93,5 дБ. Поэтому в качестве такого значения в настоящей работе принято значение G*F = 93,5 дБ = 47315.

При измерениях на системе сбора данных среднее значение U_{rms} рассчитывалось в программе ORIGIN как корень квадратный из суммы квадратов измеренных 2000 значений, деленной на 2000, а величина $U_{p\text{-}p}$ определялась путем нахождения разности максимального и минимального значений.

Важным вопросом при создании методики эксперимента было обеспечение малой величины шума самой измерительной схемы. Для ее определения вход стенда закорачивался, и с помощью системы сбора данных измерялось напряжение на выходе стенда. В соответствии с полученными результатами величина этого напряжения $U^0_{p\text{-}p}$ не превышала 0,065 мкВ. Поскольку, как будет описано ниже, величина размаха шума ИОН была более 10 мкВ, а шумы ИОН и схемы должны суммироваться

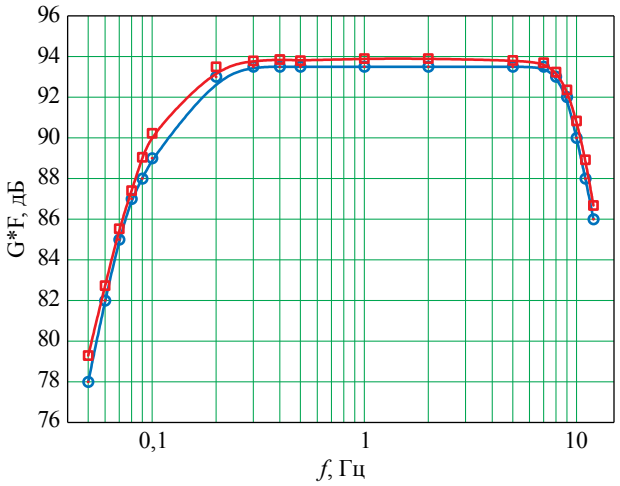


Рис. 3. Общая передаточная функция измерительной системы G*F
— результаты измерений, — результаты моделирования

квадратично, так как они не коррелированны, в настоящей работе вводить поправку на шум схемы необходимости не было.

Электрическая схема стенда и его конструкция

Электрическая схема стенда показана на рис. 4. Напряжение с выхода ИОН подается на разъем XW1, который подключен через RC-фильтр верхних частот (C1, R2) к входу операционного усилителя DA1, сконфигурированному как неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления K = 1 + R3/R1 = 500 В/В. Несмотря на кажущуюся простоту, при реализации схемы измерений обычно возникает ряд сложностей, снижающих точность и ограничивающих ее производительность. Во-первых, для достижения низкой частоты среза RC-фильтра верхних частот (0,1 Гц) требуется узкоспециализированный конденсатор большой емкости (больше 1000 мкФ) с малыми утечками, с низким диэлектрическим поглощением. Утечка конденсатора создает падение напряжения на входе малошумящего предварительного усилителя (на R2) и тем самым нарушает его работу, порождая ошибки и шум. Самую низкую утечку имеют пленочные конденсаторы (полистирольные, поликарбонатные, полипропиленовые, фторопластовые и майларовые), но они выпускаются на сравнительно небольшую емкость (максимально 100 мкФ) и имеют значительные размеры в сравнении с SMD-компонентами. Реализация большой емкости выливается в конденсаторную батарею и вызывает дополнительные конструктивные сложности. Поэтому конденсаторная батарея фильтра верхних частот емкостью 3760 мкФ была создана всего из 8 танталовых конденсаторов. Большая емкость танталовых конденсаторов при небольших габаритах их SMD компонентов позволяет минимизировать влияние наводимых помех на вход предусилителя. Кроме того, танталовые конденсаторы имеют по сравнению с пленочными большую

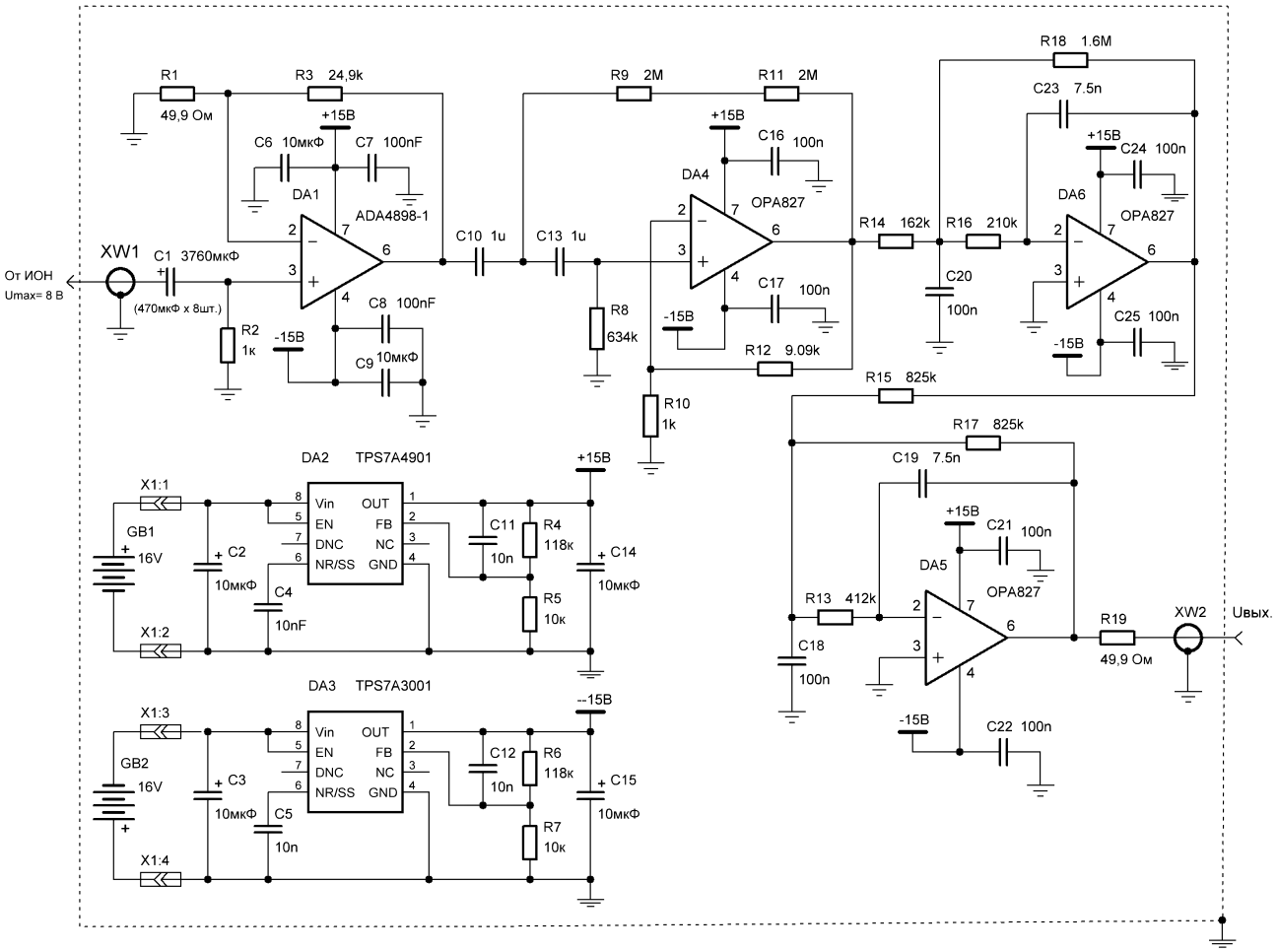


Рис. 4. Электрическая схема стенда

стабильность параметров в достаточно широком температурном диапазоне, повышенную надежность, долговечность и сохраняемость.

Во-вторых, фликкер-шум входного резистора и шум входного тока малошумящего предварительного усилителя складываются и определяют низкочастотный шум, вносимый этим резистором; следовательно, резистор с меньшим сопротивлением будет создавать меньше шума, однако более низкое сопротивление требует большей емкости для достижения заданной частоты среза RC-фильтра верхних частот. В-третьих, шум, создаваемый фильтром верхних частот, является критичным, так как он добавляется к входному напряжению шума предварительного усилителя. Общий результирующий шум на входе предварительного усилителя должен быть значительно меньше, чем измеряемый шум от источника опорного напряжения. С учетом отмеченных требований RC-фильтр верхних частот был выполнен на металлопленочном резисторе R2 и батарее танталовых конденсаторов C1. Необходимо отметить, что для минимизации влияния тока утечки и диэлектрических эффектов поглощения для C1 перед проведением измерений требовался длительный период установления (зарядка до 24 часов).

Предварительный усилитель (DA1) был выполнен на операционном усилителе *ADA*4898-1 компании *Analog Devices*. Эта микросхема с обратной связью по напряжению обладает сверхнизкими шумами и искажениями (оснащена линейным входным каскадом с низким уровнем шума и внутренней компенсацией), имеет широкую полосу пропускания и стабильный коэффициент усиления, низкое напряжение смещения и схему подавления, которая уменьшает входной ток смещения [13].

Полосовой фильтр (ПФ) выполнен на трех операционных усилителях *OPA*827 (DA4, DA5, DA6) компании *Texas Instruments* [14]. *OPA*827 – это прецизионный JFET-усилитель с низким входным напряжением смещения (150 мкВ максимум), очень низким температурным дрейфом (типично 0,5 мкВ/°C), низким током смещения (типично 3 пА) и очень низким уровнем шума ($U_{p\text{-}p}$ = 250 нВ в полосе 0,1–10 Гц). Имеет хорошие характеристики по переменному напряжению, полоса пропускания составляет 22 МГц при единичном усилении, коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи составляет не менее 120 дБ, позволяет работать на емкостную нагрузку, стабилен, что делает *OPA*827 подходящим для широкого спектра приложений, включая реализацию активных фильтров.

На операционном усилителе DA4 реализован фильтр верхних частот с частотой среза f_c = 0,1 Гц на уровне −3 дБ и коэффициентом усиления K = 10. Это фильтр Баттерворта 2-го порядка, топология Саллена – Кея. Фильтр имеет достаточно плоскую АЧХ в полосе пропускания, небольшое количество элементов (однако допуск на резисторы не более 1 %, на конденсаторы не более 5 %).

Фильтр нижних частот Баттерворта 4-го порядка выполнен на двух ОУ (каскадное включение DA5, DA6) и имеет частоту среза 10 Гц на уровне −3 дБ. Каскад на неинвертирующем усилителе DA5 выполнен по топологии множественных связей и имеет коэффициент усиления K = 10, а аналогичный каскад DA6 имеет K = 1.

Электропитание стенда осуществляется биполярным напряжением +15 и −15 В от литиевых аккумуляторов через линейные стабилизаторы напряжения (DA2 и DA3) на интегральных микросхемах TPS7A4901 и TPS7A3001 [15, 16], что позволяет полностью избавиться от сетевых помех и устранить земляные петли. Указанное семейство стабилизаторов разработано компанией *Texas Instruments* с использованием биполярной технологии и обеспечивает низкий шум (U_{rms} = 15,4 мкВ в полосе от 10 Гц до 100 кГц), хорошую способность подавлять напряжение пульсаций на входе электропитания (в англоязычной литературе здесь в качестве такой характеристики используется параметр Power Supply Ripple Rejection, характеризующий отношение напряжения пульсаций на входе к напряжению пульсаций на выходе PSRR = 20 lg ($U_{ripple\ in}$ / $U_{ripple\ out}$), для указанных выше стабилизаторов напряжения PSRR > 55 дБ в полосе от 10 Гц до 700 кГц), высокую стабильность выходного напряжения, малую величину

проходного напряжения, большую величину максимального тока нагрузки. Кроме того, стабилизаторы обладают тепловой защитой от перегрева и ограничителем максимального тока, что повышает надежность устройства, защищая его от повреждений и перегрузок.

Стабилизаторы выполнены по типовой схеме и имеют идентичное назначение элементов, поэтому можно рассмотреть только обвязку микросхемы DA2 (+15 В). Номинальное выходное стабилизированное напряжение задается двумя внешними резисторами R4 и R5. Для получения необходимой точности выходного напряжения используются резисторы с допуском 1 %. Входной C2 и выходной C14 фильтрующие конденсаторы повышают также стабильность работы микросхемы DA2. Конденсатор C4 шумопонижающий (шунтирующий R4). Конденсатор обратной связи C11 обеспечивает более глубокую отрицательную обратную связь по переменному току, уменьшает выходной шум и улучшает PSRR. Кроме того, C11 добавляет нуль и полюс в цепь обратной связи стабилизатора и тем самым улучшает стабильность переходной характеристики. Для получения высокого качества параметров стабилизатора используются многослойные керамические конденсаторы с диэлектриком X7R и X5R с низким эквивалентным последовательным сопротивлением (ESR).

Стенд для измерения фликкер-шума ИОН с описанной выше электрической схемой выполнен в виде двух отдельных модулей с корпусами размером 110×65×35 мм, и его полностью нельзя считать универсальным. В первый модуль помещается исследуемый источник опорного напряжения. Для проверки работы электрической схемы в качестве исследуемого источника опорного напряжения в настоящей работе использовалась хорошо изученная микросхема *LTC*6652 [1]. Схема ее включения показана на рис. 5. Электропитание микросхемы осуществлялось от внешнего литиевого аккумулятора. В случае необходимости исследовать микросхемы других производителей или в других корпусах плату первого модуля нужно заменять.

Второй модуль в пылезащищенном металлическом корпусе, защищающем от электромагнитных помех и наводок, является универсальным. В него помещается универсальная плата со схемой, показанной на рис. 4. В корпусе модуля имеется два BNC-разъема – входной для подключения модуля испытуемого ИОН и выходной для подключения измерительных устройств.

Результаты экспериментов

На рис. 6 в качестве примера представлен один из результатов эксперимента, в котором

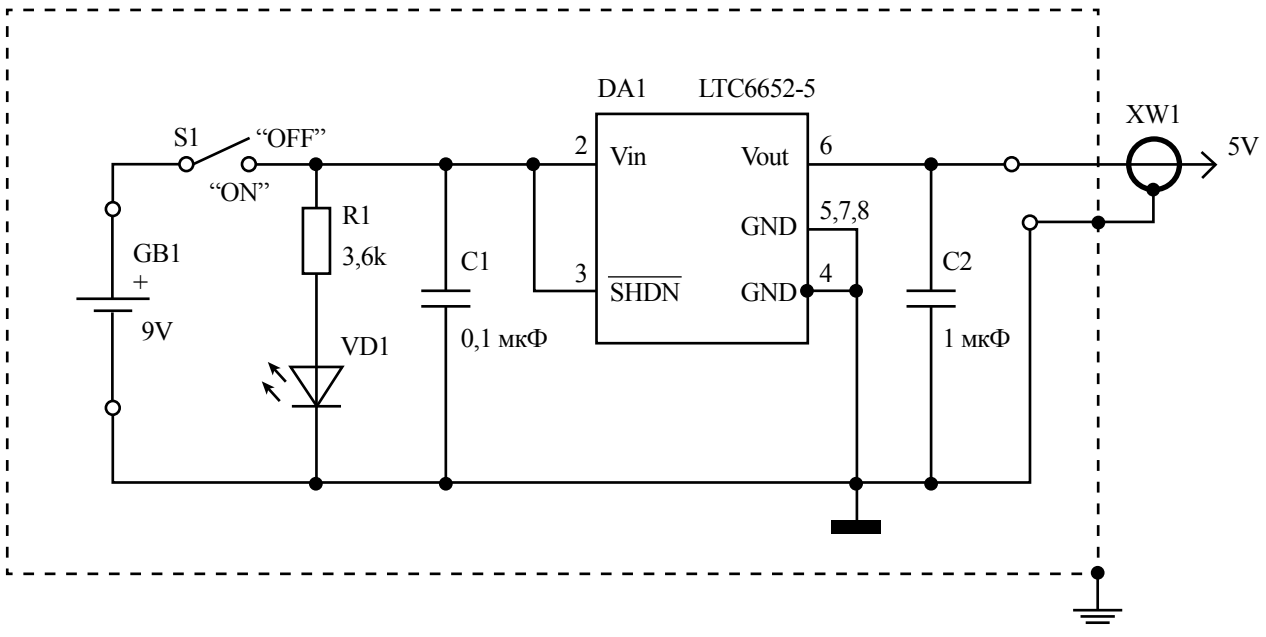


Рис. 5. Схема включения ИОН *LTC*6652

| ISSN 2542-0542 Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» | № 3, 2022

было получено 2000 точек при регистрации шумового сигнала в течении 20 секунд с помощью системы сбора данных. В соответствии с этими результатами размах шумового сигнала $U_{p\text{-}p}$ для первой половины эксперимента длительностью 10 секунд составил 12,2 мкВ. При этом величина среднего квадратического значения напряжения шума U_{rms} в полосе от 0,1 до 10 Гц составила 1,63 мкВ. В течение последующих 10 секунд значение $U_{p\text{-}p}$ было меньше и составило 10,1 мкВ. В двух других подобных экспериментах пары значений $U_{p\text{-}p}$ и U_{rms} для их первых половин длительностью 10 секунд составили 12,09 и 1,62 мкВ и 10,5 и 1,95 мкВ соответственно.

На рис. 7 в качестве примера представлены результаты измерения $U_{p\text{-}p}$ и U_{rms}, полученные в одном из экспериментов в измерениях на осциллографе при сборе информации в течение 10 секунд. Показанные значения сигналов в мВ нужно поделить на аппаратную функцию G*F = 47315. Для представленного на рис. 7 режима полученное значение $U_{p\text{-}p}$ составляет 8,37 мкВ, а значение U_{rms} = 1,37 мкВ. Средние значения этих параметров по результатам 6 измерений составили соответственно 7,56 и 1,29 мкВ.

На рис. 8 в качестве примера показаны результаты одного из экспериментов, при котором вход стенда был закорочен. В соответствии с результатами измерения на осциллографе величина $U^0_{p\text{-}p}$ = 0,047 мкВ, а U^0_{rms} = 0,0085 мкВ. Средние значения по результатам 6 измерений составили соответственно 0,048 и 0,009 мкВ. Среднее значение при измерении $U^0_{p\text{-}p}$ с помощью системы сбора данных составило 0,065 мкВ. Эти результаты подтвердили сделанное в описании методики заключение, что в настоящей работе не было необходимости вводить поправку на влияние фонового сигнала.

Анализ полученных результатов

В соответствии с имеющейся в [1] документацией для микросхемы *LTC*6652 с выходным напряжением 5 В средняя величина $U_{p\text{-}p}$ в диапазоне от 0,1 до 10 Гц составляет 14 мкВ, а средняя величина U_{rms} в диапазоне от 10 Гц

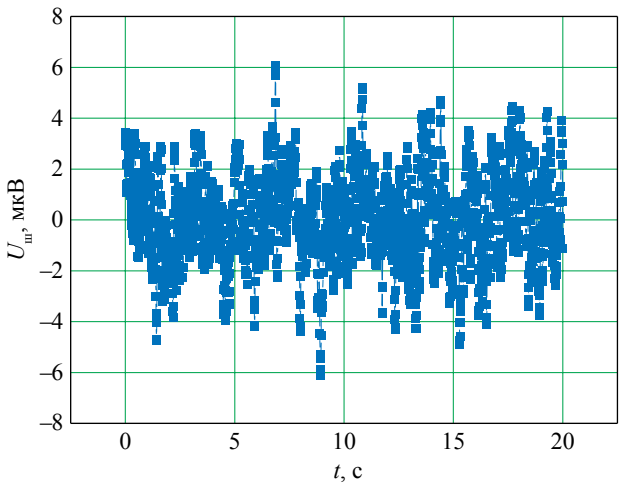


Рис. 6. Пример результата измерений, полученного с помощью системы сбора данных в интервале времени 20 секунд с частотой 100 изм/с

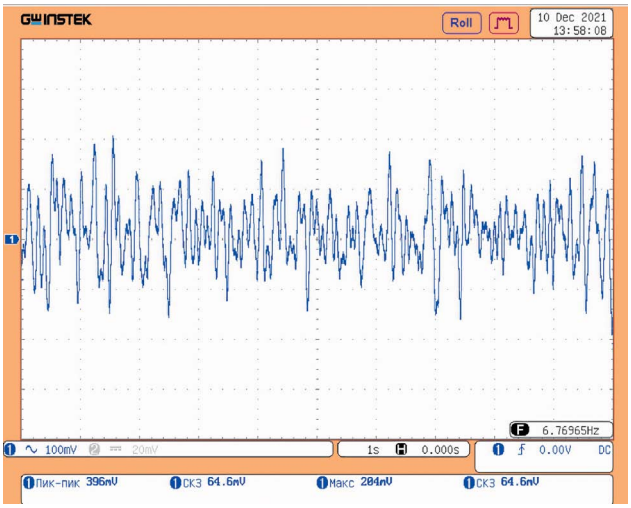


Рис. 7. Один из результатов эксперимента по измерению шумового сигнала с помощью осциллографа

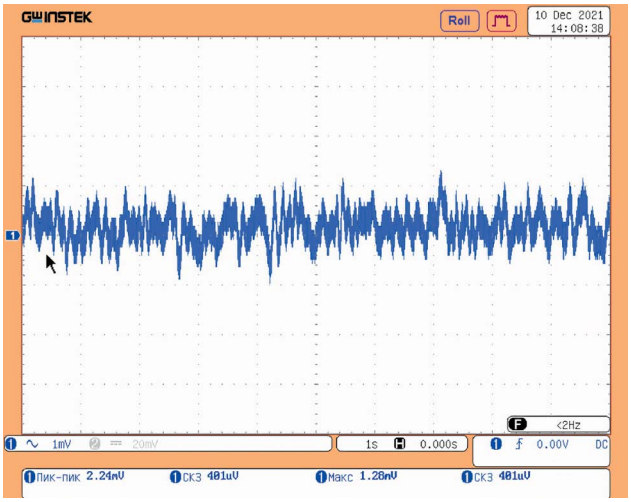


Рис. 8. Результаты одного из измерений на осциллографе шумового сигнала при закороченном входе схемы измерений

до 1 кГц составляет 15 мкВ. Указано, что полоса от 0,1 до 10 Гц выделялась с помощью фильтров высокой и низкой частоты, время измерений составляло 10 секунд, при этом неизвестно, что здесь использовалось в качестве измерительного прибора и какова статистика полученных экспериментальных данных. Оценки погрешности представленных в [1] данных для $U_{p\text{-}p}$ не приводится. Необходимо отметить, что такой оценки нет и в документах других компаний, разрабатывающих и выпускающих микросхемы ИОН. Нет ее и в настоящей работе. Следует признать, что казалось бы нормальной практикой представления погрешности данных по шумовым характеристикам в документации следовало бы приводить среднее квадратическое отклонение результатов, полученных при аттестации микросхемы. Однако такая практика не используется. Дело заключается в том, что в статистику представляемых в документации данных должны вносить вклад различные факторы. Это не только случайная погрешность получаемых результатов при аттестации конкретной микросхемы, но и разброс результатов для микросхемы одной партии, разброс результатов для микросхем различных партий и даже разброс результатов по $U_{p\text{-}p}$, полученных за один и тот же промежуток времени, но в разные его моменты. Последнее, как описано выше, было получено в настоящей работе при измерениях с помощью системы сбора данных для двух последовательных интервалов времени длительностью 10 секунд. Разброс значений шума $U_{p\text{-}p}$ для различных экземпляров микросхем, по-видимому, впервые был поднят в [2], и для микросхемы LTC6655 с выходным напряжением 2,5 В была получена гистограмма распределения микросхем по шумам. В соответствии с этой гистограммой 50 % экземпляров этих микросхем укладывались в величину $U_{p\text{-}p}$ меньше 0,246 ppm, 70 % укладывались в величину меньше 0,260 ppm и 90 % в величину меньше 0,292 ppm. Дальнейшее развитие использования гистограмм распределения микросхем по шумам получило в [3], где также построена гистограмма распределения микросхем с выходным напряжением 2,5 В по шумам $U_{p\text{-}p}$ со статистикой для 300 штук в диапазоне пульсаций $U_{p\text{-}p}$ от 0,28 до 0,32 ppm. Однако пока большего распространения такой подход не получил.

В обычной практике низкочастотный шум во временном интервале 10 секунд измеряется на осциллографе. Связано это с большими экспериментальными трудностями измерения шума низкой частоты, главной из которых является высокая стоимость спектроанализатора или анализатора сигналов. Из-за случайной природы этого шума, как видно из результатов настоящей работы, более правильные результаты можно получить только при измерениях $U_{p\text{-}p}$ в 10-секундных интервалах очень большое число раз. Для облегчения решения этой проблемы в диапазоне от 0,1 до 10 Гц можно использовать пиковый детектор [9].

Один из возможных способов аттестации шумов ИОН в низкочастотном диапазоне от 0,1 до 10 Гц может быть величина U_{rms} для этого диапазона. В настоящей работе, по-видимому, впервые для этого диапазона проведены совместные измерения $U_{p\text{-}p}$ и U_{rms}. Среднее значение результатов шести измерений U_{rms} на осциллографе составило 1,29 мкВ, а среднее значение измерений на системе сбора данных – 1,73 мкВ. Хотя расхождения этих результатов относительно невелики, но для каждого отдельного измерения на осциллографе частота дискретизации составляла 2500 изм/с, а для каждого измерения с помощью системы сбора данных 100 изм/с. Это, а также различие в погрешности измерений осциллографом и системой сбора данных могло оказать влияние на величины расхождений полученных результатов.

Важным вопросом в расчетах характеристик шумов является соотношение между $U_{p\text{-}p}$ и U_{rms}. Очень часто для пересчета используют соотношение $U_{p\text{-}p} = 6{,}6 \cdot U_{rms}$ [17]. Если воспользоваться предположением о том, что в ограниченной полосе частот от 0,1 до 10 Гц напряжение шума имеет статистический гауссов характер, то согласно этому соотношению величина $U_{p\text{-}p}$ должна превышать величину U_{rms} в 6,6 раза всего в 0,1 % случаев. Однако, во-первых, распределение величин $U_{p\text{-}p}$ по числу измерений вполне может быть негауссовым, во-вторых,

здесь нормируется только превышение пересчетного коэффициента, иногда называемого крест-фактором, и в-третьих, не ясно, какое число измерений в статистике можно считать достаточным для выполнения этого соотношения. В datasheet на ИОН *LTC*6655 [2] отмечается, что при повторении измерений в 10-секундном интервале 1000 раз было получено, что имеются 10-секундные интервалы, для которых величина напряжения шума $U_{p\text{-}p}$ выше, чем приводимые в таблицах электрических характеристик типичные значения. Результаты всего трех наших измерений, сделанных с помощью системы сбора данных в 10-секундных интервалах, показали, что среднее отношение $U_{p\text{-}p}$ к U_{rms} при общем числе измерений в каждом цикле, равном 1000, составило 6,7. То же отношение для измерений на осциллографе при 6 циклах и другом количестве измерений в цикле составило 5,9. Это было получено только для одного экземпляра микросхемы. Если же учесть, что приводимая в datasheet рекомендация должна представлять рекомендацию для большого количества микросхем в одной партии и даже для большого числа различных партий, ясно, что выдать такую рекомендацию затруднительно при принятом соглашении об одном и том же интервале измерений в 10 секунд. Хотя принятая рекомендация об использовании для аттестации шумовых характеристик ИОН спектрального интервала от 0,1 до 10 Гц является вполне оправданной, поскольку в практике использования ИОН при более высоких частотах от шума нетрудно избавиться с помощью отрезающих фильтров, к приводимым рекомендациям по значению $U_{p\text{-}p}$ следует относиться критически. Пользователю целесообразно самому создавать устройство, подобное представленному в настоящей работе, для измерений $U_{p\text{-}p}$ конкретной микросхемы. Необходимо добавить, что до настоящего времени методика измерений отечественных микросхем ИОН не гостирована. Разработанный в 1986 году ГОСТ [18], который с небольшими изменениями функционирует и в настоящее время, совсем не рассматривает нормировку шумовых характеристик микросхем ИОН.

Заключение

На примере полученных в настоящей работе экспериментальных данных для шумовых характеристик микросхемы прецизионного источника опорного напряжения *LTC*6652 показано, что к имеющимся в технической документации данным нужно относиться критически. В случаях, когда для использования в создаваемой пользователем аппаратуре важно знать величину $U_{p\text{-}p}$ конкретной микросхемы в диапазоне частот от 0,1 до 10 Гц, нужно для этой микросхемы провести измерение данной шумовой характеристики. Хотя создание соответствующего экспериментального стенда не является простой задачей, в настоящей работе показано, что правильное схемное решение для стенда, использование необходимых компонентов для реализации классической схемы измерений и меры по обеспечению высокой помехозащищенности стенда позволяют решить качественно проблему измерения шумовых сигналов низкого уровня, составляющих единицы микровольт.

Список литературы

1. *LTC*6652 Precision Low Drift Low Noise Buffered Voltage Reference. Data Sheet 6652fg. Linear Technology. 2007. P. 1–20.

2. *LTC*6655 0.25ppm Noise, Low Drift Precision References. Data Sheet 6655ff. Linear Technology. 2009. P. 1–26.

3. *REF*70 2ppm/°C Maximum Drift, 0.23 ppm_{pp} 1/f Noise Precision Voltage Reference. Data Sheet SNAS7810 – October 2020 – revised December 2022. Texas Instruments. 2022. P. 1–40.

4. *MAX*6226 Ultra-High Precision, Ultra-Low Noise, Series Voltage Reference. Datasheet Maxim Integrated Products. 2020. P. 1–15.

5. Crupi F., Glusi G., Ciofi C. Enhanced Sensitivity Cross Correlation Method for Voltage Noise Measurements. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements. 2006. V. 55. No 4. P. 1143–1147.

6. Marzano M., Cultera A., Ortolano M., Callegaro L. A correlation noise spectrometer for flicker noise measurements in graphene samples. Measurement Science and Technology. 2019. V. 30. No 035103. 8 pp.

7. E4727A Advanced Low-Frequency Noise Analyzer. Keysight Technologies. 2018. 18 pp.
8. AdMOS 3002A Flicker Noise Measurement System. Электронный ресурс: admos.de/wp/content/uploads/2020/08/3002A_Flicker_Noise_Measurement_ System. 2020. 2 pp.
9. Williams J. 775 Nanovolt Noise Measurement for A Low Noise Voltage Reference. Application Note 124f. 2009. 12 pp.
10. Patil S. Simple, Effective Method and Circuit to Measure Very-Low 1/F Voltage Reference Noise (< 1 μV_{p-p}, 0.1 Hz to 10 Hz). Application Note 6206. Maxim Integrated Products. 2014. 12 pp.
11. Voltage Reference Application and Design Note AN177. Renesas. 2005. 34 pp.
12. Винников И.А., Кирюхин И.С., Черемухина Ю.Ю. Методы определения размаха напряжения низкочастотного шума прецизионного источника опорного напряжения. Наука и бизнес: пути развития. 2021. № 1 (115). С. 8–13.
13. High Voltage, Low Noise, Low Distortion, Unity Gain Stable, High Speed Op Amp *ADA*4898-1. *Analog Devices* Datasheet, Rev. B. 2008-2009. 20 pp.
14. *OPA*827 Low-Noise, High-Precision, JFET-Input Operational Amplifier. Datasheet SBOS3761. Rev. 2016. *Texas Instruments*. 2016. 36 pp.
15. *TPS*7A4901 +36V, +150mA, Ultralow−Noise, Positive Linear Regulator. Datasheet SBVS121B. *Texas Instruments*. 2010. 23 pp.
16. *TPS*7A3001 −36V, −200mA, Ultralow−Noise, Negative Linear Regulator. Datasheet SBVS174. *Texas Instruments*. 2011. 26 pp.
17. Op Amp Noise Relationships: 1/*f* Noise, RMS Noise, and Equivalent Noise Bandwidth. Analog Devices MT−048 Tutorial. 2009. 6 pp.
18. ГОСТ 26949-86. Микросхемы интегральные аналоговые. Методы измерения электрических параметров непрерывных стабилизаторов напряжения. С изменениями от 01.05.1991. Государственный комитет СССР по стандартам. 32 с.

Об авторах

Битюков Владимир Ксенофонтович – доктор технических наук, профессор, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: физика и схемотехника источников вторичного электропитания, методы и приборы для измерения тепловых и электрических свойств веществ и материалов.

Иванов Александр Александрович – старший инженер, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: проектирование электрических схем, микроконтроллеры, программирование.

Михневич Николай Григорьевич – заведующий лабораторией, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: проектирование электрических схем, моделирование, испытания.

Петров Вадим Александрович – доктор технических наук, профессор, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: экспериментальная физика и радиоэлектроника, автоматизация радиотехнического эксперимента, электрические и тепловые свойства веществ и материалов.

Method and measuring test bench for determination and analysis of low-frequency noise of low-noise precision reference voltage sources

Bityukov V. K., Ivanov A. A., Mikhnevich N. G., Petrov V. A.

MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russian Federation

Based on the analysis of literature data and the measurement results obtained in this study, it is shown that in certain critical cases circuit designers should not rely on the information about noise characteristics for the microcircuits of precision reference voltage sources (RVS) provided in the data sheets, but rather take measurements individually for each microcircuit. The described electrical circuit and design of the new stand make it possible to measure the peak-to-peak noise voltage of just a few microvolts in the frequency range from 0.1 to 10 Hz, as well as the root mean square noise voltage value of the RVS in this frequency range. The results obtained for the LTC6652 microcircuit confirm the conclusions made in the work.

Keywords: microcircuit, reference voltage source, 1/*f* (flicker) noise, peak-to-peak voltage $U_{p\text{-}p}$, root mean square voltage U_{rms}, bandpass filter, pre-amplifier

Information about the authors

Bityukov Vladimir Ksenofontovich – Doctor of Engineering Sciences, Professor, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: physics and circuit design for secondary power sources, methods and instruments for measurement of electrical and thermal properties of substances and materials.

Ivanov Aleksandr Aleksandrovich – Senior Application Engineer, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: design of electrical circuits, microcontrollers, programming.

Mikhnevich Nikolay Grigorievich – Head of Laboratory, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: design of electrical circuits, modelling, testing.

Petrov Vadim Aleksandrovich – Doctor of Engineering Sciences, Professor, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: experimental physics and radio electronics, automation of experimental technique, electrical and thermal properties of substances and materials.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-92-106
УДК 004.932

Алгоритм распознавания летающих объектов в оптическом видеопотоке в условиях динамически изменяющегося фона

Н. А. Гришин[1], А. Ф. Баззаев[1], М. А. Кудров[1], К. Д. Бухаров[1], А. П. Коновальчик[2]

[1] *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)», Москва, Российская Федерация*

[2] *Акционерное общество «Концерн воздушно-космической обороны «Алмаз – Антей», Москва, Российская Федерация*

Работа посвящена вопросам разработки алгоритма обнаружения и отслеживания летающих объектов в оптическом потоке для применения в бортовой системе технического зрения беспилотного летательного аппарата. Предложенный алгоритм позволяет обнаруживать объекты в условиях динамически изменяющегося фона в масштабе реального времени. Показан подход для оценки ограничений алгоритмов технического зрения по применимости в условиях динамически изменяющегося оптического потока.

Ключевые слова: беспилотные летательные аппараты, распознавание, сопровождение, нейронные сети

Для цитирования: Гришин Н. А., Баззаев А. Ф., Кудров М. А., Бухаров К. Д., Коновальчик А. П. Алгоритм распознавания летающих объектов в оптическом видеопотоке в условиях динамически изменяющегося фона // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 92–106. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-92-106

For citation: Grishin N. A., Bazzaev A. F., Kudrov M. A., Bukharov K. D., Konovalchik A. P. An algorithm for recognition of flying objects in the optical flow under dynamically variable background conditions // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 3. P. 92–106. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-3-92-106

Поступила 11.12.2021 *Отрецензирована* 14.03.2022 *Одобрена* 11.05.2022 *Опубликована* 24.06.2022

Введение

Успехи последних лет в разработке малогабаритных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) привели к повышению их доступности и, как следствие, широкому использованию в индустрии и коммерции. Актуальной задачей для разработки БПЛА является обеспечение безопасности во время полета. Эта проблема была успешно решена для управляемых автомобилей, и в настоящее время существуют коммерческие продукты, предназначенные для обнаружения и предотвращения движения как пешеходов, так и других автомобилей [1–5].

Разработка алгоритмов идентификации объектов для БПЛА отличается рядом проблем:

- окружающая среда трехмерна, что усложняет траекторию движения;
- летающие объекты имеют разные формы, и их можно увидеть на земле или на небе, что создает изменяющуюся обстановку;
- потенциально опасные объекты должны идентифицироваться на далеком расстоянии, что приводит к необходимости поиска мелких объектов без явно выделяющейся формы.

Решение задачи обнаружения объектов значительно малых размеров относительно всего исследуемого изображения приведено в ряде работ [6, 7], в которых показана точная настройка глубоких сетей с расширенными

© Гришин Н. А., Баззаев А. Ф., Кудров М. А., Бухаров К. Д., Коновальчик А. П., 2022

сверточными слоями. Однако в данном случае их применимость ограничена за счет ограничений на вычислительные мощности и низкого качества изображений, связанного с размытием.

Отсутствие резкости и четкости визуального образа объекта на изображении ограничивает применимость уже таких классических подходов к распознаванию образов, как Convolutional Neural Networks (сверточные нейронные сети, CNN) [8], Aggregate Channel Features (ACF) [9], Deformable Part Models (DPM) [10] и Random Forests (случайный лес) [11].

Сложная траектория и полная свобода движения летающих объектов в трехмерном пространстве не позволяют полагаться целиком на вычислительно эффективные методы, основанные на распознавании движения в видеопотоке, такие как Background Subtraction (вычитание фона) [12, 24, 25] или Optical Flow (оптический поток) [13, 24, 25], так как они могут увеличить ложные негативные результаты. Метод вычитания фона полагается на компенсацию движения самого фона, что проблематично из-за потенциально высокой скорости движения носителя. Вдобавок метод оптического потока в значительной степени зависит от качества восстановления вектора движения, что является проблемой из-за эффекта размытия и низкого качества получаемого изображения.

Так, в работе [24, 25] авторы показали высокие результаты распознавания объектов в условиях дневной и ночной видеосъемки для различных погодных условий для статичного фона и движущихся объектов.

В последние годы становятся популярны гибридные методы [14–16], основанные на признаках внешнего образа и движении объекта. Данный подход хорошо показал себя в задаче по обнаружению и отслеживанию пешеходов в работе [16], где использовался оптический поток совместно с признаками внешнего вида, обрабатываемые ядром пересечения гистограмм (Histogram Intersection Kernel, HIK) совместно с методом опорных векторов (Support Vector Machine, SVM).

Таким образом, сигналы о движении объектов не являются критически важными для обнаружения. Однако их применение ограничено в условиях, когда изображение получено с помощью движущейся камеры и имеют динамически изменяющийся фон с движущимися объектами. Расширение гибридных методов в части оценки вектора движения объекта и объединения этих характеристик с внешним видом объекта, как это показано в работах [14–16, 24, 25], позволит существенно улучшить результаты в условиях динамически изменяющегося фона.

Данная работа посвящена разработке алгоритма распознавания летающих объектов в условиях динамически изменяющегося фона в режиме реального времени с летательного аппарата. Ключевая особенность работы заключается в разработке трехстадийного алгоритма «C-FO» обнаружения и сопровождения в реальном времени и оценке границ применимости разработанного алгоритма.

В работе приведено описание алгоритма «C-FO», стратегии подготовки данных для обучения и метода обучения алгоритмов. Разработан подход для оценки границ применимости алгоритма и приведены результаты численного моделирования.

Постановка задачи

Постановка задачи обнаружения и отслеживания может быть определена следующим образом. Для этого введем стохастический процесс $Y(t)$:

$$Y(t) = \{Y_t \in M \times A,\ t \in \mathbb{N}\}, \qquad (1)$$

где набор параметров Y_t описывает позицию отслеживаемого объекта, в данном случае ограничивающий прямоугольник в измерении изображения с вложенным в него участком этого изображения, в комбинированном пространстве M признаков движения, и пространства A признаков внешнего вида с дискретным временным шагом t. Несмотря на то, что точное математическое описание движения и изображения объекта возможно, в большинстве случаев оно является вычислительно трудноразрешимым, потому процесс является стохастическим.

«Отслеживающая функция» τ осуществляет отображение признаков объекта в пространство его положений Y:

$$\tau : \mathbb{N} \to M \times A, t \to \tau(t). \qquad (2)$$

В рассматриваемой нами задаче τ формируется как сложная функция:

$$\tau(t) = \delta(X(t)), \quad (3)$$

где $X(t)$ – последовательность изображений из пространства L_c:

$$X(t) = \{X_t \in L_c, t \in \mathbb{N}\}, \quad (4)$$

обрабатываемая функцией:

$$\delta : L_c \to M \times A, X(t) \to \delta(X(t)). \quad (5)$$

С учетом предыдущих измерений, учитываемых «отслеживающей функцией», уравнение (3) представим в следующем виде:

$$\tau(t) = \delta(X(t), Y(t-1)). \quad (6)$$

Использование уравнения (6) предполагает значительное использование ресурсов вычислений, поэтому на практике вводится ограничивающий параметр n:

$$\tau(t) = \delta(X(t) \setminus X(t-n), Y(t-1) \setminus Y(t-n)). \quad (7)$$

Суть данной работы заключается в поиске оператора δ, который является алгоритмом обнаружения и отслеживания объектов.

Алгоритм обнаружения и отслеживания

Структурная схема алгоритма приведена на рисунке 1. Алгоритм состоит из трех основных частей: оценка параметров движения, гибридный классификатор и сопровождение объекта. На первом этапе кандидаты объектов генерируются путем выделения параметров движения на двух последовательных видеокадрах. На следующем этапе предлагаемые объекты классифицируются как истинные или ложные путем применения гибридного алгоритма классификации. Сопровождение истинных объектов реализовано на основе фильтра Калмана, предназначенного для стабилизации процесса сопровождения объекта. Предложенный алгоритм обладает значительно меньшей вычислительной сложностью по сравнению с существующими нейросетевыми решениями за счет применения гибридных классификаторов к предварительно выделенным областям кадра.

Оценка параметров движения

Задача первого этапа заключается в том, чтобы сформировать перечень потенциальных объектов, которые имеют перемещение во времени на заднем плане. Для этого производится двухэтапная оценка на соответствие фона в текущем и предыдущем кадрах из видеопотока: расчет глобальной



Рис. 1. Структурная схема алгоритма «C-FO»

модели движения на каждом изображении, а затем выравнивание за счет модели движения. Таким образом, разница моделей движения двух последовательных изображений дает представление о подвижных объектах, имеющих непостоянное и отличающееся от фонового изменение параметров движения, что дает возможность детально изучать полученные области на предмет поиска искомых объектов путем формирования особых точек.

Модель оценки движения реализована в пять этапов: выделение и селекция точек привязки, локальная оценка движения, глобальная оценка движения, вычитание фона, извлечение особых точек.

Выбор точки привязки. На этом этапе происходит выбор набора точек, используемый для оценки глобального движения.

Сначала случайным образом выбирается K точек на исходном изображении. Для каждой точки вычисляем ее значимость по критериям детектора угла Ши-Томаси. Затем отбрасываются точки, для которых есть более важная точка на определенном расстоянии D_0. Здесь $p_{n,*} = \{p_{n,i}\}_{i=1}^{K_n}$ обозначает K_n выделенные точки в изображении X_n.

Локальная оценка движения. Теперь определяется локальное движение для $p_{n-1,*}$ точек, выделенных в предыдущем шаге от предыдущего кадра X_{n-1} до текущего кадра X_n.

Производится расчет векторов движения $u_{n,i}$ для каждой точки $p_{n-1,i}$, используя метод Лукаса – Канаде, предполагая, что локальное движение является оптическим потоком. В методе Лукаса – Канаде локальное движение вычисляется путем решения задачи:

$$\boldsymbol{u_{n,i} = arg\,min_u \sum_{s \in N(p_{n-1\,i})} |X_n(s+u) - X_{n-1}(s)|^2}, \quad (8)$$

где $N(p_{n-1,i})$ – это область вокруг точки $p_{n-1,i}$. Кроме того, используется двунаправленная верификация. Для этого вычисляется обратный ход v_n по методу Лукаса – Канаде:

$$\boldsymbol{v_{n,i} = arg\,min_u \sum_{s \in N(\widetilde{p_{n,i}})} |X_n(s) - X_{n-1}(s-u)|^2}, \quad (9)$$

где $\widetilde{p_{n,i}}$ – соответствующая точка в текущем кадре, вычисляемая как $\widetilde{p_{n,i}} = p_{n-1,i} + u_{n,i}$. Затем проводится селекция точек: $\|u_{n,i} - v_{n,i}\|_2 > M_d$. Теперь количество оставшихся точек равно $K_n^{`}$.

Глобальная оценка движения. Следующий шаг – перестроить глобальное фоновое движение под модель преобразования перспективы. Перспективное преобразование $y = T(H, x)$, параметризованное матрицей гомографии H, рассчитывается как:

$$\boldsymbol{y = \begin{bmatrix} \dfrac{h_{11}x^{(1)} + h_{12}x^{(2)} + h_{13}}{h_{31}x^{(1)} + h_{32}x^{(2)} + h_{33}} \\ \dfrac{h_{21}x^{(1)} + h_{22}x^{(2)} + h_{23}}{h_{31}x^{(1)} + h_{32}x^{(2)} + h_{33}} \end{bmatrix}}, \quad (10)$$

где $h_{i,j}$ – это i-я строка, а j-я колонка матрицы H, $x^{(k)}$ – это k-я составляющая x. H – 8-параметрическая матрица с h_{33} всегда равным 1.

Затем H_n вычисляется с помощью перебора $\{p_{n,i}\}_{i=1}^{K_n^{`}}$ и $\{\widetilde{p_{n,i}}\}_{i=1}^{K_n^{`}}$ в глобальную перспективную трансформацию. Сначала используется алгоритм RANSAC для вычисления набора плоскостей. Здесь $p^{`}_{n,*} = \{p^{`}_{n,i}\}_{i=1}^{K_n}$ и $\widetilde{p^{`}_{n,*}} = \{\widetilde{p^{`}_{n,i}}\}_{i=1}^{K_n}$ обозначает пары точек $K^{``}_n$ в наборе плоскостей. Затем H_n вычисляется путем решения задачи:

$$\boldsymbol{H_n = arg\,min_H \sum_{i=1}^{K_n^{``}} \left\| \widetilde{p_{n,i}}^{`} - T(H, p_{n,i}^{`}) \right\|_2^2}, \quad (11)$$

Вычитание фона. На этом этапе происходит вычитание движущегося фона, чтобы выделить области, в которых не произошли изменения. Это необходимо из-за того, что параметры движения движущихся объектов отличаются от модели движения фона.

Для того чтобы вычислить изображение фона, оценивается предыдущий кадр:

$$\widetilde{X_{n-1}}(s) = X_n\,(T\,(H_n, s)), \quad (12)$$

где $\widetilde{X_{n-1}}(s)$ – оценка предыдущего кадра, s – координаты точки. Затем вычитаемое изображение фона E_{n-1} для X_{n-1} вычисляется как:

$$E_{n-1} = |\,X_{n-1} - \widetilde{X_{n-1}}\,|. \quad (13)$$

Извлечение особых точек. На этом этапе определяются точки фона вычитаемого изображения и извлекаются области на исходном изображении и фоне вычитаемого изображения, расположенного вокруг особых точек. Вычитая расчетный фон, движущиеся объекты

остаются заметными на вычитаемом изображении. Таким образом определяется местоположение областей, определяющих выделенную точку на вычитаемом фоне изображения.

Гибридный классификатор

Задача селекции истинных объектов из множества кандидатов, определенных на предыдущем этапе, решается с помощью гибридного классификатора. На рисунке 2 показана структурная схема классификатора, состоящая из трех блоков: классификатор внешнего вида, классификатор движения и AdaBoost (ансамблирование моделей).

Классификатор внешнего вида. На рисунке 3 приведена структурная схема архитектуры модели сверточной нейронной сети, которая является основой для классификации объектов и селекции ложных объектов.

Архитектура нейронной сети состоит из 16 фильтров с размером сверточных ядер 3x3, после которых применяется функция активации ReLU, затем из 32 фильтров с размером ядер 3x3, активацией ReLU и операцией объединения (pooling). Аналогично применяется еще 64 фильтра. В конце сети идет полносвязный слой с функцией активации softmax, где для каждой особой точки $q_{n,i}$ получаем вероятность принадлежности к классу $p^a_{n,i}$.

Также после каждой функции активации были использованы исключающие слои (dropout) и пакетная нормализация для регуляризации процесса обучения.

Классификатор движения. Разница в движении $d_{n,i}$ для движущегося объекта при $q_{n-1,i}$ между перспективным и локальным движением определяется следующим образом:

$$d_{n,i} = T(H_n, q_{n-1,i}) - \tilde{q}_{n,i}. \qquad (14)$$

где $\tilde{q}_{n,i}$ – соответствующая точка в текущем кадре, полученная с помощью оценки параметров локального движения особых точек с помощью согласования оптического потока Лукаса – Канаде, $v_{n,i}$ – обратное локальное движение, которое можно вычислить с помощью уравнения (9). Кроме того, были введены следующие характеристики: $u_{n,i} = \tilde{q}_{n,i} - q_{n-1,i}$ и $h_{n,i} = T(H_n, q_{n-1,i}) - q_{n-1,i}$. Эта

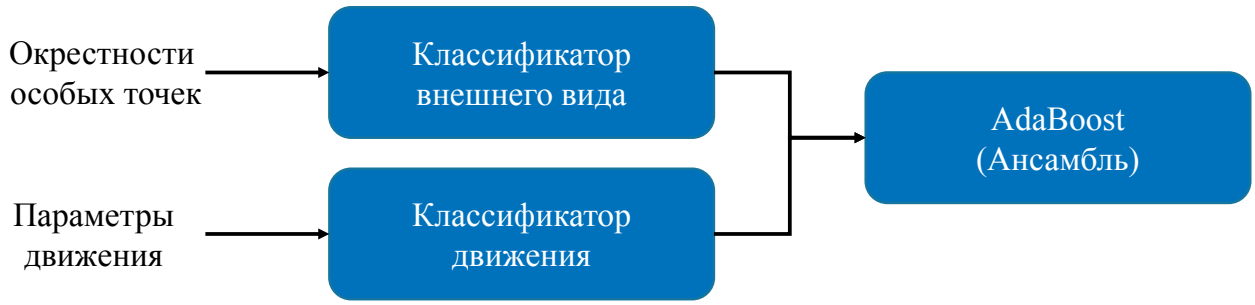


Рис. 2. Структурная схема гибридного классификатора

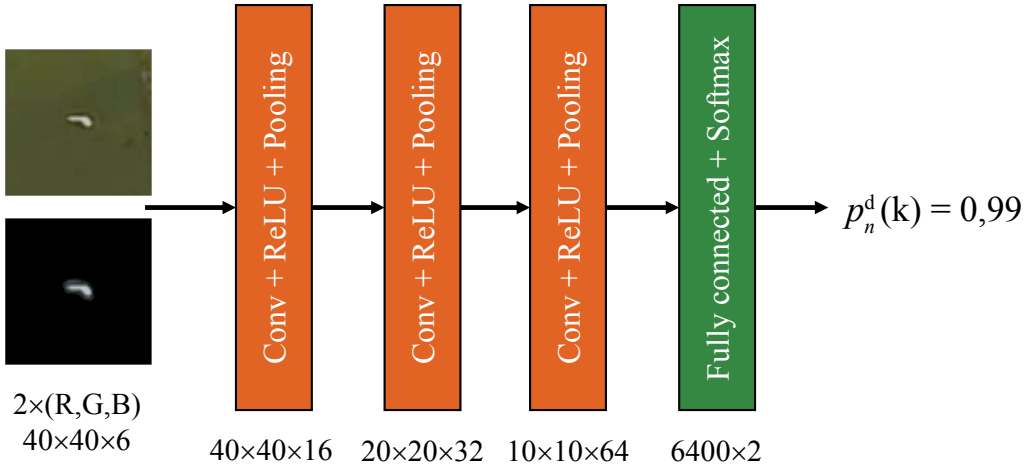


Рис. 3. Структурная схема архитектуры классификатора внешнего вида

Таблица 1

Значения параметров движения объекта

№	Параметр	Описание
1.	$l_{n,i} = \|\|d_{n,i}\|\|_2$	Величина разности движений
2.	$\alpha_{n,i} = \arctan(d_{n,i})$	Угол разности движений
3.	$\epsilon_{n,i} = \|\|u_{n,i} - v_{n,i}\|\|_2$	Двунаправленное контрольное расстояние
4.	$\theta_{n,i} = \arctan(h_{n,i}) - \arctan(u_{n,i})$	Перспективно-локальная разница углов движения
5.	$\delta_{n,i} = \| \|\|h_{n,i}\|\|_2 - \|\|u_{n,i}\|\|_2 \|$	Перспективно-локальная разница амплитуды движения

разница в движении представляет собой фактическую скорость движущегося объекта по отношению к параметрам движения фона.

Таким образом, можно ввести параметры движения, которые описывают характер движения объекта в оптическом потоке. Данные параметры приведены в таблице 1.

После составления из данных значений вектор-признаков был обучен классификатор селекции ложных объектов, основанный на полносвязной нейронной сети. Структурная схема архитектуры данной нейронной сети представлена на рисунке 4 и состоит из 8, 16 и 32 последовательных полносвязных слоев, после каждого из которых применяется функция активации. В конце сети идет полносвязный слой с функцией активации softmax, где для каждой особой точки $q_{n,i}$ получаем вероятность принадлежности к классу $p^0_{n,i}$.

Аналогично классификатору внешнего вида после каждой функции активации были использованы исключающие слои (dropout) и пакетная нормализация для регуляризации процесса обучения.

AdaBoost (ансамблирование). На этом этапе используется принцип бустинга моделей, в частности алгоритм AdaBoost [17] для модели классификатора внешнего вида и модели селекции ложных объектов.

В качестве модели бустинга выбрана модель решающего дерева с максимальной глубиной, равной 2. Таким образом, получается вычислительно простое решение бустинга:

$$\boldsymbol{\beta}_{n,i} = \sum_{m=1}^{M_0} \boldsymbol{w}_m * \boldsymbol{g}_m(\boldsymbol{p}^a_{n,i}, \boldsymbol{p}^0_{n,i}), \qquad (15)$$

где g_m является классификатором дерева решений, $p^a_{n,i}$ и $p^0_{n,i}$ – вероятности, получаемые из соответствующих моделей классификации внешнего вида и селекции ложных объектов, $w_* = \{w_i\}_{i=1}^{M_0}$ означает веса для ансамбля моделей.

Таким образом, финальная метка класса определяется, как:

$$\boldsymbol{y}_{n,i} = \begin{cases} \mathbf{1}, & \text{если } \boldsymbol{\beta}_{n,i} > \mathbf{0{,}5} \\ \mathbf{0}, & \text{иначе} \end{cases}, \qquad (16)$$

где 1 означает, что движущийся объект при $q_{n,i}$ является истинным, а 0 – ложным.

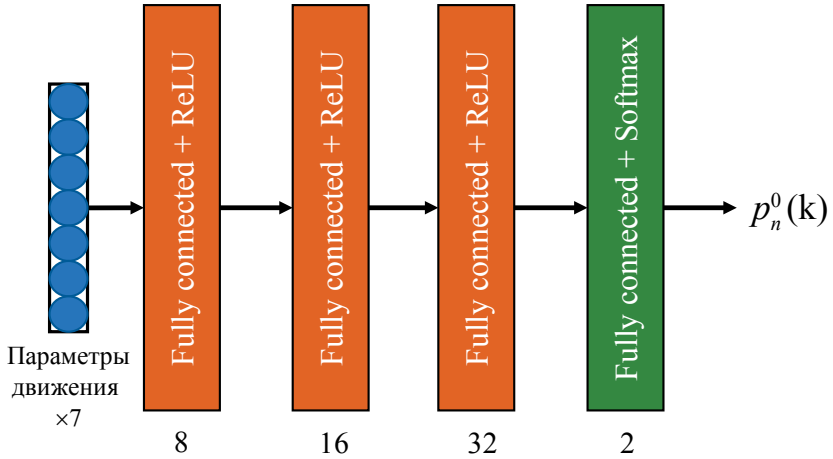


Рис. 4. Структурная схема архитектуры классификатора признаков движения

Сопровождение объекта

Данный этап используется для формирования связи между обнаруженными объектами на последовательности видеокадров, чтобы установить сопровождение за объектом. Для ускорения работы алгоритма обнаружение происходит только на каждом L_0 кадре. Процесс сопровождения между кадрами базируется на вычислении оптического потока и фильтре Калмана для повышения временной согласованности между кадрами видеопотока. Сопровождение объекта реализуется в три этапа: вычисление оптического потока, селекция отслеживаемых особых точек и фильтре Калмана.

Вычисление оптического потока. На этом этапе вычисляется смещение обнаруженного объекта $q_{n,i}$ на кадре E_n. Параметры контроля качества, отвечающие за поиск особых точек с помощью дескриптора, определяются с помощью $d`$ – минимального расстояния между двумя точками и $m`$ – максимального числа обнаруженных точек. Здесь $r^*_{n,i} = \{r^j_{n,i}\}^J_{j=1}$ обозначает J особых точек, извлеченных из $q_{n,i}$. Затем вычисляется оптическое смещение каждой особой точки $r^j_{n,i}$ из X_n с точкой $r^{j+1}_{n,i}$ из следующего кадра с помощью оптического потока Лукаса – Канаде.

Селекция отслеживаемых особых точек. На этом этапе осуществляется селекция неправильно совпадающих отслеживаемых объектов (особых точек). Данная процедура позволяет исправить неточности сопоставления особых точек между кадрами с помощью вычисления оптического потока Лукаса – Канаде из предыдущего шага. Для этого используется гибридный классификатор, описанный выше.

Для каждой особой точки $r^j_{n,i}$ извлекается область 40x40 пикселей из X_n и вычисляются те же параметры движения, что описаны в таблице 1. Здесь $r^*_{n,i}` = \{r^j_{n,i}`\}^{J`}_{j=1}$ обозначают $J`$ селектированных особых точек, извлеченных из $q_{n,i}$. Таким образом, итоговое обнаружение определяется как среднее между оставшимися особыми точками $J`$.

Фильтр Калмана. На этом шаге применяется фильтр Калмана [18] для того, чтобы детектируемые объекты соответствовали когерентным временным сигнатурам, а не ложным отметкам. Фильтр Калмана предсказывает текущее состояние b_n из ранее оцененных состояний $\hat{b}_{n-1}$ с моделью перехода и обновляет текущую оценку c_n с текущим состоянием b_n, как показано ниже:

$$\begin{aligned} b_n &= A_n\,\hat{b}_{n-1} + w_n \\ c_n &= M\,b_n + \epsilon_n \end{aligned}, \qquad (17)$$

где A_n – матрица перехода, w_t контролирует ошибку моделирования перехода, M – матрица измерения, и c_n представляет ошибку измерения. Оценка выходного значения b_n вычисляется с коэффициентом усиления фильтрации Калмана K:

$$\begin{aligned} \hat{b}_n &= A_n\,\hat{b}_{n-1} + K(c_n - M\,b_n) \\ K &= V_w\,M^T\,(M\,R_w\,M^T + V_\epsilon) \end{aligned}, \qquad (18)$$

где V_w и V_ϵ – это ковариации по w_t и ϵ_t соответственно.

Оценка параметров движения объекта состоит из двух частей – преобразование перспективы и разности движения по сравнению с моделью движения фона. Поэтому здесь, когда применяется фильтр Калмана, также принимается во внимание перспективное преобразование. Однако оно не является линейным, поэтому аппроксимируется с помощью аффинного преобразования. В частности, обозначается местоположение объекта и скорость как переменная состояния:

$$\boldsymbol{b_n} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{b_x} \\ \boldsymbol{b_y} \\ \boldsymbol{1} \\ \boldsymbol{b_{vx}} \\ \boldsymbol{b_{vy}} \end{bmatrix}, \qquad (19)$$

где b_x и b_y по x и y расположены местоположения объекта, b_{vx} и b_{vy} – горизонтальная и вертикальная скорость. Предполагается, что параметры скорости постоянны для матриц A и M.

$$\boldsymbol{A_n} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{h_{11}} & \boldsymbol{h_{12}} & \boldsymbol{h_{13}} & \boldsymbol{1} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{h_{21}} & \boldsymbol{h_{22}} & \boldsymbol{h_{23}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{1} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{1} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{1} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{1} \end{bmatrix}, \qquad (20)$$

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad (21)$$

где $h_{i,j}$ – это i-я строка и j-я колонка матрицы H_n (формула 11).

Для инициализации фильтра Калмана необходимо сопоставить соответствующие

объекты из оптического потока в L предыдущих кадрах и стартовый кадр, на котором начался процесс сопровождения объекта, если классификационные метки $y_{n-L,i}, \ldots, y_{n-1,i}$ положительные. Затем происходит восстановление пропущенного обнаружения объекта. Если не произошло повторное обнаружение с помощью фильтра Калмана за L, то сопровождение останавливается для выбранного объекта.

Описание подхода для оценки точности обнаружения и сопровождения

Оценка скорости работы алгоритма задается через среднюю скорость обработки одного кадра изображения в оптическом видеопотоке. Таким образом, среднее количество обрабатываемых кадров за 1 секунду (frames per second – FPS) является мерой скорости работы алгоритма.

В качестве метрики точности обнаружения объекта на всем видеопотоке задается F-Мера с пороговым значением метрики пересечения к объединению (Intersection-Over-Union) в 50 % ($F1@0.5$). F-Мера – это гармоническое среднее между мерой Precision и мерой Recall.

Определены следующие параметры оптического видеопотока для оценки условий применимости разработанного алгоритма.

1. Скорость объекта в потоке (пиксель/кадр):

$$|V| = \frac{\text{Позиция объекта в кадре}}{\text{Время между кадрами}}, \qquad (22)$$

2. Ускорение объекта в потоке (пиксель/кадр^2):

$$a = \frac{V}{\text{Время между кадрами}}. \qquad (23)$$

3. Размер объекта в потоке (пиксель^2):

$$S = (x2 - x1)(y2 - y1), \qquad (24)$$

где $x2$ – позиция правого нижнего пикселя сегмента истинного объекта по оси OX; $x1$ – позиция левого нижнего пикселя сегмента истинного объекта по оси OX; $y2$ – позиция правого верхнего пикселя сегмента истинного объекта по оси OY; $y1$ – позиция левого нижнего пикселя сегмента истинного объекта по оси OY.

4. Скорость носителя (скорость фона): V_b. В данной работе определяется эмпирически для части набора данных, где известен панорамный вид обстановки (пиксель/с).

5. Эффект размытия объекта определяется формулой:

$$M_b = V\,(1 / V_S), \qquad (25)$$

где V_S – скорость затвора камеры. В связи с тем что не все базы данных указывают характеристики камеры и параметры съемки, данный параметр не всегда возможно получить.

6. Эффект размытости фона:

$$M_{bb} = V_b\,(1 / V_S), \qquad (26)$$

как и в случае с эффектом размытости объекта, не для каждого видеоряда возможно определить оценку данного параметра.

7. Продолжительность движения оптического потока (кадр) – T.

Формирование обучающей и валидационных выборок

Обучающая и валидационные выборки были составлены из открытых баз данных «UAV123» [19], «EPFL-UAV» [20], «MVDT» [21], «bouman-UAV» [22]. Указанные базы данных отличаются типами летающих объектов, условиями наблюдения (время суток, погодные условия, высота и дальность полета носителя) и характеристиками записывающих устройств.

В качестве обучающей выборки была принята «bouman-UAV» из-за высокого качества исходных изображений (1920 на 1080 и 1280 на 960 пикселей), объемом 39 тысяч кадров.

Описание набора данных «UAV123»

Данный набор данных состоит из трех выборок.

Первая выборка содержит 103 видео файла, полученных при помощи предназначенного для профессиональной аэросъемки БПЛА DJSI 1000 с установленной камерой высокого разрешения Panasonic GH4 с Olympus M.Zuiko. Высоты полета варьируются от 5 до 25 метров.

Вторая выборка содержит 12 относительно коротких видеорядов, снятых при помощи бортовой камеры без стабилизации картинки

с малого БПЛА, следующего за другим малогабаритным БПЛА. Высота полета в среднем не более 5 метров, за исключением одного полета с высотой около 40 метров. Изображения, полученные из данного поднабора, имеют низкое качество и разрешение. Вдобавок на видео присутствует много шума.

Третья выборка является синтетической. Полет был смоделирован в симуляторе БПЛА и был визуализирован при помощи Unreal Game Engine 4.

Из набора данных «UAV123» для валидации выделено 6 видеофайлов, имеющих высокое значение сигнал/шум. Кадр из указанных видеорядов приведен на рисунке 5а.

Описание набора данных «EPFL UAV»

Данный набор состоит из двух выборок: «квадрокоптеры» и «самолеты».

Первая выборка содержит 20 видео файлов с разрешением 752 на 480 пикселя, полученных при помощи БПЛА.

Вторая выборка содержит видео, содержащие БПЛА самолетного типа. Разрешение видео варьируются от 640 на 480 до 1280 на 720 пикселей. Часть данных получена при помощи стационарных наземных камер.

Из набора данных «EPFL-UAV» для валидации выделены два видеофайла, отражающие «воздушный бой» двух радиоуправляемых малых модельных самолетов. Кадр из указанных видеорядов приведен на рисунке 5б.

Описание набора данных «MVDT»

Данный набор данных состоит из пяти выборок. Видеофайлы получены при помощи стационарных несинхронизированных наземных камер различного типа: смартфоны, компактные камеры и экшен-камеры. Съемка продолжительностью от 2 до 10 минут велась с 4–7 камер.

В первой и второй выборке БПЛА двигается с малой постоянной скоростью по относительно гладкой траектории с плавными поворотами.

В третьей выборке скорость и ускорения БПЛА увеличены относительно первых двух выборок.

Четвертая выборка содержит еще выше относительно третьей выборки значения ускорения и скоростей полета. Вдобавок в данной выборке скорость движения облаков на фоне также выше, что добавляет трудности при применении методик оценки параметров движения фона.

Пятая выборка содержит результаты видеосъемки с шести камер с средней продолжительностью 10 минут в зимнее время. Отличительной особенностью данного поднабора является съемка трех БПЛА. Разрешение составляет 1920 на 1080 пикселей, частота смены кадров составляет 30 кадров в секунду.

Из набора данных «MVDT» для валидации выделен один видеофайл из пятой выборки, так как он содержит изменяющийся неоднородный фон, а также более одного объекта в одном кадре одновременно. Кадр из указанного видеоряда приведен на рисунке 5в.

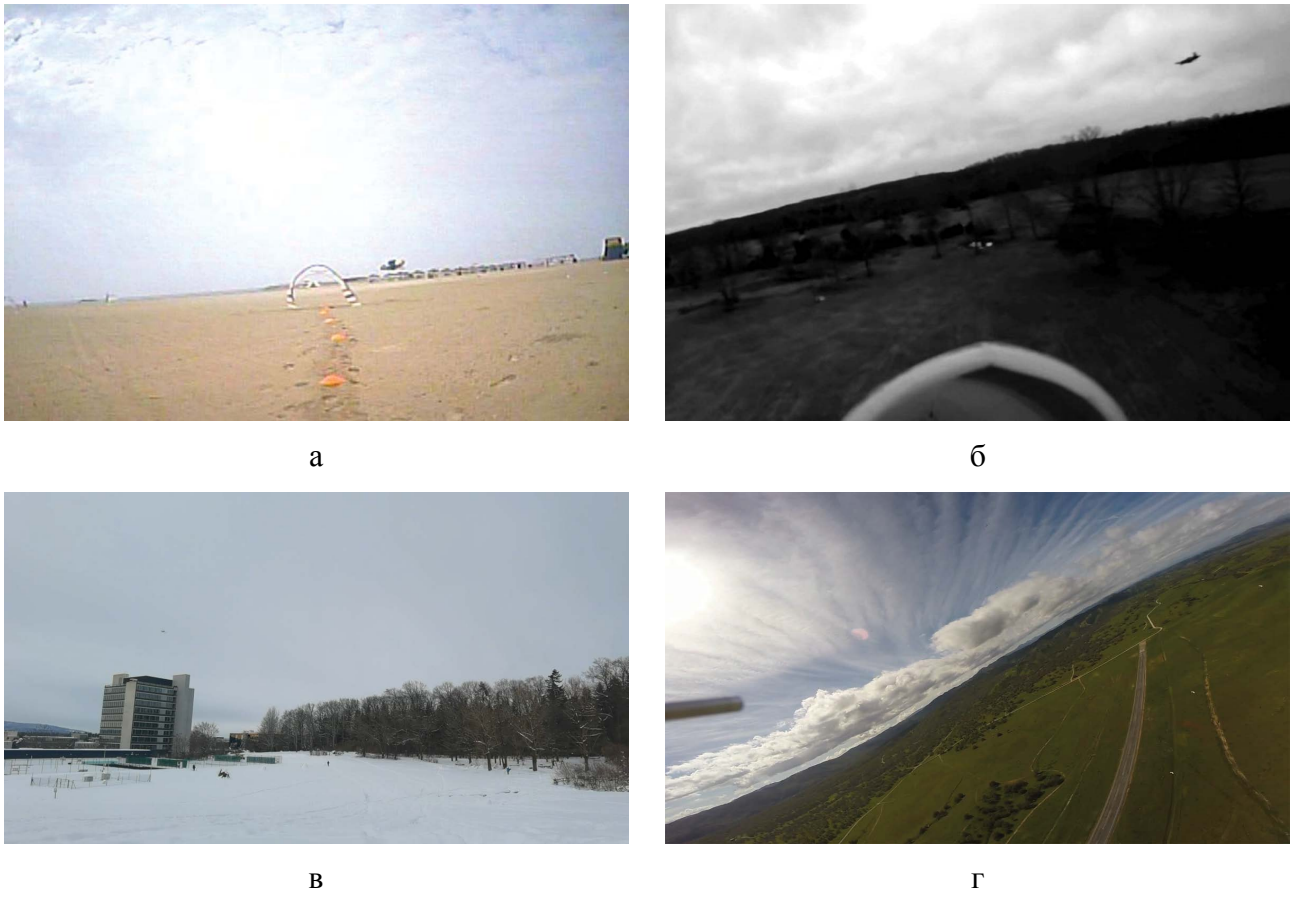
Описание набора данных «bouman-UAV»

Видеоряд был получен при помощи экшн-камеры GoPro 3. Разрешение картинки в двух вариантах: 1920 на 1080 и 1280 на 960 пикселей. Съемка проводилась на БПЛА типа дельтовидное крыло, снимающий другие БПЛА различных форм (самолетного и вертолетного типа). На видео варьируется освещение и совершаются крутые повороты «оператором», что обеспечивает динамическое изменение обстановки. Количество объектов в кадре варьируется от 0 до 8.

Из-за высокого качества изображений относительно высокой скорости полета носителя камеры, высокой высоты полета и дальних дистанций до отслеживаемых БПЛА, «bouman-UAV» использовался для обучения. Кадр из указанных видеорядов приведен на рисунке 5г.

Выборки для валидации

Выделенные видеофайлы из наборов данных «UAV123», «EPFG UAV» и «MVDT» были использованы для формирования валидационных выборок согласно описанию динамически изменяющегося фона, заданным по формулам (22–26). Таким образом составлено 6 валидационных выборок: «close», «far», «high_sp»,



а б в г

Рис. 5. Примеры кадров из наборов данных: а) «UAV123»; б) «EPFG UAV»; в) «MVDT»; г) «bouman-UAV»

«rotation», «mot_b», «control». Описание выборок приведено в таблице 2.

Результаты численного моделирования

Разработанный алгоритм («C-FO») реализован на языке Python и был верифицирован с двумя другими моделями обнаружения летающих объектов, разработанных на основе научных работ, использующих модели пространственно-временной свертки [20] и классических глубоких сверточных нейронных сетях [23]. Далее в работе данные модели будут обозначаться как «TR1» и «TDD» соответственно. Алгоритм «TR1» в данной работе реализован при помощи пакета Matlab, «TDD» выполнен на языке Python с использованием открытого фреймворка Keras. Алгоритм «TR1» не оптимизирован по производительности, в частности не поддерживает многопоточное исполнение.

Полученная точность обнаружения на выборке «control» разработанного решения в сравнении с аналогами, находящимися в открытом доступе, представлена в таблице 3.

Таблица 2

Описание валидационных выборок

Наименование параметра	Наименование выборки					
	«close»	«far»	«high_sp»	«rotation»	«mot_b»	«control»
V/30	0..21	2..5	0..25	2..16	2..13	0..17
a/30	0..5	0..2	0..5	0..6	0..4	0..4
S	19..112	5..16	14..21	12..14	5..12	5..35
V_b/30	–	–	–	3..15	2..13	–
M_b	–	–	–	–	1..7	–
M_{bb}	–	–	–	–	1..7	–
T	3600	5400	3000	2400	3600	9000

Таблица 3

Результирующая точность по выборке «control»

Наименование алгоритма	Precision	Recall	F1@0.5
C-FO	0,70	0,74	0,71
TR1	0,44	0,66	0,52
TDD	0,51	0,54	0,53

Таблица 4

Сравнение продолжительности расчетов на выборке «control» для одного кадра

Наименование алгоритма	Продолжительность расчета, мс			
	«i9»	«i5+»	«i5»	«RP4»
«C-FO»	35.77	162.36	263.54	1073
«TR1»	45677	43449	48580	–
«TDD»	4258	9268	35343	–

В ходе проведенной работы получены ограничения по применению разработанного алгоритма. Выявлены границы применимости по размеру объекта в оптическом потоке исходя из анализа тестирования на выборках «close» и «far»: 50 пикселей вблизи и 5 пикселей на максимальной дистанции. На выборке «mot_b» выявлен максимальный параметр эффекта размытости равный 6, при котором классификатор признаков внешнего вида имеет точность близкую к случайной. Выявлены ограничения по скорости объекта для задачи отслеживания на выборке «high_sp», равной более 20 пикселей в кадр. На выборке «rotation» выявлена максимальная скорость изменения фона в видеопотоке в 8 пикселей на кадр, что соответствует со скорость поворота БПЛА в 0,37 рад/с.

Проверка производительности была проведена путем подсчета количества обрабатываемых кадров в секунду (FPS). Ключевым фактором для проверки производительности является вычислительная мощность процессора. Результаты тестирования производительности приведены в таблице 4. Эксперимент проведен на ряде компоновок электронно-вычислительных машин:

1. Intel Core i9-7960X CPU @ 2.80GHz x 32 («i9»);
2. Intel® Core™ i5-8600 CPU @ 3.10GHz × 6 («i5+»);
3. Intel Core i5-6200U CPU @ 2.30GHz x 4 («i5»);
4. Raspberry Pi 4 B @ 1.50GHz × 1 («RP4»).

В ходе проведенной работы были получены ограничения по применению разработанного алгоритма от условий изменяющегося фона, зависимости представлены на рисунках 6а–6г.

Были выявлены границы применимости по размеру объекта в оптическом потоке исходя из анализа тестирования на выборках «close» и «far». Они составляют 50 пикселей вблизи и 5 пикселей на максимальной дистанции. Зависимость представлена на рисунке 6а.

Максимальный параметр эффекта размытости (Motion Blur) равен 6, при котором классификатор признаков внешнего вида дает результат, приближенный к случайному, зависимость представлена на рисунке 6б.

Зависимость точности классификации алгоритма от скорости отслеживаемого объекта изображена на рисунке 6в. Фильтр Калмана перестает давать полезную нагрузку после скорости в 20 пикселей в кадр.

Максимальная скорость изменения фона в видеопотоке составляет 8 пикселей на кадр, что коррелирует со скоростью поворота носителя в 0,37 рад/с. Зависимость точности обнаружения от скорости фона представлена на рисунке 6г.

Заключение

В работе приведено описание алгоритма распознавания летающих объектов в условиях

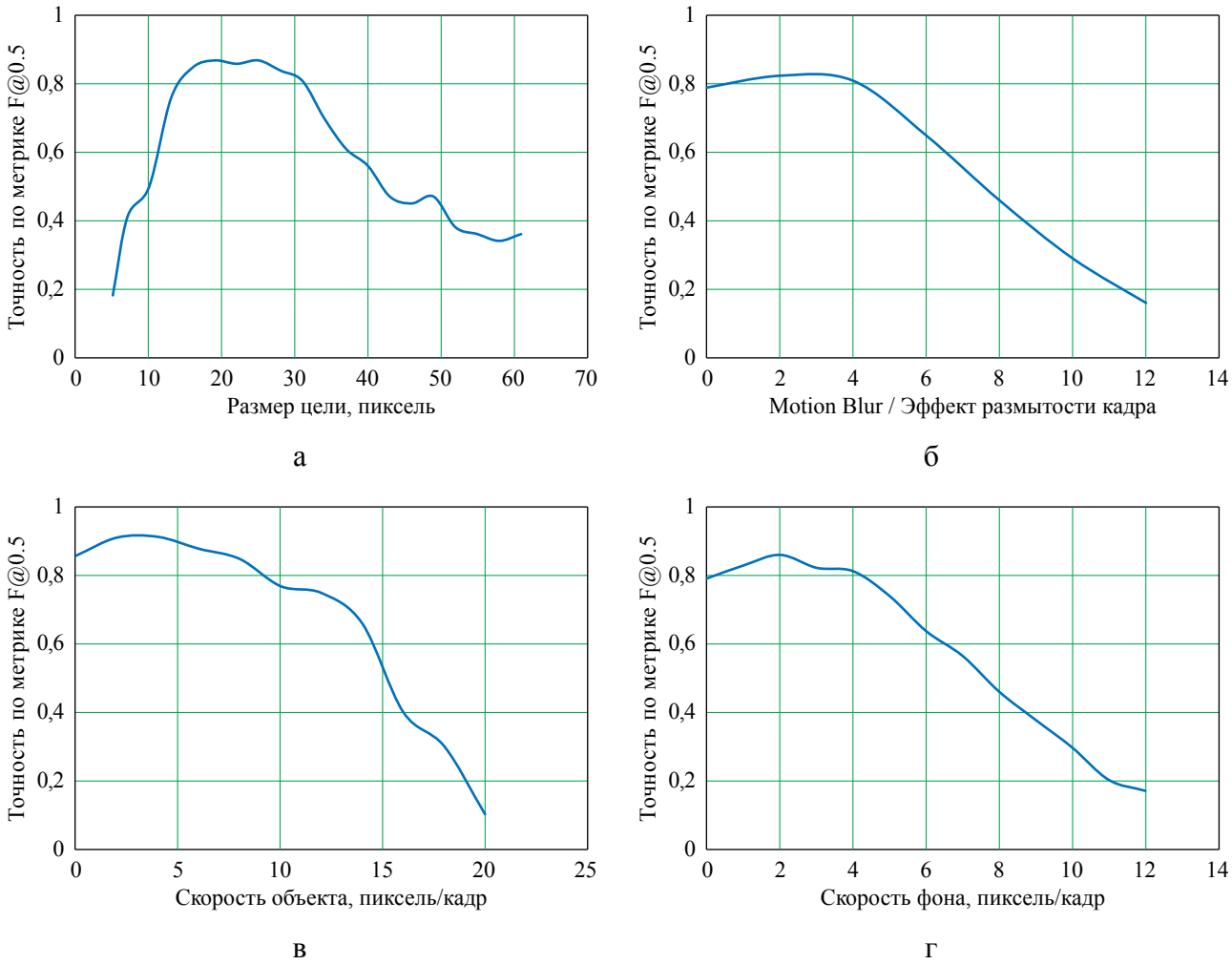


Рис. 6. Зависимость точности алгоритма от параметров фона: а) точность обнаружения от размера объекта на выборках «close» и «far»; б) точность обнаружения от эффекта размытости на выборке «mot_b»; в) точность обнаружения от скорости объекта в оптическом потоке на выборке «high_sp»; г) точность обнаружения от скорости фона в оптическом потоке на выборке «rotation»

динамически изменяющегося фона в режиме реального времени для оптического видеопотока с монокулярной камеры, установленной на борту летательного аппарата.

Разработан трехстадийный алгоритм «C-FO» обнаружения и отслеживания, состоящий из оценки параметров движения, гибридного классификатора и сопровождения объекта.

Приведено описание подхода оценки точности алгоритма и описаны параметры динамически изменяющегося оптического потока: скорость объекта, ускорение объекта, скорость носителя, размер объекта, эффект размытости фона и эффект размытости объекта.

Показано, что точность разработанного алгоритма «C-FO» составляет 71 % по метрике F1@0.5 для объектов менее 20 пикселей в кадре и скорость обработки видеопотока в 27 кадров в секунду. Выделено шесть валидационных выборок из открытых наборов данных, соответствующих различным значениям параметров динамически изменяющегося оптического потока, условиям наблюдения объектов и погодным условиям, в том числе ясная и пасмурная погода, летнее и зимнее время года. Выявлены ограничения по применимости предложенного алгоритма и последних известных открытых работ. Показано, что предложенный алгоритм превосходит по мере точности F1@0.5 на средних и дальних дистанциях.

В дальнейшем предстоит внедрение в процесс обучения алгоритмов синтетические данные для расширения границ применимости и методик адаптации обучения для применения моделей на экспериментальных данных.

Список литературы

1. Yu X., Zhang Y. Sense and avoid technologies with applications to unmanned aircraft systems: Review and prospects // Progress in Aerospace Sciences. – 2015. – Vol. 74. – P. 152–166.

2. Walk S., [et al.] New features and insights for pedestrian detection // 2010 IEEE Computer society conference on computer vision and pattern recognition. – IEEE, 2010. – P. 1030–1037.

3. Chen X., [et al.] 3D Object proposals for accurate object class detection // Advances in Neural Information Processing Systems. – 2015. – P. 424–432.

4. Xiang Y., [et al.] Subcategory-aware convolutional neural networks for object proposals and detection // 2017 IEEE winter conference on applications of computer vision (WACV). – IEEE, 2017. – P. 924–933.

5. Chen X., [et al.] Monocular 3d object detection for autonomous driving // Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. – 2016. – P. 2147–2156.

6. Zahoor S., [et al.] Breast Cancer Detection and Classification using Traditional Computer Vision Techniques: A Comprehensive Review // Current medical imaging. – 2020.

7. Gao Y. A One-stage Detector for Extremely-small Objects Based on Feature Pyramid Network. – 2020.

8. Krizhevsky A., Sutskever I., Hinton G. E. Imagenet classification with deep convolutional neural networks // Advances in neural information processing systems. – 2012. – Vol. 25. – P. 1097–1105.

9. Yang B., [et al.] Aggregate channel features for multi-view face detection // IEEE international joint conference on biometrics. – IEEE, 2014. – P. 1–8.

10. Felzenszwalb P. F., Girshick R. B., McAllester D. Cascade object detection with deformable part models // 2010 IEEE Computer society conference on computer vision and pattern recognition. – IEEE, 2010. – P. 2241–2248.

11. González A., [et al.] On-board object detection: Multicue, multimodal, and multiview random forest of local experts // IEEE transactions on cybernetics. – 2016. – Vol. 47. – №. 11. – P. 3980–3990.

12. Brutzer S., Höferlin B., Heidemann G. Evaluation of background subtraction techniques for video surveillance // CVPR 2011. – IEEE, 2011. – P. 1937–1944.

13. Fleet D., Weiss Y. Optical flow estimation // Handbook of mathematical models in computer vision. – Springer, Boston, MA, 2006. – P. 237–257.

14. Danelljan M., [et al.] Deep motion and appearance cues for visual tracking // Pattern Recognition Letters. – 2019. – Vol. 124. – P. 74–81.

15. Bogomolov Y., [et al.] Classification of Moving Targets Based on Motion and Appearance // BMVC. – 2003. – P. 1–10.

16. Park D., Zitnick C.L., Ramanan D., Dollár P. Exploring weak stabilization for motion feature extraction // Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition. – 2013. – P. 2882–2889.

17. Freund Y., Schapire R.E. A Short Introduction to Boosting // URL: http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.41.5846 (дата обращения: 10.10.21). – 1999.

18. Kalman, R. E. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems // Journal of Basic Engineering. – 1960 – Vol. 82. – P. 35–45.

19. Mueller M., Smith N., Ghanem B. A benchmark and simulator for uav tracking // European conference on computer vision. – Springer, Cham, 2016. – P. 445–461.

20. Rozantsev A., Lepetit V., Fua P. Flying objects detection from a single moving camera // Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. – 2015. – P. 4128–4136.

21. Li J., [et al.] Reconstruction of 3D flight trajectories from ad-hoc camera networks // URL: https://arxiv.org/abs/2003.04784 (дата обращения: 10.10.21). – 2020.

22. Bouman UAV Dataset //URL: https://engineering.purdue.edu/~bouman/UAV_Dataset (дата обращения: 10.06.21).

23. Giuntini A., Gemelli A. Tiny Drone Detection // URL: https://github.com/andreagemelli/Flying-Objects-Detection-and-Recognition (дата обращения: 10.10.21).

24. Volchkova D.S., Dolgova A.S. An algorithm for detecting low-contrast objects in different target

environments. Journal of «Almaz – Antey» Air and Space Defence Corporation. – 2021. – № 2. – С. 76–89. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2021-2-76-89

25. Э. Г. Теплицкий, С. М. Захаров, М. А. Митрохин Метод обнаружения движущихся объектов на сложном динамическом фоне в оптическом диапазоне // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2016. – № 4 (40). – С. 16–26. https://doi.org/10.21685/2072-3059–2016-4-2

Об авторах

Гришин Никита Александрович – программист лаборатории информационных технологий и прикладной математики МФТИ, Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: техническое зрение, машинное обучение.

Баззаев Александр Федорович – программист лаборатории информационных технологий и прикладной математики МФТИ, Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: техническое зрение, машинное обучение.

Кудров Максим Александрович – кандидат технических наук, директор Института аэромеханики и летательной техники, заведующий лабораторией информационных технологий и прикладной математики МФТИ, Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: разработка комплекса программ для компьютерного моделирования физических процессов.

Бухаров Кирилл Дмитриевич – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник, директор отдела радиолокационных систем и технологий МФТИ, Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: математическое моделирование в радиолокации, техническое зрение.

Коновальчик Артем Павлович – кандидат технических наук, заместитель генерального конструктора АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: математическое моделирование в радиолокации, аэродинамике и баллистике, суперкомпьютерные технологии, трудоемкие алгоритмы.

An algorithm for recognition of flying objects in the optical flow under dynamically variable background conditions

N. A. Grishin[1], A. F. Bazzaev[1], M. A. Kudrov[1], K. D. Bukharov[1], A. P. Konovalchik[2]

[1] *Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "Moscow Institute of Physics and Technology (National Research University)", Moscow, Russian Federation*

[2] *"Almaz – Antey" Air and Space Defence Corporation, JSC, Moscow, Russian Federation*

The paper is devoted to the issues of development of an algorithm for detection and tracking of flying objects in the optical flow for applications in the computer vision system onboard UAV. The proposed algorithm allows to detect objects in real-time dynamically variable background conditions. The paper describes an approach for estimating application-specific computer vision algorithms under conditions of dynamically variable optical flow.

Keywords: unmanned aerial vehicles, recognition, tracking, neural networks

Information about the authors

Grishin Nikita Aleksandrovich – Programmer, Laboratory of Information Technology and Applied Mathematics, MIPT, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: computer vision, machine learning.

Bazzaev Aleksandr Fedorovich – Programmer, Laboratory of Information Technology and Applied Mathematics, MIPT, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: computer vision, machine learning.

Kudrov Maksim Aleksandrovich – Candidate of Engineering Sciences, Director of Institute of Aeromechanics and Flight Engineering, Head of Laboratory of Information Technology and Applied Mathematics, MIPT, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: development of software system for computer simulation of physical processes.

Bukharov Kirill Dmitrievich – Candidate of Engineering Sciences, Leading Researcher, Director of Department of Radar Systems and Technologies, MIPT, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: mathematical modelling of radar systems, computer vision.

Konovalchik Artem Pavlovich – Candidate of Engineering Sciences, Deputy General Designer, "Almaz – Antey" Air and Space Defence Corporation, JSC, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: mathematical modelling of radar systems, aerodynamics and ballistics, supercomputer technologies, time-consuming algorithms.























Подписной индекс в Объединенном каталоге «Пресса России» 79162



ISSN 2542-0542

e-library

online версия