



О языке замолвим слово

В былые времена считалось, что язык науки должен быть ясным и лаконичным. Всем известно выражение А. Шопенгауэра: «Кто ясно мыслит – тот ясно излагает». На эту тему высказывались и отечественные классики: «Мудрено пишут только о том, чего не понимают» (В. О. Ключевский), «Язык должен быть прост и изящен» (А. П. Чехов). Бытовало устойчивое правило – писать «просто о сложном».

Теперь многое в нашей жизни изменилось, что существенно повлияло и на язык науки. В нем появились прямо противоположные тенденции. Зародившись в гуманитарной сфере, они постепенно проникли в технические и фундаментальные науки. Началось все с околonaучных и лженаучных статей.

О признаках лженауки я уже писал¹. В языке подобных публикаций и заявок сплошь и рядом – нагромождение всех попавшихся под руку научных терминов и понятий при полном отсутствии понимания их сути. Главная задача – придать солидность и наукообразие. Чем непонятнее, тем лучше.

Писать с любовью к читателю, к сожалению, перестает быть непреложным правилом и научных статей. Убеждают меня в этом рукописи, поступающие в два уважаемых журнала: «Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей» и «Инновации», в которых я имею честь быть членом редколлегии. Рецензируя их, я руководствуюсь правилом: если я как человек, профессионально вовлеченный в данную сферу, за нагромождением слов не понимаю замысел автора, то рукопись для публикации не годится.

¹ Козлов Г. В. Грустный оптимизм счастливого поколения. М.: Этерна, 2015. 448 с.



Видимо, зная это, редакция журнала «Инновации» присылает мне самые удивительные по своей наукообразности материалы. До публикации они не доходят, и поэтому, к великому сожалению, я не могу их в явном виде процитировать, но от примера не удержусь: в одной рецензируемой рукописи слова «инновация» и «инновационный» встречаются 125 раз, причем уже в первой фразе – 5 раз. Этот случай унижения языка пока исключительный, но как бы он не стал обыденным.

Публиковать бессодержательные статьи людей вынуждают многие открывшиеся в рыночных условиях обстоятельства. Прежде всего, это отчеты по полученным грантам: без публикации отчеты не принимают. Для получения грантов также приходится писать заявки солидно и замысловато. В результате выработался новый научный стиль изложения – «сложно о простом», «запутанно ни о чем».

Появляются новые теоретические разработки, ставящие под сомнение экспертный путь написания концептуальных документов. В книге² читаем: «Все же главные эффекты мышления новой реальности в виде концепций, имеющих широкие и глубокие последствия для соотечественников, достигаются лишь за счет строгих форм их изготовления». Или еще одна формулировка: «Этим предметом выделяется деятельность, создающая специфические количественно-качественные преобразования в непрерывном образовании как целостности, связанные с изменением ее основных механизмов ради усиления ее способности осуществлять свое назначение в изменяющихся условиях». К форме нет претензий, но вот содержание понять весьма затруднительно.

Подобный стиль изложения востребован не только в околонуточных кругах, но все больше находит применение в различного рода программных документах, когда обещать что-то конкретное и осязаемое нежелательно. Этот же стиль проник и в отчетный жанр. В результате возникает опасность не только деградации культуры русского языка, но и «широких и глубоких последствий для соотечественников».

Очень прошу авторов более ответственно и трепетно относиться к русскому языку, а рецензентов – быть требовательными не только к смысловой части статей, но и стилю изложения.

Главный редактор

Геннадий Козлов

² Теслинов А. Г. Концептуальный способ разработки концепций. На примере Концепции непрерывного образования взрослых. М.: ДиБиЭй-Концепт, 2014. 144 с.



Уважаемые читатели!

Решением Министерства образования и науки Российской Федерации научно-технический журнал «Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей» вошел в Перечень ВАК по следующим группам специальностей научных работников:

- 05.02.00 – машиностроение и машиноведение;
- 05.07.00 – авиационная и ракетно-космическая техника;
- 05.12.00 – радиотехника и связь;
- 05.13.00 – информатика, вычислительная техника и управление;
- 08.00.00 – экономические науки.

В связи с изменением 2 ноября 2015 г. фирменного наименования Концерна со второго полугодия 2016 г. журнал будет издаваться под названием «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» и также будет входить в Перечень ВАК.

На сайте Концерна www.almaz-antey.ru/about/618 всем желающим предоставлена возможность оформить подписку на e-mail-рассылку о доступности свежих номеров журнала в Интернет.

Жду от вас новых интересных научных статей, а также отзывов, предложений и вопросов на мой личный электронный адрес: antey@inbox.ru или по телефону +7 (495) 276-26-13.

Заместитель главного редактора

Денис Большаков





Концерн ВКО «Алмаз – Антей» в 2015 г. назначил специальные стипендии

В целях расширения форм поддержки и закрепления высокопрофессиональных специалистов Концерна и дочерних обществ, занятых разработкой новой техники и технологий, их внедрением в производство, обеспечения благоприятных условий для новых научных открытий и инновационных достижений, мотивации к дальнейшей трудовой деятельности и стимулирования наиболее активных работников приказом Генерального директора № 95 от 03.04.2015 введено в действие Положение о назначении специальных стипендий ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей».

Специальные стипендии назначаются один раз в год по итогам выполненных работ на основании решения конкурсной комиссии и выплачиваются единовременно за счет собственной чистой прибыли Концерна в соответствии с годовым лимитом денежных средств, который на 2015 г. составил 40 млн руб.

Всего на рассмотрение конкурсной комиссии были представлены материалы 25 дочерних обществ по 54 темам, выполненные 162 кандидатами.

Конкурсная комиссия 18 ноября 2015 г. единогласным решением определила коллективы (кооперации) и отдельных работников дочерних обществ Концерна для назначения специальных стипендий.

Приказом Генерального директора Концерна № 368 от 3 декабря 2015 г. стипендии назначены 102 работникам. Общая сумма выплат составила 39,9 млн руб.



За особо значимый вклад в создание прорывных технологий, разработку и освоение в производстве современных ВВСТ, образцы которых по своим тактико-техническим характеристикам превосходят зарубежные аналоги, в размере 500 тыс. руб. каждому члену коллектива

**Кооперация предприятий ПАО
«НПО “Алмаз”», АО «НПП “Завод Искра”», АО «ММЗ»**

**ПАО «Научно-производственное объединение “Алмаз”
имени академика А. А. Расплетина»**

Беляев Александр Сергеевич,
заместитель начальника отдела
Власов Дмитрий Игоревич,
ведущий инженер
Столбовской Виктор Николаевич,
начальник отдела

**АО «Научно-производственное предприятие
“Завод Искра”»**

Клыков Александр Валерьевич,
инженер-технолог III категории
Якимов Ярослав Вячеславович,
инженер-технолог II категории

АО «Марийский машиностроительный завод»

Медведев Роман Анатольевич,
ведущий инженер-конструктор
Подоплелов Андрей Леонидович,
начальник сектора

**АО «Опытное конструкторское бюро “Новатор”»
(два коллектива)**

Блохин Александр Владимирович,
ведущий инженер-конструктор
Ворошилов Андрей Евгеньевич,
заместитель начальника конструкторского отдела
Долгополов Павел Витальевич,
начальник конструкторского бюро
Ефиторов Валерий Павлович,
начальник конструкторского бюро
Зюзев Глеб Владимирович,
начальник конструкторского бюро
Колясников Антон Александрович,
ведущий инженер-конструктор
Крутиков Витольд Леонидович,
заместитель начальника конструкторского отдела



Кудряшов Валерий Валерьевич,
инженер-конструктор I категории
Манылов Евгений Анатольевич,
начальник конструкторского отдела
Панова Татьяна Борисовна,
инженер-конструктор III категории
Попов Денис Олегович,
начальник конструкторского бюро
Устюжанин Юрий Владимирович,
заместитель начальника
конструкторского отдела
Чанчиков Константин Геннадьевич,
ведущий инженер-конструктор
Шиндер Федор Васильевич,
ведущий инженер-конструктор

**АО «Федеральный научно-производственный центр
“Нижегородский научно-исследовательский
институт радиотехники”»**

Бомштейн Александр Давидович,
главный конструктор по направлению –
заместитель начальника отделения –
начальник отдела
Грачев Максим Александрович,
ведущий инженер-программист
Марденский Владимир Николаевич,
начальник отдела
Медов Михаил Александрович,
заместитель главного конструктора по направлению
Тишков Андрей Александрович,
заместитель начальника отдела
Францев Михаил Евтифеевич,
заместитель начальника отдела
Шашин Олег Сергеевич,
ведущий инженер

**За значительный вклад в разработку и освоение в производстве
современных ВВСТ, образцы которых по своим тактико-техни-
ческим характеристикам соответствуют зарубежным аналогам,
в размере 350 тыс. руб. каждому члену коллектива**

**Кооперация предприятий ПАО
«НПО “Алмаз”», АО «ЗРТО», АО «КБСМ»**

**ПАО «Научно-производственное объединение “Алмаз”
имени академика А. А. Расплетина»**

Васильченко Михаил Игоревич,
заместитель начальника отдела



Куштан Андрей Михайлович,
начальник отдела
Симкин Николай Александрович,
начальник отдела

АО «Завод радиотехнического оборудования»

Бунтов Евгений Александрович,
начальник отдела
Смирнов Андрей Юрьевич,
начальник участка

АО «Конструкторское бюро специального машиностроения»

Семенов Александр Ильич,
*заместитель начальника комплекса –
главного конструктора конструкторского комплекса*
Смирнов Кирилл Вячеславович,
инженер-конструктор I категории

Кооперация предприятий

АО «НИИП», ПАО «МЗИК», АО «УМЗ»

**АО «Научно-исследовательский институт приборостроения
имени В. В. Тихомирова»**

Зверев Олег Олегович,
начальник сектора
Матвеев Петр Алексеевич,
инженер II категории
Павлов Александр Михайлович,
инженер II категории

**ПАО «Машиностроительный завод
имени М.И. Калинина, г. Екатеринбург»**

Горохов Александр Владимирович,
инженер-конструктор I категории
Мартюшов Андрей Валерьевич,
токарь-расточник 4 разряда

АО «Ульяновский механический завод»

Рябов Дмитрий Владимирович,
*заместитель главного конструктора –
начальник управления
по сопровождению производства*
Терентьев Георгий Викторович,
*заместитель главного конструктора – начальник управления
по конструкторскому сопровождению производства*

**АО «Ижевский электромеханический завод “Купол”»
(два коллектива)**

Газизов Станислав Галимзянович,
начальник лаборатории



Галимзянова Наиля Анисовна,
инженер-конструктор III категории
Касимов Ринат Рифхатович,
инженер-конструктор II категории
Максимов Александр Николаевич,
инженер-конструктор I категории
Матросов Владимир Иванович,
ведущий конструктор
Мачехин Петр Кузьмич,
главный конструктор гироскопических устройств и приборов
Минигулов Ринат Тахирович,
инженер-конструктор III категории
Назаров Сергей Борисович,
заместитель главного конструктора – начальник лаборатории
Николаев Александр Анатольевич,
начальник бюро
Пахомов Дмитрий Васильевич,
начальник бюро
Перевозчиков Константин Кимович,
заместитель главного конструктора – начальник лаборатории
Стародумов Александр Валентинович,
начальник лаборатории
Стерхов Вячеслав Владимирович,
инженер-конструктор III категории
Трутнев Георгий Александрович,
инженер-конструктор I категории

ПАО «Сатурн»

Ионин Денис Николаевич,
начальник механического цеха
Тимиряков Владимир Александрович,
*помощник генерального директора
по научно-технической политике*
Черватюк Михаил Николаевич,
ведущий инженер (руководитель группы)

ПАО «Импульс»

Бураков Юрий Александрович,
ведущий инженер-исследователь
Гимадеев Наиль Равильевич,
начальник отдела
Клепка Сергей Петрович,
начальник лаборатории
Крикунова Тамара Федоровна,
ведущий инженер-исследователь
Ластовецкий Анатолий Евстафьевич,
начальник отделения



ПАО «Радиофизика»

Горюнов Роман Владимирович,
инженер-конструктор I категории
Захаров Александр Александрович,
заместитель начальника отдела
Логинов Александр Евгеньевич,
инженер III категории
Мишин Алексей Александрович,
начальник сектора
Никитин Марк Викторович,
начальник отдела

АО «Московский научно-исследовательский институт «Агат»»

Вексин Сергей Игоревич,
начальник сектора – заместитель генерального конструктора
Грачев Андрей Викторович,
ведущий инженер
Жуков Евгений Витальевич,
ведущий инженер
Кукушкин Сергей Борисович,
ведущий конструктор
Нефедов Виктор Александрович,
начальник лаборатории
Пушкин Сергей Викторович,
ведущий инженер
Фадеева Ольга Сергеевна,
ведущий инженер-программист

**АО «Федеральный научно-производственный центр
«Нижегородский научно-исследовательский
институт радиотехники»»**

Вертьянов Олег Юрьевич,
ведущий инженер
Марисов Павел Станиславович,
*заместитель начальника отделения –
начальник отдела*
Саберов Алексей Геннадьевич,
*заместитель главного конструктора –
заместитель начальника отдела*
Смирнов Дмитрий Сергеевич,
заместитель главного конструктора по направлению
Соловьев Даниил Сергеевич,
ведущий инженер – заместитель начальника сектора
Теплов Сергей Александрович,
ведущий инженер-программист
Храмов Сергей Анатольевич,
инженер-программист I категории



За существенный вклад в проведение НИОКТР, достижение кандидатами практических результатов при разработке, создании и освоении в производстве современной высокотехнологичной продукции военного, специального и двойного назначения, внедрении инновационных методов сервисного обслуживания, обеспечивающих поддержание тактико-технических характеристик ВВСТ на уровне зарубежных аналогов, в размере 350 тыс. руб. отдельным работникам персонально

- Алексеев Михаил Петрович,
начальник лаборатории
АО «Московский научно-исследовательский институт “Агат”»
- Антипов Виктор Юрьевич,
начальник группы АО «Машиностроительное
конструкторское бюро “Факел” имени П. Д. Грушина»
- Воронков Артем Николаевич,
начальник конструкторского бюро
ПАО «Долгопрудненское научно-производственное предприятие»
- Грушкин Сергей Викторович,
начальник отдела АО «Головное производственно-
техническое предприятие “Гранит”»
- Доронцев Игорь Грантович,
инженер-конструктор I категории
АО «Научно-производственное объединение
“Лианозовский электромеханический завод”»
- Кирсанов Евгений Викторович,
начальник сектора ПАО «Научно-производственное
объединение “Алмаз” имени академика А. А. Расплетина»
- Коваленко Александр Анатольевич,
главный конструктор по космической технике – начальник
отдела ПАО завод «Красное знамя»
- Куликов Владимир Иванович,
заместитель главного конструктора – начальник отдела
АО «Машиностроительное конструкторское бюро “Факел”
имени П. Д. Грушина»
- Максимов Сергей Александрович,
начальник производства специального оборудования
АО «Вятское машиностроительное предприятие “АВИТЕК”»
- Млинник Алексей Юрьевич,
старший научный сотрудник
АО «Научно-производственное объединение
“Лианозовский электромеханический завод”»
- Никитин Дмитрий Александрович,
заместитель начальника технического отдела
АО «Волжский электромеханический завод»
- Постников Петр Иванович,
инженер-технолог
АО «Уральское производственное предприятие “Вектор”»



Самойленко Евгений Анатольевич,
ведущий инженер-конструктор
ОАО «РАТЕП»

Сиротинин Дмитрий Игоревич,
начальник конструкторского отдела
АО «Конструкторское бюро специального машиностроения»

Сорокин Кирилл Владимирович,
старший научный сотрудник
ПАО «Межгосударственная акционерная корпорация “Вымпел”»

Токарев Евгений Григорьевич,
начальник группы АО «Машиностроительное
конструкторское бюро “Факел” имени П. Д. Грушина»

Уткин Михаил Николаевич,
начальник лаборатории
АО «Российский институт радионавигации и времени»

Юдин Алексей Юрьевич,
ведущий инженер-конструктор
ОАО «РАТЕП»

Яковенко Александр Сергеевич,
инженер-конструктор
АО «Государственный научно-исследовательский институт
приборостроения»

Редакция журнала поздравляет победителей и желает им дальнейших творческих успехов!



Итоги второго конкурса на лучшие публикации среди авторов в журналах «Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей» и «Специальный вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей»

В марте 2016 г. подведены итоги второго конкурса среди авторов на лучшие публикации в журналах «Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей» и «Специальный вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». Редакционной коллегией приняты следующие решения:

1. Присудить I место статье «Принципы обратной моноимпульсной радиолокации в задачах построения помехоустойчивых и живучих систем самонаведения» авторов Д. С. Григоряна, Е. А. Лайко, А. Ф. Бушуева, С. А. Торбина, опубликованной в научно-техническом журнале «Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей» № 1 (13) 2015.

2. Присудить II место статье «Методы измерения параметров и диагностики отказов фазированной антенной решетки в ближней зоне без применения механических позиционеров» авторов Н. Э. Ненартовича, В. А. Балагуровского, А. О. Маничева, опубликованной в научно-техническом журнале «Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей» № 3 (15) 2015.

3. Присудить III место статье «Применение пространственно-разнесенных радиолокационных станций для решения задачи селекции» автора К. Ю. Сергунова, опубликованной в научно-техническом журнале «Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей» № 1 (13) 2015.

Редакция журнала поздравляет победителей и желает им дальнейших творческих успехов!



Памяти академика А. И. Савина (1920–2016)



27 марта 2016 г. ушел из жизни великий ученый и конструктор Герой Социалистического Труда академик Анатолий Иванович Савин.

Смысл всей жизни А. И. Савина, его научной и производственной деятельности состоял в практической реализации идеи поддержания стратегического равновесия в мире, предотвращения глобальных катастроф и возможности развязывания любого вооруженного конфликта, особенно между ядерными державами.

Вехи трудового пути А. И. Савина:

1937–1941 гг. – студент Московского высшего технического училища им. Н. Э. Баумана;

1941–1944 гг. – старший контрольный мастер, инженер-конструктор завода № 92 (г. Горький) Наркомата оборонной промышленности;

1944–1951 гг. – главный конструктор завода № 92 Министерства оборонной промышленности;

1951–1953 гг. – начальник отдела, заместитель главного конструктора КБ-1 3 Главного управления при Совете министров СССР;

1953–1955 гг. – заместитель начальника отдела КБ-1 Министерства среднего машиностроения;

1955–1958 гг. – первый заместитель начальника СКБ КБ-1 Госкомитета Совета Министров СССР по радиоэлектронике;

1958–1960 гг. – главный конструктор системы КБ-1 Госкомитета Совета Министров СССР по радиоэлектронике;

1960–1968 гг. – главный конструктор – начальник ОКБ Московского конструкторского бюро «Стрела» Министерства радиопромышленности СССР;

1968–1973 гг. – начальник ОКБ – главный конструктор Центрального конструкторского бюро «Алмаз» Министерства радиопромышленности СССР;

1973–1999 гг. – директор – Генеральный конструктор Центрального научно-исследовательского института «Комета»;



1999–2004 гг. – научный руководитель ФГУП «ЦНИИ «Комета»;
2004–2008 гг. – Генеральный конструктор ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей»;

с 2008 г. – научный руководитель ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей».

Деятельность А. И. Савина была связана с решением задач стратегического значения. Обладая редким даром конструктора – умением охватить в целом проблему мирового масштаба и предвидеть неизбежно возникающие трудности, он не раз брался за задачи, казавшиеся невыполнимыми, и не было случая, чтобы он отступал перед стоящими на пути преградами или авторитетами.

Итогом 75-летней трудовой биографии А. И. Савина стало создание и массовое производство полевой и танковой артиллерии для фронта в 1941–1945 гг., создание и производство технологического оборудования для получения оружейного урана и плутония в конце 1940-х гг., создание в 1950-х гг. систем реактивного управляемого оружия, в 1960–1990-х гг. – глобальных космических информационных и информационно-управляющих систем.

Аскет по натуре, патриот по духу и делам, он без лишних слов целиком отдавал себя делу служения Родине. Правительственные награды А. И. Савина позволяют судить, сколь успешной была его деятельность:

Герой Социалистического Труда (1976);

орден Ленина (1945, 1951, 1971, 1976);

орден Трудового Красного Знамени (1944, 1949, 1956);

орден Отечественной войны II степени (1944);

орден «За заслуги перед Отечеством» III степени (1995), II степени (2010);

лауреат Сталинской премии (1946, 1949, 1951), Ленинской премии (1972), Государственной премии СССР (1981), Государственной премии Российской Федерации (1999).

Савин А. И. был великим человеком и полностью соответствовал эпохе исторических свершений, в которой волей судьбы ему было уготовано жить и работать. Можно без преувеличения сказать, что результаты его титанического труда имеют глобальное значение, поскольку внесли неоценимый вклад в сохранение мира на Земле.

Светлая память об Анатолии Ивановиче Савине навсегда сохранится в наших благодарных сердцах.



Памяти Ю. А. Кузнецова (1935–2016)



5 апреля 2016 г. на 82-м году жизни после тяжелой и продолжительной болезни скончался один из старейших работников Концерна ВКО «Алмаз-Антей», ветеран труда, советник Генерального директора Всероссийского научно-исследовательского института радиотехники по научно-техническим вопросам, член редакционной коллегии журнала «Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей» Юрий Александрович Кузнецов.

Кузнецов Ю. А. родился 23 февраля 1935 г. в пос. Тартояк Курагинского района Красноярского края.

В 1958 г. с отличием окончил Томский политехнический институт по специальности «Радиотехника».

Трудовую деятельность Кузнецов Ю. А. начал в августе 1958 г. и прошел путь от инженера Научно-исследовательского института измерительных приборов до Генерального конструктора ВНИИРТ.

С 1970 г. Юрий Александрович занимал ряд руководящих должностей: директор – научный руководитель НИИИП, заместитель генерального директора Сибирского ПО им. Коминтерна, Генеральный директор НПО «Сапфир» (Новосибирск). Здесь он руководил разработкой радиолокационных средств обнаружения для войск ПВО (радиолокатор обнаружения для зенитных ракетных систем С-300ПТ и С-300ПС) и ПВО Сухопутных войск (радиолокатор обнаружения для зенитной ракетной системы С-300В, станция обнаружения и целеуказания «Купол» для ЗРК «Бук»).

В 1970 г. Юрий Александрович защитил кандидатскую диссертацию, в 1978 г. ему присвоено звание старшего научного сотрудника, в 1992 г. – звание доцента, в 1994 г. он избран членом-корреспондентом Российской академии ракетных и артиллерийских наук.

Постановлением ЦК КПСС и Совета Министров СССР от 10 марта 1987 г. № 298-72 Юрий Александрович был назначен Генеральным конструктором ВНИИРТ и проработал в этой должности более



20 лет. За это время институтом завершены разработки РЛС «Гамма-Д», «Каста-2-1», «Каста-2-2», «Гамма-С1», радиолокационных тренажеров «Утро», «Утро-3», средств защиты РЛС «Газетчик», выполнены работы по единой автоматизированной системе радиолокационного поля ПВО, представлены на испытания РЛС 1РС1-1 (для ЗРПК «Панцирь-С1»), «Фуркэ-2» (для кораблей ВМФ), выполнен ряд научно-исследовательских работ.

Автор многих научных работ и изобретений, Юрий Александрович внес огромный вклад в создание научно-технического задела института, внедрение новейших технологий и элементной базы, автоматизацию проектирования и математического моделирования, являлся научным руководителем многих научно-исследовательских работ.

За трудовые отличия Кузнецов Ю. А. награжден орденом Трудового Красного Знамени (1971, 1976). В 1977 г. ему присвоено звание «Почетный радист СССР». В 1980 г. за разработку РЛС 5Н64 для ЗРС С-300П главный конструктор Кузнецов Ю. А. удостоен Ленинской премии.

За время работы во ВНИИРТ Кузнецов Ю. А. был удостоен звания «Заслуженный конструктор Российской Федерации» (2000), награжден орденом Дружбы (2007), медалями.

До последнего дня Кузнецов Ю. А. продолжал трудиться в АО «ВНИИРТ», принося неоценимый вклад в развитие радиолокации.

Высокий профессионализм, а вместе с тем порядочность, скромность, чуткость, внимание к людям, обаятельность и доброта – отличительные черты Юрия Александровича.

В сердцах всех, кто его знал, кто общался и работал с ним, Юрий Александрович Кузнецов оставил о себе светлую память.



Учебно-методический сбор начальников подразделений противодействия иностранным техническим разведкам и технической защиты информации

В период с 16 по 18 марта 2016 г. в Санкт-Петербурге на базе АО «ГОЗ Обуховский завод» состоялся учебно-методический сбор начальников подразделений противодействия иностранным техническим разведкам и технической защиты информации (ПД ИТР и ТЗИ) дочерних обществ (ДО) АО «Концерн ВКО «Алмаз-Антей».

Сбор открыла первый заместитель генерального директора – исполнительный директор АО «ГОЗ Обуховский завод» И. Н. Волокитина, отметившая необходимость и важность проводимого мероприятия.

С приветственным словом к участникам сбора выступил начальник управления режима и безопасности Концерна Я. Г. Обрывко, который обратил особое внимание на важность работы специалистов по защите информации в современных условиях.

По актуальным вопросам повестки первого дня сборов с докладами выступили заместитель руководителя управления ФСТЭК России по СЗФО Д. Н. Шакин, старший офицер службы РЭБ ГШ ВКС Минобороны России

С. В. Бобровничай, начальник отдела ЦНИИ ВВКО Минобороны России А. И. Байбаков, заместитель начальника отдела ГНИИИ ПТЗИ ФСТЭК России Ю. С. Курьянов, начальник отдела ТЗИ Концерна А. А. Строков, которые в своих выступлениях остановились на основных положениях нормативных правовых актов, разработанных в рамках поручений Президента Российской Федерации и Решений Совета безопасности Российской Федерации в 2015 г., а также изменениях в руководящих и методических документах ФСТЭК и Минобороны России, регламентирующих деятельность в области ПД ИТР и ТЗИ.

Оценку функционирования системы ПД ИТР и ТЗИ в период 2013–2016 гг. и основные направления ее дальнейшего совершенствования дал в своем докладе начальник службы ПД ИТР и ТЗИ Концерна А. В. Трухачёв. Он подробно остановился на оценке работы ДО по данным ФСТЭК России и итогах корпоративного контроля Концерном, обозначил выявленные проблемные вопросы и определил пути их решения. Положительно оценена рабо-



Участники учебно-методического сбора



та коллективов ПД ИТР и ТЗИ АО «ОКБ «Новатор» (начальник отдела В. А. Варибус), АО «ИЭМЗ «Купол» (начальник центра Г. В. Пономаренко), АО «ФНПЦ «ННИИРТ» (начальник отдела П. И. Скворцов).

За профессиональное мастерство, инициативу и настойчивость, проявленные при исполнении должностных обязанностей, новаторство в труде, личный вклад в повышение эффективности защиты государственной тайны и безупречную работу медалью ФСТЭК России «За укрепление защиты информации» II степени награждены начальник отдела ПД ИТР и ТЗИ А. К. Смирнов (АО «НЗ 70-летия Победы») и начальник бюро ПД ИТР и ТЗИ В. В. Костин (АО «НПО «ЛЭМЗ»). Грамотами и благодарностями награждены начальники подразделений ПД ИТР и ТЗИ В. А. Варибус (АО ОКБ «Новатор»), Г. В. Пономаренко (АО «ИЭМЗ «Купол»), С. И. Новиков (АО «АПЗ»), П. И. Скворцов (АО «ФНПЦ «ННИИРТ»), Е. Н. Заусалин (АО «НПО НИИИП-НЗиК»), В. Н. Ушнурцев (АО «НПО «ПРЗ»), Е. Б. Лукьянова (АО «НПП «Завод Искра»).

Второй день сбора был посвящен решению проблемных вопросов в ходе создания изделий военной техники (ВТ). Для проведения занятий в новых производственных корпусах была подготовлена и представлена современная технологическая база, развернуты пять учебных мест. Руководители занятий ознакомили начальников подразделений ДО с современными формами и способами защиты изделий ВТ от ИТР с использованием нестандартных технических решений.

На третьем этапе сбора после доклада заместителя начальника службы – начальника отдела ПД ИТР Концерна В. А. Татарчукова и пяти содокладов в ходе круглого стола участники обменялись мнениями и опытом работы, выработали единые подходы к решению задач ПД ИТР и ТЗИ на практике. Активное участие в прениях и разрешении проблемных вопросов приняли офицеры Главного штаба ВКС Минобороны России С. В. Бобровнический и ЦНИИ ВВКО А. И. Байбаков.



Награждение почетной грамотой начальника отдела ПД ИТР и ТЗИ АО «ОКБ «Новатор» В. А. Варибуса

На сборе выступили представители организаций – лицензиатов ФСТЭК России, которые осветили актуальные вопросы создания экранированных помещений (начальник отдела ЗАО «Лаборатория ППШ» В. В. Лысов), защиты информации ограниченного доступа в оборудовании с числовым программным управлением (директор по информационной безопасности ООО «НПП «СВК» М. В. Овчинников).

Начальник отдела ПД ИТР и ТЗИ АО «НЗ 70-летия Победы» А. К. Смирнов выразил общее мнение участников, что такие сборы – хороший способ обмена опытом: «Мы все – специалисты ПД ИТР и ТЗИ и работаем по одним правилам, но формы и способы решения поставленных задач порой разнятся. Чтобы во всех дочерних обществах Концерна корпоративная система ПД ИТР и ТЗИ функционировала наилучшим способом, как раз и необходим такой обмен мнениями и знаниями. Мы почерпнули очень много полезного для себя и будем стремиться реализовать положительные практики у себя на предприятиях».

Руководство Концерна, представители ФСТЭК и Минобороны России отметили высокое качество подготовки и проведения занятий, их важность и актуальность.



УДК 004.05

А. В. Самонов, С. А. Шаров

Направления и способы совершенствования процессов контроля качества программных средств систем вооружения

Предложены направления развития нормативно-методической и технологической базы процессов контроля и обеспечения качества программных средств систем вооружения. Представлена усовершенствованная модель жизненного цикла программных средств и описан автоматизированный способ реализации процесса системного и сквозного управления их качеством.

Ключевые слова: верификация, жизненный цикл, контроль качества, модель жизненного цикла, нормативно-методические документы, показатели качества программных средств, программные средства систем вооружения.

Введение

Важнейшим элементом автоматизированных систем управления войсками и оружием являются программные средства (ПС), надежность, производительность, защищенность, совместимость и другие характеристики которых должны отвечать высоким требованиям [1]. В то же время, как показывает отечественный и мировой опыт, чем сложнее и объемнее программное обеспечение (ПО), тем больше в нем дефектов. Подтверждением данного тезиса служат результаты исследований сложных программных продуктов, выполненных компанией Coverity [2]. Анализ показал, что ПО, разработанное даже профессиональными коллективами, содержит сотни ошибок, на выявление и устранение которых идут значительные интеллектуальные, временные и финансовые ресурсы.

Направления совершенствования нормативно-методической базы в области обеспечения качества программных средств систем вооружения

Объективные и субъективные трудности создания высококачественных ПС, присущие индустрии разработки ПО, в России имеют свои особенности:

- отечественная нормативно-методическая база (НМБ) в области создания программных средств систем вооружения (ПССВ) не соответствует современному уровню информационно-коммуникационных технологий и средствам разработки программного обеспечения;
- проектирование и разработка современных ПССВ осуществляется на основе устаревших и неэффективных технологий и инструментальных средств;

- на предприятиях, разрабатывающих программное обеспечение для систем вооружения, не обеспечивается требуемый уровень контроля качества ПССВ.

Отечественная нормативно-методическая база в области создания программных средств систем вооружения (рис. 1) включает следующие комплексы стандартов:

- 1) систему разработки и постановки на производство военной техники (СРПП ВТ);
- 2) стандарты на автоматизированные системы (серия 34.xxx);
- 3) единую систему конструкторской документации (ЕСКД, серия 2.xxx);
- 4) единую систему технологической документации (ЕСТД, серия 3.xxx);
- 5) единую систему программной документации (ЕСПД, серия 19.xxx);
- 6) стандарты ИСО/МЭК в области информационных технологий.

Анализ нормативно-методических документов (НМД), регламентирующих разработку ПССВ в интересах Минобороны России (МО РФ) в части состава, структуры и содержания этапов создания и эксплуатации ПССВ позволил определить следующие проблемы:

- отсутствие системности, а также методологического и терминологического единства понятий, требований и рекомендаций, изложенных в действующих старых [3–7] и новых [8–13] нормативно-методических документах;
- наличие противоречий в используемой терминологии, а также видах деятельности, выполняемых на одних и тех же этапах жизненного цикла (ЖЦ) ПССВ [3, 7, 8, 11];
- избыточность и излишняя детализация отдельных видов деятельности и артефактов [3, 8];

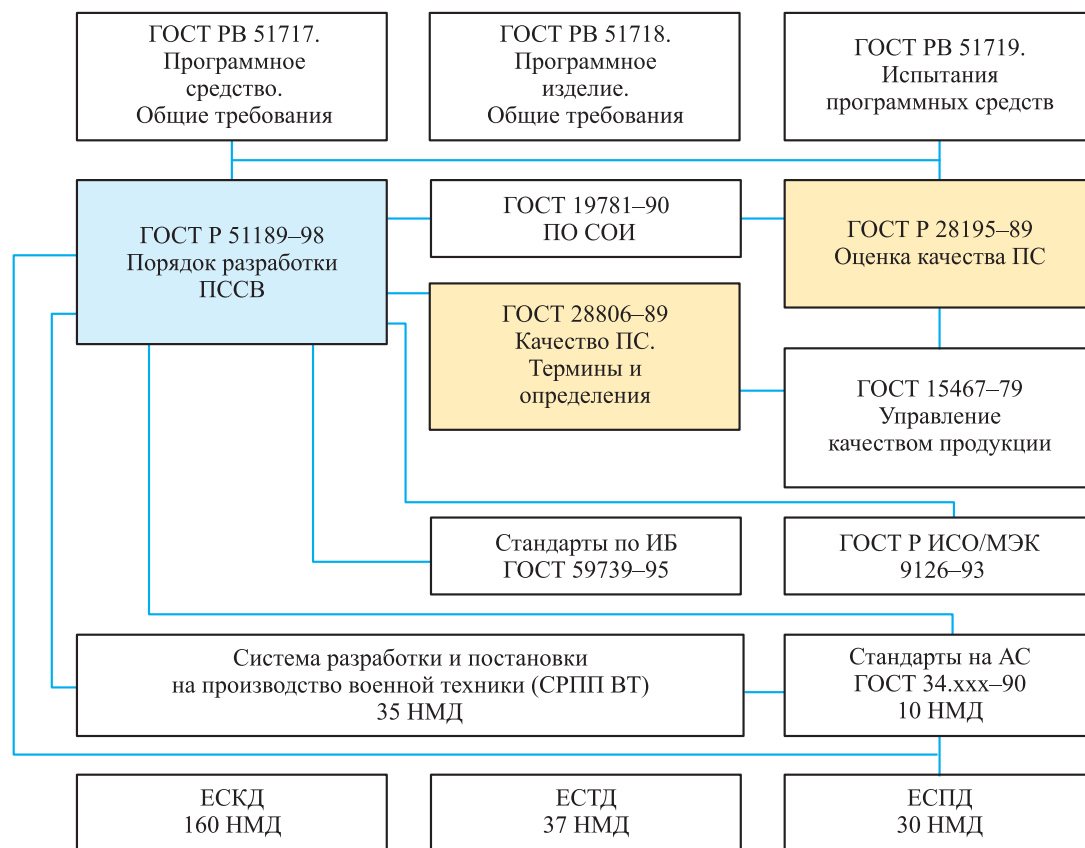


Рис. 1. Состав и структура действующей НМБ ПССВ

• не используются преимущества концепции процессного подхода к разработке и применению ПССВ [3, 7];

• недостаточно полно и конкретно определены место и роль процессов управления качеством ПССВ [3, 7].

Очевидно, что в настоящее время необходимо фундаментально пересмотреть и переработать НМБ ПССВ, включая разработку концепции, определение оптимального состава и структуры комплекта НМД и их содержания.

В состав комплекта НМД (рис. 2), регламентирующих процессы разработки и управления качеством ПССВ, предлагается включить пять перечисленных ниже базовых стандартов.

1. ГОСТ РВ*. Термины и определения.
2. ГОСТ РВ*. Классификация и качество ПССВ.
3. ГОСТ РВ*. Модель жизненного цикла и порядок разработки ПССВ.
4. ГОСТ РВ*. Модели и методы оценки качества ПССВ.
5. ГОСТ РВ*. Техническое задание на разработку ПССВ.

При разработке данного комплекта НМД необходимо обеспечить:

1) методологическое и терминологическое единство и системность понятий, требований и рекомендаций, изложенных как в НМД этого комплекта, так и в других связанных с ними стандартами;

2) гармонизацию с современными НМД, технологиями и инструментальными средствами, применяемыми в области системной и программной инженерии, включая стандарты и средства информационной поддержки жизненного цикла военной продукции (ИП ЖЦВП) – CALS-технологии (*Continuous Acquisition and Lifecycle Support*);

3) концептуальное и нормативное закрепление в НМБ ПССВ ключевой роли процессов обеспечения качества ПССВ на всех этапах их жизненного цикла, начиная с этапа обоснования концепции и формирования требований к ПССВ;

4) методические рекомендации по выбору рациональных способов верификации артефактов ЖЦ ПССВ.

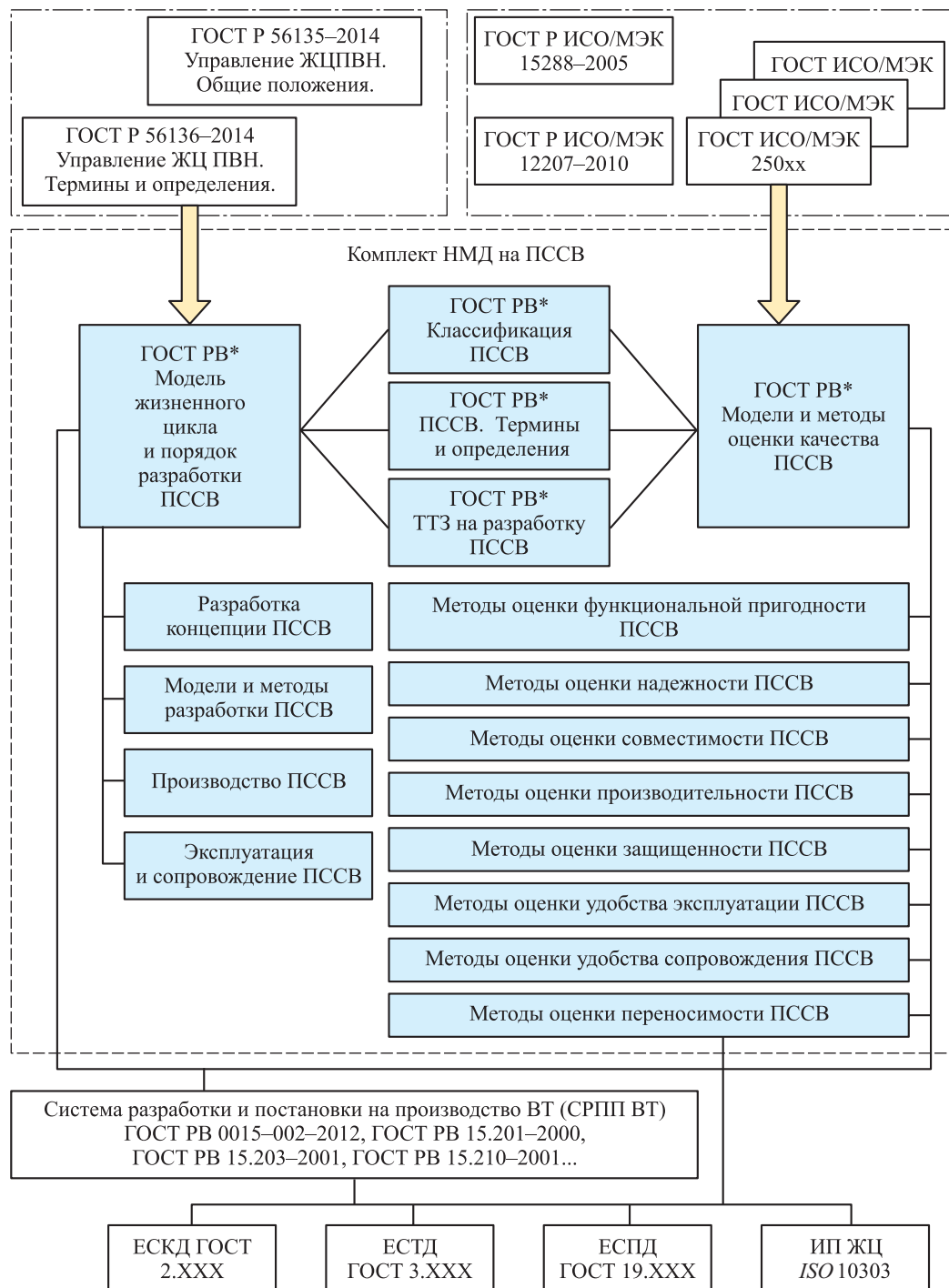


Рис. 2. Состав и структура предлагаемой НМБ ПССВ

Структура и состав данного комплекта НМД, а также их связи с другими документами представлены на рис. 2. Новыми в комплекте НМД являются стандарты ГОСТ РВ*. Модели и методы оценки качества ПССВ и ГОСТ РВ*. Техническое задание на разработку ПССВ.

Системообразующим стандартом комплекта НМД должен стать ГОСТ РВ*. Модель жизненного цикла и порядок разработки

ПССВ, который будет содержать детально проработанный ЖЦ ПССВ. ЖЦ ПС – непрерывный процесс, описывающий все, что происходит с ПС с момента принятия решения о необходимости его создания до изъятия из эксплуатации. Модель ЖЦ ПС – это определенным образом упорядоченная совокупность этапов ЖЦ (видов деятельности и событий), условий и порядка переходов между ними, обеспечивающих достижение цели проекта



в установленные сроки в рамках доступного бюджета времени, людских и финансовых средств [3].

Как было отмечено выше, действующий в настоящее время стандарт имеет ряд недостатков. Для их устранения была разработана модель ЖЦ ПССВ, которая лишена недостатков, присущих стандарту [3], и где учтены приведенные выше требования ко всему комплексу НМД. Модель ЖЦ ПССВ, представленная в табл. 1, описана с помощью трех основных понятий: вид деятельности, исполнители и артефакты.

Важной особенностью представленной в таблице модели ЖЦ является наличие точного указания места и роли процессов контро-

ля качества ПССВ. Результатом выполнения данных процессов является оценка степени соответствия получаемых на каждом этапе артефактов заданным или ожидаемым требованиям к создаваемому ПССВ. Как видно из данных табл. 1, процессы верификации должны быть осуществимыми по отношению ко всем значимым артефактам. Первым из них является техническое задание (ТЗ), которое определяет требования к функциональным и эксплуатационным характеристикам ПССВ, т. е. к его качеству. Качество программного обеспечения – это совокупность существенных свойств (характеристик) программного обеспечения, обуславливающих его пригодность для использования по назначению.

Таблица 1

Усовершенствованная модель ЖЦ ПССВ

№	Этапы, виды деятельности (процессы)	Исполнители	Артефакты (содержание и форма)
1	2	3	4
1. Анализ потребности, разработка концепции и обоснование требований			
1.1	Анализ потребности и обоснование необходимости ПССВ	Аналитики Заказчики Потребители Организации ВНС, ВТС	Обоснование места и роли ПССВ в составе средств вооружения. Аналитический отчет
1.2	Разработка концепции построения, функционирования и применения ПССВ	Аналитики Заказчики Потребители Организации ВНС, ВТС	Концепция применения ПССВ в составе средств вооружения
1.3	Разработка ТЗ на ПССВ		
1.3.1	Разработка проекта ТЗ на ПССВ	Аналитики Заказчики Потребители	Проект ТЗ на ПССВ (функциональные и эксплуатационные требования)
1.3.2.	Верификация требований к ПССВ	Заказчик Организации ВНС, ВТС	Заключение о полноте, непротиворечивости и корректности требований к ПССВ
1.3.3	Согласование и утверждение ТЗ	Заказчик Предприятие-разработчик Потребители Организации ВНС, ВТС	Утвержденное ТЗ
2. Разработка ПССВ			
2.1	Планирование разработки ПССВ	Руководитель проекта Проектировщик	Сквозной график разработки ПССВ
2.2	Проектирование ПССВ		
2.2.1	Разработка проекта (архитектуры) ПССВ	Проектировщик (конструктор)	Проект архитектуры и компонентов ПССВ



1	2	3	4
2.2.2	Верификация проекта (архитектуры) ПССВ	Организации ВНС, ВТС	Заключение о соответствии проекта заданным в ТЗ условиям
2.3	Разработка программ и программной документации	Разработчики Технические писатели	Программная документация
2.3.1	Разработка программ в соответствии с проектом ПССВ	Руководитель проекта Разработчики Технические писатели	Программный код и программная документация
2.3.2	Тестирование на контрольных примерах (модульное, функциональное комплексное, нагрузочное, регрессионное)	Тестировщики	Протоколы и акты испытаний. Предложения по доработке
2.3.3	Возврат к этапам 2.2.1 и 2.3.1 на доработку или завершение разработки, включая подготовку РКД, ПД и ЭД	Руководитель проекта Проектировщик Разработчики Технические писатели	ПС, РКД, ПД, ЭД, задание на доработку ПССВ
2.3.4	Верификация РКД, ПД и ЭД	Отдел технического контроля (ОТК) предприятия Организации ВНС, ВТС Военный представитель (ВП)	Акты соответствия РКД, ПД и ЭД заданным в ТЗ условиям
2.4	Проведение испытаний ПССВ		
2.4.1	Предварительные, приемочные, государственные испытания ПССВ	Разработчики, ВП Организации ВНС, ВТС Потребители Заказчики	Протоколы и акты испытаний Акт о передаче ПССВ в фонд алгоритмов и программ МО РФ
2.4.2	Верификация результатов испытаний	Разработчики Организации ВНС, ВТС	Экспертное заключение
3. Производство			
3.1	Постановка ПССВ на производство	Разработчики предприятия-изготовителя	Копии РКД, ПД и ЭД Технологическая линия производства ПССВ
3.2	Изготовление ПССВ	Разработчики предприятия-изготовителя	ПССВ с комплектом документации
3.3	Контроль и приемка ПССВ	ОТК ВП Потребитель	Протоколы и акты приемки ПССВ
3.4	Поставка ПССВ потребителю	Разработчики предприятия-изготовителя	Акт о передаче ПССВ потребителю
4. Применение в составе системы вооружения			
4.1	Эксплуатация		
4.1.1	Опытная (экспериментальная) эксплуатация	Потребитель Разработчики	Отчет с результатами опытной эксплуатации



1	2	3	4
4.1.2	Функционирование ПССВ в составе системы вооружения	Потребитель	Результаты применения по назначению (расчеты, информационные документы и т. д.)
4.2	Сопровождение		
4.2.1	Организация сопровождения ПССВ	Разработчики предприятия-изготовителя	Договоры и акты о сопровождении ПССВ
4.2.2	Анализ функционирования ПССВ	Потребитель Разработчики предприятия-изготовителя	Замечания и рекламации. Предложения о доработке и модернизации
4.2.3	Модернизация ПССВ	Разработчики	Модернизированное ПССВ
4.2.4	Тестирование и верификация модернизированного ПССВ	Разработчики, ОТК, ВП Потребитель	Протоколы и акты с результатами тестирования ПССВ
4.3	Прекращение эксплуатации (снятие с вооружения)		
4.3.1	Подготовка к снятию ПССВ с эксплуатации	Потребитель Разработчики	Обоснование целесообразности снятия ПССВ с эксплуатации
4.3.2	Прекращение эксплуатации ПС	Потребитель Заказчик	Документ о снятии ПССВ с эксплуатации

Классификация характеристик качества ПССВ

Наиболее полная и детальная классификация характеристик ПС представлена в стандартах серии *ISO/IEC 25000* [14]. В соответствии с ними все характеристики ПО сведены в восемь групп (рис. 3).

Каждая группа характеристик состоит из подхарактеристик, или атрибутов. Например, характеристика ПС «Надежность» состоит из четырех подхарактеристик: «Устойчивость к отказам», «Восстанавливаемость», «Завершенность» и «Доступность» [14]. Для оценки степени соответствия характеристики установленным требованиям используют показатели качества. Показатель качества – это переменная или несколько переменных, значение которых характеризует меру качества программного обеспечения относительно одного или нескольких существенных свойств. Так, например, для оценки отказоустойчивости системы могут использоваться следующие показатели:

- вероятность безотказной работы $P(t)$;
- средняя наработка на отказ T_0 ;

- гамма-процентная наработка до отказа T_γ ;
- интенсивность отказов $\lambda(t)$;
- параметр потока отказов $\omega(t)$;
- средняя доля безотказной наработки $I(t)$;
- плотность распределения времени безотказной работы $f(t)$.

Показатели качества можно спроецировать на основные группы их потребителей: разработчиков, заказчиков и конечных пользователей. В соответствии с этим принципом все показатели распределяют по трем группам [14–17]:

- внутреннего качества;
- внешнего качества;
- качества при использовании.

Показатели внутреннего качества используются проектировщиками, программистами и тестировщиками в ходе проектирования, кодирования, отладки и тестирования ПССВ. Имеют отношение к архитектуре, внутренней организации, корректности и безошибочности кода ПС. Примерами показателей внутреннего качества являются количество ошибок спецификации, проектирования и кодирования, избыточность кода, цикломатическая сложность, характеристики связанности и сцепления классов и др.

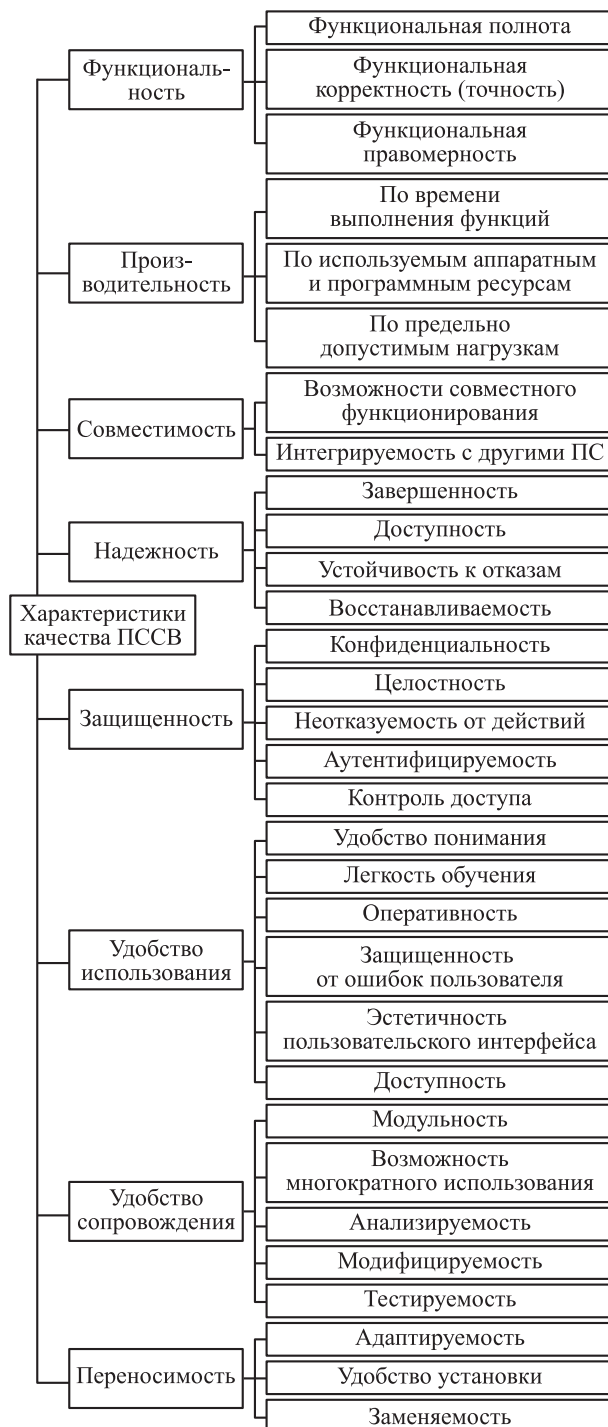


Рис. 3. Классификация характеристик качества ПССВ

Показатель внешнего качества ПС – это степень, с которой ПС удовлетворяет предъявленным к ним со стороны пользователей функциональным и эксплуатационным требованиям. Примерами таких показателей являются полнота и корректность реализации функциональных требований, вероятность безотказной работы в течение определенного времени, пропускная способность каналов передачи данных время на

решение расчетных задач и др. Используют во время испытаний ПС, осуществляемых представителями заказчика, органами сертификации и конечными пользователями.

Показатель качества при использовании – это степень, с которой ПС пригодны к использованию по назначению определенными пользователями в заданных условиях применения. Примерами таких показателей являются: интегрируемость и совместимость с взаимодействующими системами, устойчивость к отказам оборудования, защищенность от ошибок пользователя, адаптируемость к условиям применения, легкость обучения и др. Используются конечными пользователями на этапах эксплуатации ПС.

Методы верификации артефактов, получаемых в ходе разработки ПССВ, представлены в табл. 2. Как показал проведенный анализ, в настоящее время к основным из них можно отнести экспертизу (организационную и техническую) требований, проектных решений и программного кода, статические, динамические и синтетические методы тестирования ПС, аудит, регистрацию и анализ результатов эксплуатации.

Способ реализации автоматизированного контроля качества ПССВ

на всех этапах их жизненного цикла

Для обеспечения сквозного, тотального и непрерывного процесса контроля качества ПССВ, разрабатываемых в интересах Министерства обороны РФ, необходимо создать целый комплекс автоматизированных средств верификации. Алгоритм контроля качества представлен на рис. 4.

Все компоненты комплекса должны использовать единую базу артефактов. Для их формального представления предлагается применять унифицированный язык моделирования *UML (Unified Modelling Language)* [18], в настоящее время де-факто являющийся стандартом для визуального проектирования, документирования и описания программных систем. С помощью *UML*-диаграмм описывают как статические или структурные свойства проектируемой системы, так и ее динамические или поведенческие возможности. В качестве основы для построения модели процесса тестирования лучше всего использовать профиль *UPT (UML Testing Profile)* [19].



Таблица 2

Артефакты ЖЦ ПССВ и методы их верификации

Артефакт	Метод верификации	Исполнитель
ТЗ на разработку ПССВ	Экспертиза техническая Экспертиза организационная	Заказчики Потребители Организации ВНС, ВТС
Архитектура ПССВ (проект)	Экспертиза организационная Экспертиза техническая Анализ архитектуры на формальных моделях	Аналитики Проектировщики Организации ВНС, ВТС
Программный код ПССВ	Статический анализ исходного кода Динамический анализ выполнения программы Регрессионное тестирование Тестирование на стенде	Программисты Тестировщики
РКД, ПД и ЭД ПССВ	Экспертиза техническая Экспертиза организационная Инспекция Испытания	ОТК ПЗ (ВП) Организации ВНС, ВТС
Результаты испытаний	Экспертиза организационная Экспертиза техническая Инспекция Аудит	Заказчики ПЗ (ВП) Организации ВНС, ВТС
Программный продукт на этапе производства и приемки	Экспертиза техническая Экспертиза организационная Инспекция Тестирование на стенде Аудит, регистрация и анализ результатов эксплуатации	Разработчики ОТК ПЗ (ВП) Организации ВНС, ВТС

Для получения пригодного для компьютерной обработки формального описания *Unified Modelling Language* модели в настоящее время применяют следующие подходы: трансформации на основе графов, сети Петри, темпоральная логика, операционная семантика, денотационная семантика, конечные автоматы. Относительно новым и перспективным подходом к решению данной проблемы можно назвать язык описания метамodelей *MOF* (*Meta Object Facility*) [20] и протокол обмена метаданными *XMI* (*XML Metadata Interchange*) [21], разработанный компанией *OMG* (*Object Management Group*). *XMI* имеет следующие возможности:

- представление объектов в терминах *XML*-элементов и атрибутов;
- стандартные механизмы связывания объектов внутри одного файла или в разных файлах;
- верификация *XMI*-документов с использованием *XML*-схем;
- идентификация объектов, которая позволяет обращаться к ним из других объектов по *ID* и *UUID*.

В результате совместного использования этих средств можно осуществить построение абстрактной метамodelи ЖЦ ПССВ, разработать средства управления и обмена данными (моделями) для их трансформации в поддерживаемые технологии программирования и реализации автоматизированной верификации. Ярким примером и возможным прототипом таких средств является линейка продуктов *MATLAB: Simulink, SystemTest, Simulink Design Verifier, Simulink Verification and Validation* [22].

Заключение

Для критически важных систем доля затрат на тестирование программного обеспечения и устранение выявленных дефектов составляет от 50 до 90 % всего бюджета проекта. При этом целым рядом исследований и работ, например [14, 15, 23, 24], было установлено, что удельная стоимость исправления дефектов программного обеспечения по мере его продвижения от стадии разработки требований к стадии эксплуатации возрастает по экспоненциальному закону распре-

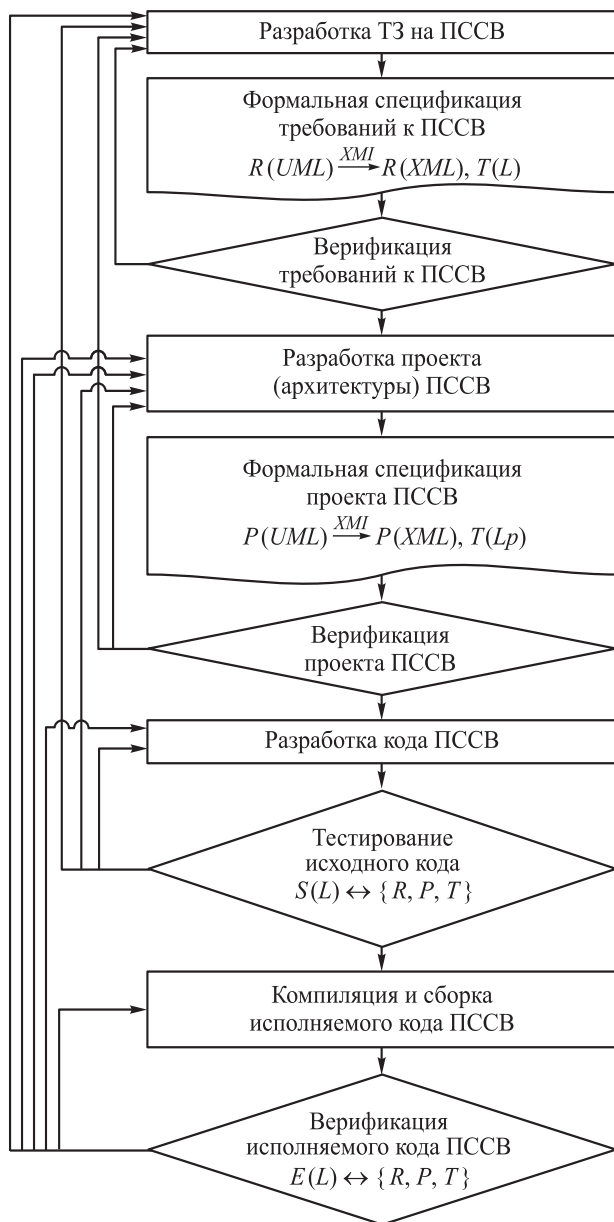


Рис. 4. Алгоритм контроля качества ПССВ

ления. Данную зависимость наглядно отражает представленный на рис. 5 график [25]. Он, в частности, показывает, что стоимость исправления дефекта, внесенного на этапе формирования требований и найденного на этапе проектирования, возрастает в 5 раз, а если он обнаруживается только на этапе тестирования – в 20 раз. Стоимость исправления дефектов, внесенных на этапе проектирования и обнаруженных на этапе применения, возрастает в десятки раз.

Реализация представленных в статье предложений по совершенствованию НМБ ПССВ, а также внедрение описанных методов и средств автоматизации позволит не только повысить качество ПССВ, разрабатываемого в интересах МО РФ, но и существенно снизить затраты на их производство и сопровождение.

Список литературы

1. Государственная программа вооружений на 2011–2020 гг. URL: <http://www.nationaldefense.ru/includes/periodics/armament/2011/1212/14237820/detail.shtml> (дата обращения 20.02.2016).
2. Coverity Scan: 2011 Open Source Integrity Report. URL: <http://www.coverity.com/library/pdf/coverity-scan-2011-open-source-integrity-report.pdf> (дата обращения 20.02.2016).
3. ГОСТ Р 51189–98. Порядок разработки программных средств систем вооружения. Введ. 1999–07–01. М.: Стандартинформ, 2010. 16 с.

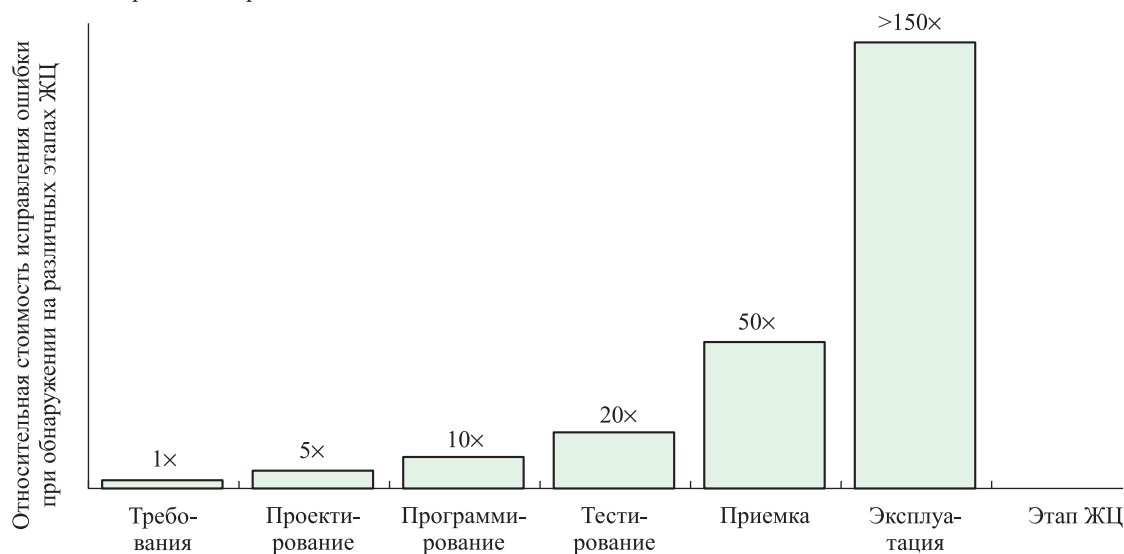


Рис. 5. Рост стоимости исправления ошибок



4. ГОСТ 28195–89. Оценка качества программных средств. Общие положения. Введ. 1990–07–01. М.: Стандартинформ, 2001. 31 с.
 5. ГОСТ 28808–89. Качество ПССВ. Термины и определения. Введ. 1992–01–01. М.: Стандартинформ, 2001. 8 с.
 6. ГОСТ РВ 15.203–2001. Система разработки и постановки продукции на производство. Военная техника. Порядок выполнения опытно-конструкторских работ по созданию изделий и их составных частей. Основные положения. Введ. 2003–01–01. М.: Госстандарт России, 2005. 117 с.
 7. ГОСТ 34.601–90. Автоматизированные системы. Стадии создания. Введ. 1992–01–01. М.: Стандартинформ, 2009. 6 с.
 8. ГОСТ Р ИСО/МЭК 12207–2010. Процессы жизненного цикла программных средств. Введ. 2012–03–01. М.: Стандартинформ, 2011. 105 с.
 9. ГОСТ Р ИСО/МЭК 15288–2005. Системная и программная инженерия. Процессы жизненного цикла систем. Введ. 2007–01–01. М.: Стандартинформ, 2006. 57 с.
 10. ГОСТ Р ИСО/МЭК 25021–2014. Разработка систем и программ. Требования и оценка качества систем и программ (*SQuaRE*). Элементы показателя качества. Введ. 2014–06–11. М.: Стандартинформ, 2014. 51 с.
 11. ГОСТ Р ИСО/МЭК 25041–2014. Разработка систем и программ. Требования и оценка качества систем и программ (*SQuaRE*). Руководство по оценке для разработчиков, покупателей и независимых оценщиков. Введ. 2014–06–11. М.: Стандартинформ, 2014. 49 с.
 12. ГОСТ Р 56135–2014. Управление жизненным циклом продукции военного назначения. Общие положения. Введ. 2014–09–19. М.: Стандартинформ, 2015. 19 с.
 13. ГОСТ Р 56136–2014. Управление жизненным циклом продукции военного назначения. Термины и определения. Введ. 2014–09–19. М.: Стандартинформ, 2015. 15 с.
 14. Portal ISO 25000. URL: <http://iso25000.com> (дата обращения 22.02.2016).
 15. Кулямин В.В. Методы верификации программного обеспечения. М.: Ин-т системного программирования РАН, 2008. 111 с.
 16. Генельт А.Е. Управление качеством разработки программного обеспечения: СПб: ИТМО, 2007. 187 с.
 17. ISO/IEC 9126 Software engineering. Product quality. Part 1–4. 2001.
 18. Unified Modeling Language. URL: <http://www.uml.org> (дата обращения 22.02.2016).
 19. OMG specifications. URL: <http://www.omg.org/spec/> (дата обращения: 18.03.2016).
 20. OMG's MetaObject Facility. URL: <http://www.omg.org/mof> (дата обращения: 18.03.2016).
 21. XML Metadata Interchange. URL: <http://www.omg.org/spec/XMI/> (дата обращения: 18.03.2016).
 22. Центр компетенций MathWorks URL: <http://matlab.ru/products/simulink> (дата обращения 23.03.2016).
 23. Naveda J.F., Seidman S.B. IEEE Computer Society Real-World Software Engineering Problems: A Self-Study Guide for Today's Software Professional. ISBN: 978-0-471-71051-6 328 p. August 2006, Wiley-IEEE Computer Society Press.
 24. COCOMO® II with Heuristic Risk Assessment. URL: http://sunset.usc.edu/research/COCOMOII/expert_cocomo/expert_cocomo2000.html (дата обращения 23.03.2016).
 25. Selby R. W. Software Engineering: Barry W. Boehm's Lifetime Contributions to Software Development, Management, and Research. Wiley-IEEE Computer Society Press. June 2007. 832 p. ISBN 978-0-470-14873-0.
- Поступила 09.02.16**

Самонов Александр Валерьянович – кандидат технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург.

Область научных интересов: технология разработки программных средств систем вооружения, контроль качества программных средств.

Шаров Сергей Алексеевич – начальник лаборатории Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург.

Область научных интересов: технология разработки программных средств систем вооружения, методы автоматизации технологических процессов проектирования программных средств.



Directions and methods of improving quality control processes for weapons system software

The work looks at directions of developing regulatory and procedural and technological basis of weapons system software control and quality assurance processes. We present an improved software life cycle model and describe an automated technique of implementing a systemic end-to-end software quality control process.

Keywords: verification, life cycle, quality control, life cycle model, regulatory and procedural documents, software quality metrics, weapons system software.

Samonov Aleksandr Valeryanovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Leading Staff Scientist, Mozhaisky Military Space Academy, St. Petersburg.

Research interests: techniques of designing weapons system software, and software quality control.

Sharov Sergey Alekseevich – Head of Laboratory, Mozhaisky Military Space Academy, St. Petersburg.

Research interests: techniques of designing weapons system software and automating engineering procedures in software design.



УДК 621.396.962.23

В. Ю. Антипов, А. Ю. Метельников, Е. Г. Токарев

Метод и технология полунатурного моделирования бортовых радиосистем ближнего действия фазодоплеровского типа

Рассмотрены методика и технология полунатурного моделирования радиосистем ближнего действия, учитывающие особенности функционирования и специфику применения бортовых систем фазодоплеровского типа. Приведены примеры реализации стенда для полунатурного моделирования, структурно-функциональные схемы полунатурного стенда и типовой пример результата моделирования одной из радиосистем ближнего действия.

Ключевые слова: комплексный имитационно-моделирующий стенд, радиосистемы ближнего действия, расчет отраженных сигналов, ближняя радиолокация.

Введение

Проведение натурных экспериментов радиосистем ближнего действия необходимо для оценки возможности выполнения требований тактико-технических заданий (ТТЗ) к высокоскоростным средствам доставки (ВСД) до цели и требует больших материальных и временных затрат. Как правило, наименьшее количество летных экспериментов проводят в полной комплектации ВСД, что не позволяет проверить их работоспособность, в особенности аппаратуры системы подрыва на базе различных радиосистем ближнего действия, только натурными экспериментами. Другими словами, за минимальное число натурных экспериментов необходимо проверить максимальное количество параметров и условий работы системы, гарантирующих выполнение предъявляемых к ней требований, и принять решение о их соответствии ТТЗ.

Решить проблему можно с помощью создания комплексных имитационных моделирующих стендов (КИМС), в состав которых входят аппаратура и математические модели с их последующей аттестацией по ограниченному количеству натурных и полунатурных экспериментов. Это требует существенно меньших затрат, чем проведение натурных экспериментов, и позволяет прогнозировать функционирование как системы в целом, так и ее подсистем практически для любых вариантов применения.

Основные задачи

полунатурного моделирования

Главная задача полунатурного моделирования на КИМС радиосистем ближнего действия (РБД) – получение показателей качества и эффективности функционирования (оценка области срабатывания, вероятностных характеристик работы по цели и т. д.) в составе ВСД для заданных в ТТЗ условий применения с целью валидации аппаратуры.

К основным назначениям работ на КИМС РБД относят не только проверку правильности ее функционирования, но и рекомендации по доработке аппаратуры РБД до ее поставки для комплектации ВСД перед натурными испытаниями. Не менее важно, что в процессе проведения испытаний может быть получен большой объем результатов для паспортизации математической модели РБД в составе ВСД для последующей оценки выполняемости всех требований ТТЗ к ВСД методом математического моделирования на комплексе аттестованных математических моделей ВСД.

Как показывает практика, в настоящее время существуют большие возможности для создания полунатурных КИМС для РБД как в аппаратной части, так и в части общего программно-алгоритмического обеспечения (ПАО). При этом практически полностью отсутствуют готовые технологические решения, позволяющие реализовать КИМС, в котором были бы адекватно учтены особенности функционирования РБД, взаимодействующих с высокоскоростными, малозаметными объектами в условиях естественных и специально организованных помех.



В данной статье рассмотрен один из вариантов решения данной задачи для РБД фазодоплеровского типа с непрерывным подсветом, используемых в ВСД.

На КИМС РБД, согласно анализа, могут быть получены результаты работы аппаратуры РБД и ее ПАО в составе ВСД для типовых условий применения:

- по одиночной цели в свободном пространстве, по прикрытой шумовой помехой одиночной маловысотной цели, на фоне подстилающей поверхности;
- по постановщику активной шумовой помехи, в том числе прикрытому шумовой помехой;
- по группе из двух «чистых» целей, или по группе из двух постановщиков помех;
- по цели с уводящей помехой по доплеровской скорости.

Отметим, что недостатком процессов, имитируемых на КИМС РБД при работе по имитатору радиосигнала в сборке с аппаратурой РБД, является их «статичность», так как они получаются при фиксированных угловых положениях аппаратуры РБД и источников радиосигналов. Указанный недочет может быть нивелирован проведением экспериментов для различных угловых положений и уровней сигналов.

Методика моделирования РБД

Основную задачу моделирования в большинстве случаев определяет оценка качества функционирования ВСД с аппаратурой РБД для проверки выполнения требований технического задания. Согласно существующей технологии тестирования проводят на комплексе математических моделей надсистемы, состоящем из моделей системы управления ВСД (ММУ-ВСД) и комплекса имитационных математических моделей для оценки эффективности ее применения (КИММ-Э) (рис. 1).

Комплекс моделей системы управления ВСД включает в себя:

- модель движения цели и ВСД;
- модель бортовых средств самонаведения (БСН);
- модель инерциальной системы;
- модель наземных средств multifunctionальных информационно-измерительных станций (МФИИС);

- модель пункта управления (ПУпр);
- модель аппаратуры стартовой автоматики (АСА).

В состав КИММ-Э обычно входят геометрическая или сигнальная математические модели РБД. Геометрическая модель учитывает только логику работы аппаратуры РБД во взаимодействии с системой управления ВСД. Сигнальная модель является более точной в части описания процессов, происходящих как в аппаратуре РБД, так и в системе «РБД – ВСД». В большинстве случаев в существующей сигнальной модели достаточно задать цель распределением «блестящих» точек с фиксированным годографом эффективной отражающей поверхности (ЭОП) по углам наблюдения и приема. Аттестация модели РБД в соответствии с вышесказанным сводится к введению в нее следующих элементов:

- законов распределения ЭОП цели;
- характеристик аппаратуры РБД и ее начальных состояний;
- имитаций обмена с СУ;
- инструментальных ошибок;
- ошибок мерцания;
- ошибок, обусловленных воздействием помех прикрытия и эффектом интерференции при обнаружении групповых и низколежачих целей.

Радиолокационные математические модели ряда типовых целей (в виде распределения «блестящих» точек в требуемом диапазоне длин волн) обычно разрабатывает и верифицирует предприятие-разработчик РБД. Они инвариантны для всех вновь создаваемых РБД.

На этапе полунатурных работ при наземной отработке РБД фазодоплеровского типа на КИМС РБД могут быть решены задачи по аттестации математических моделей, используемых для оценки следующих параметров:

- областей срабатывания в различных условиях встречи (дальность срабатывания, количество ложных срабатываний, количество несрабатываний);
- характеристик квадратурных составляющих сигналов на входе сигнальных каналов высокочастотного приемного устройства (ВПУ);

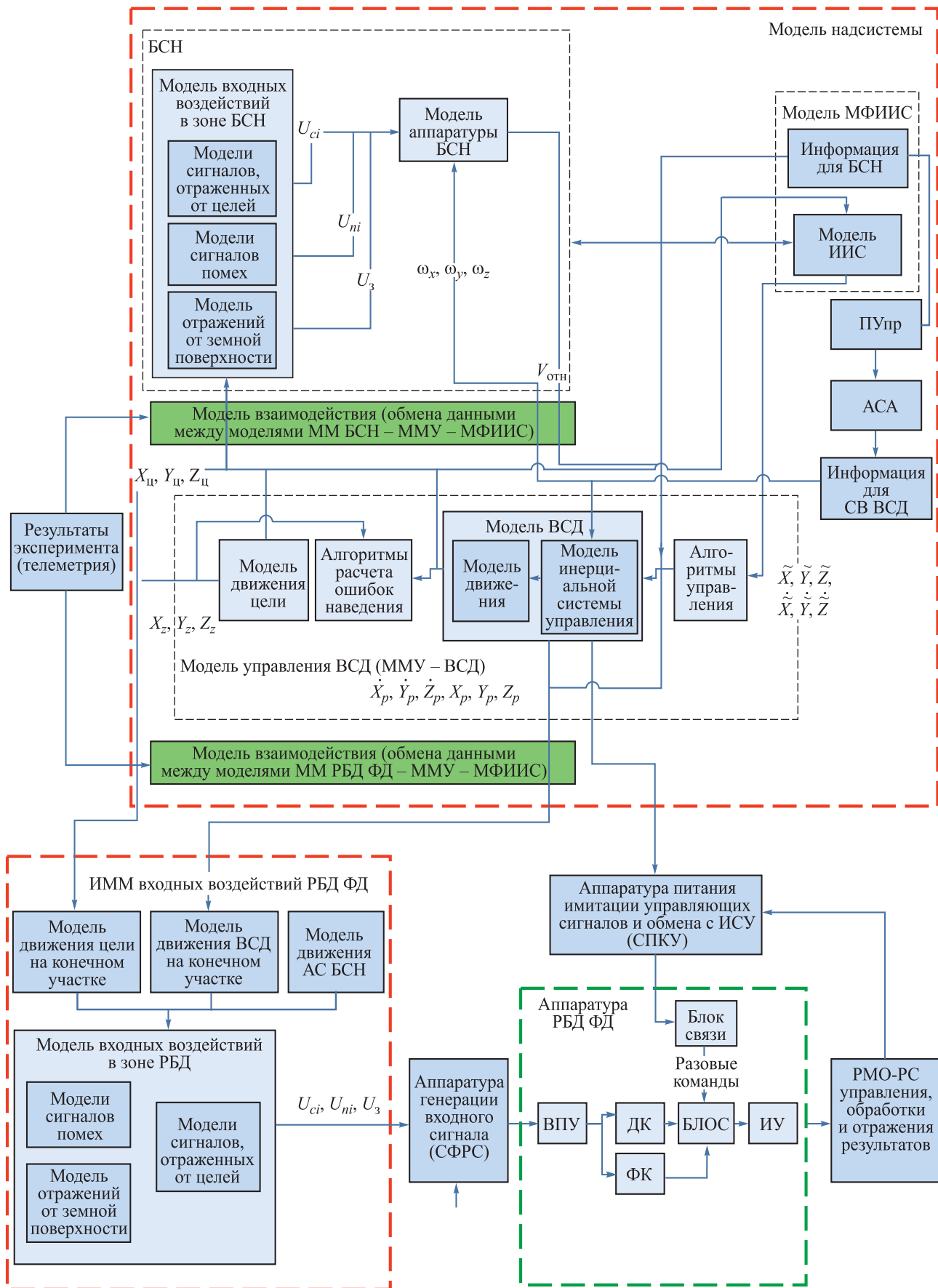


Рис. 1. Структурно-функциональная схема КИМС



- характеристик квадратурных составляющих сигналов на выходе фильтров сосредоточенной селекции сигнальных каналов ВПУ;
- характеристик квадратурных составляющих сигнала на выходе доплеровских фильтров низких частот (ФНЧ) с различной отстройкой центральной частоты;
- характеристик выходных сигналов на выходе ФНЧ каждого доплеровского канала;
- моментов срабатывания доплеровских каналов;
- характеристик суммарной фазы сигнала на входе фазового детектора основного и квадратурного каналов;
- характеристик сигналов с выходов основного и квадратурного каналов;
- моментов общего срабатывания частотного канала;
- моментов общего срабатывания фазового канала;
- моментов общего срабатывания аппаратуры.

С точки зрения системного подхода для верификации работы математической модели радиосистем ближнего действия фазодоплеровского типа и валидации аппаратуры для большего диапазона условий встречи целесообразно привлекать КИМС РБД с ММУ-ВСД и КИММ-Э.

В соответствии с принятой технологией для каждого проектируемого изделия разрабатывают автоматизированную комплексную испытательную станцию (АКИС), позволяющую проверить исправность всех подсистем, в том числе и радиосистем ближнего действия. Создание КИМС РБД на базе АКИС-ВСД позволяет комплексно и с минимальными затратами контролировать ключевые команды и сигналы, необходимые для валидации аппаратуры РБД и верификации математической модели.

Показатели правильности работы аппаратуры РБД ВСД совместно с требованиями, предъявляемыми к системе, определяют критерии правильности ее работы, что в свою очередь позволяет выбрать методику, технологию и объем проводимых стендовых экспериментов. Методика проведения эксперимента и структура комплекса математических моде-

лей определяет структурно-функциональную схему КИМС РБД.

Правильность работы аппаратуры РБД ВСД характеризуют следующие показатели:

- вероятность срабатывания по цели для условий встречи, заданных ТТЗ (P_{cp});
- вероятность ложных срабатываний по подстилающей поверхности, по помехе (естественной или искусственной) ($P_{лср}$);
- пространственная конфигурация эффективной области срабатывания (OS) аппаратуры РБД по цели для условий встречи, заданных ТТЗ (Θ).

Критериями правильности работы аппаратуры РБД фазодоплеровского типа для ВСД обычно служат следующие правила принятия решения:

- 1) аппаратура РБД должна обеспечивать срабатывание по заданным целям (S) в заданных условиях применения для типовых условий встречи (Θ) с вероятностью не ниже требуемой (P_{cp}): по беспилотным целям (Sb) – $P_{cp}(Sb, h_{\Sigma}, \Theta) \geq P_{mp, cp}(Sb, h_{\Sigma})$, по пилотируемым целям – (Sp): $P_{cp}(Sp, h_{\Sigma}, \Theta) \geq P_{mp, cp}(Sp, h_{\Sigma})$;
- 2) аппаратура РБД должна обеспечивать разброс координат срабатывания (σ_x) не более X_{mp} при вероятности накрытия уязвимого контура цели (P_H) для всех типов целей (S), заданных ТТЗ, не ниже

$$P_H^{TP} - \sigma_x(S) | P_H \leq P_H^{TP} \leq X_{mp};$$

- 3) аппаратура РБД должна формировать эффективную область срабатывания (OS) по заданным целям (S), обеспечивающую условную вероятность поражения (УВП) ($P_A(\sigma)$) целей одной ВСД не менее требуемого уровня (P_A^{mp}) при заданных уровнях условного закона поражения (УЗП) $P_A(h_{\Sigma})$: для беспилотных целей – $P_A(Sb, h_{\Sigma}) \geq P_A^{mp}(Sb, h_{\Sigma})$, для пилотируемой авиации – $P_A(Sa, h_{\Sigma}) \geq P_A^{mp}(Sa, h_{\Sigma})$;

- 4) аппаратура РБД должна обладать высокой помехоустойчивостью от организованных помех (ξ) и совместно со средством воздействия обеспечивать требуемый уровень УВП ($P_A(\sigma) > P_A^{mp}$) на заданном множестве целей (S) при воздействии помех, заданных ТТЗ.

Структурно-функциональная схема полунатурного стенда

Для реализации концепции полунатурного моделирования аппаратуры РБД фазодоплеровского типа в составе изделия было принято решение разработать оборудование комплексных имитационных моделирующих стендов, используя опыт создания АКИС ВСД. Для достижения вышеуказанных целей были сформированы основные требования к стенду:

- многофункциональность – стенд должен обеспечивать все необходимые входные воздействия на РБД и анализировать выходные;
- универсальность – возможность использования широкого спектра модельных сигналов методом программной реконфигурации без доработки аппаратной части стенда;
- возможность работать с распространенными интерфейсами различного типа.

Также была сформирована общая концепция построения стенда – использование многофункциональной модульной платформы *PXI* в сочетании с разрабатываемым блоком двухканального переносчика частоты (ДПЧ), который представляет собой СВЧ-устройство для преобразования опорной частоты модельного сигнала при помощи дифференциальной квадратурной модуляции. Полунатурный стенд состоит из следующих комплектующих:

- электронно-вычислительной машины с комплексом математических имитационных моделей, реализуемых в среде *Simulink* и *Visual Studio 2005*;
- промышленного компьютера технологии *PXI*, обеспечивающего управление, обработку и отображение результатов экспериментов;
- блока двухканального переносчика частоты;
- источника питания;
- аппаратуры РБД фазодоплеровского типа.

Внешний вид блока «двухканального переносчика частоты» и промышленного компьютера технологии *PXI* представлен на рис. 2.

Промышленный компьютер технологии *PXI*, в свою очередь, состоит из высокопроизводительного 18-слотового шасси *NI PXI-1075*,

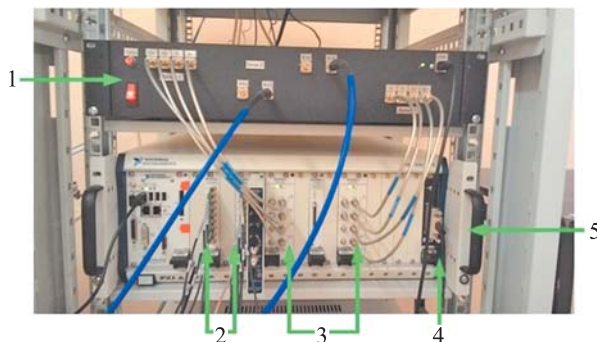


Рис. 2. Внешний вид блока ДПЧ (сверху) и промышленного компьютера *PXI*:

- 1 – блок «Двухканальный переносчик частоты»;
- 2 – высокоскоростные осциллографы *NI PXIe-5105*;
- 3 – генераторы сигналов произвольной формы *NI PXIe-5451*;
- 4 – интерфейсная плата *AIT MIL-STD-1553*;
- 5 – промышленный компьютер технологии *PXI*

набора фронтально загружаемых в него модулей и контроллера.

Для решения задач, возникающих в процессе разработки КИМС, используют модули:

- интерфейсную плату *AIT MIL-STD-1553*, обеспечивающую обмен информацией между промышленным компьютером и РБД по ГОСТ Р 52070–2003;
- высокоскоростные осциллографы *NI PXIe-5105* (2 шт.) для приема и оцифровки всех выходных сигналов с РБД, которые необходимо контролировать в процессе полунатурной работы;
- генераторы сигналов произвольной формы (2 шт.) *NI PXIe-5451*, обеспечивающие формирование модулирующих сигналов для двухканального переносчика частоты.

Контроллер *NI PXI-8133* управляет работой всего стенда, включая неунифицированный блок двухканального переносчика частоты, разработанный по отдельному техническому заданию. Характеристики контроллера позволяют реализовывать сложные вычислительные алгоритмы и обмениваться большими объемами информации с каждым из встроенных в систему модулей (до 8 Гбайт/с для всей системы). В качестве среды проектирования используется высокоуровневый язык программирования *LabVIEW 2012*, созданный специально для *PXI*-систем. Главные и принципиальные отличия *LabVIEW* от классических языков программирования –



графический способ проектирования программ и их потоковое исполнение – позволяют находить новые пути решения задач, а в ряде случаев получить качественно лучшие результаты. При этом сам процесс разработки новых программно-технических комплексов [1] упрощается.

На контроллере установлена операционная система *WINDOWS 7*, а созданный при помощи *LabVIEW* удобный интерфейс программы позволяет убрать отдельное рабочее место оператора.

Методика и условия проведения стендового эксперимента

При проведении экспериментальных работ необходимо задать общую последовательность действий. В нее входят:

1) разработка плана полунатурных экспериментов на КИМС РБД, в котором указывают перечень типовых условий встречи ВСД с целью;

2) проведение сквозного математического моделирования на ММУ-ВСД и КИММ-Э для РБД определенных планом условий применения ВСД;

3) формирование по результатам моделирования массивов входных сигналов для РБД фазодоплеровского типа для каждой точки плана экспериментов в виде таблиц;

4) проведение на КИМС РБД полунатурного моделирования для всего массива входных сигналов;

5) формирование массива выходных сигналов (реакция РБД) и массива оценок показателей правильности работы аппаратуры ($P_{ср}$, $P_{лср}$, OS);

6) проведение на КИММ-Э моделирования для зафиксированной реакции аппаратуры радиосистем ближнего действия на входные сигналы для ($P_{ср}$, $P_{лср}$, OS) в целях получения оценок УЗП, УВП и разброса координат срабатывания;

7) анализ результатов математического и полунатурного моделирования;

8) принятие решения о правильности функционирования аппаратуры в данных условиях по критерию правильности работы аппаратуры радиосистем ближнего действия фазодоплеровского типа.

Методика получения входных сигналов

В качестве входных сигналов в полунатурных экспериментах используют синтезированный сигнал, модулируемый в соответствии с законом для отраженного сигнала от типовой цели в текущих условиях полета.

Общая теория расчета входных сигналов для систем ближней радиолокации (СБРЛ) от радиолокационных сцен, внешняя поверхность которых задана в виде полигональной модели, аппроксимирующей поверхность цели в виде совокупности плоских треугольных элементов (полигонов), рассмотрена в работах А.Б. Борзова, Р.П. Быстрова, А.В. Соколова и В.Б. Сучкова [2, 3]. Методика расчетов имеет максимальную степень достоверности по сравнению с данными экспериментов, поскольку позволяет наиболее точно формализовать геометрию поверхности цели и учесть электродинамические эффекты, имеющие место в условиях ближней зоны локации. Поскольку подобная модель сигнала РБД учитывает сложные волновые процессы, то необходимую точность можно достичь при количестве полигонов не менее $1,3 \cdot 10^5$, что, в свою очередь, приводит к большим временным затратам на вычисления. В связи с этим при проведении практических расчетов в настоящее время используют «быстрые» многоточечные модели, образованные из 10–20 «блестящих» точек, что позволяет значительно сократить время анализа. Методы получения таких многоточечных моделей радиолокационных характеристик целей изложены в работе С.В. Ягольниковой [4].

В качестве входных сигналов для ДПЧ при генерации входных сигналов по каждому из каналов РБД используют квадратурные компоненты (X , Y), полученные с использованием алгоритмов расчета отраженного сигнала на входе каждого канала РБД. При этом входные сигналы ДПЧ для каждого канала РБД представляют в виде

$$v(t) = x(t) \cos \omega_c t + jy(t) \sin \omega_c t,$$

где ω_c – частота несущей, условная промежуточная частота РБД, которая служит в качестве опорной.



Для расчета входных сигналов РБД траектория относительного движения цели задается в относительной системе координат (ОСК), начало которой, точка O_p , совмещается с центром координат ВСД $Sp: \{O_p, X_p, Y_p, Z_p\}$. Орт $\vec{x}$ ОСК направлен по вектору относительной скорости и лежит в плоскости, образованной векторами скоростей $\vec{V}_p, \vec{V}_c$ ВСД и цели, а также вектором относительной скорости $\vec{V}_{pc} = \vec{V}_p - \vec{V}_c$. Данные векторы образуют треугольник скоростей. Орт $\vec{y}$ перпендикулярен плоскости треугольника скоростей, а орт z дополняет ОСК до правой плоскости. В качестве параметров, определяющих условия встречи, принимают:

- курсовой угол ε_p – угол между $\vec{V}_p$ и $\vec{V}_{pc}$;
- курсовой угол цели q – угол между вектором скорости цели $\vec{V}_c$ и $\vec{V}_{pc}$;
- угол крена цели $\lambda_{цв}$ – угол между плоскостью планера ВСД и плоскостью треугольника скоростей;
- ν_p – угол атаки ВСД.

Координата срабатывания РБД x_0 в ОСК соответствует продольной координате x – условной точке цели и вектору ее промаха $\vec{\rho} = \{h, \Theta\}$, где h – величина промаха, Θ – угол по трубке промахов, отсчитываемый от оси z по часовой стрелке.

При расчете мощности входного сигнала РБД на траектории движения цели, заданной многоточечной моделью, используют массивы значений эффективной площади рассеивания и начальной фазы локальных отражателей, рассчитанные на этапе формирования многоточечной модели. В соответствии с представлением цели в виде набора локальных отражателей мощность отраженного сигнала от m -й точки многоточечной модели в ближней зоне локации определяют следующим образом:

$$P_{oc} = \frac{D_{pr} D_{per} DD_{RA}^2 (\Theta^m) DD_{TA}^2 (\Theta^m) ERS_m (\varphi_m) P_{per} \lambda^2}{(4\pi)^3 R_o^2 r_m^2},$$

где D_{pr} – коэффициент направленного действия (КНД) приемной антенны РБД, D_{per} – КНД передающей антенны РБД;

λ – длина волны, м;

P_{per} – мощность передатчика РБД, Вт;

R_o – наклонная дальность «передатчик РБД – m -я точка на цели», м;

$r_m = |\vec{r}_m|$ – расстояние от приемника РБД до m -го отражающего элемента цели, выделенного в математической модели, в момент времени t для текущего k -го канала приемника РБД, м;

DD_{RA} – текущее значение функции направленности приемной антенны РБД в направлении визирования m -го элемента цели (Θ^m);

DD_{TA} – текущее значение функции направленности передающей антенны РБД;

ERS_m – значение ЭОП каждого m -го элемента цели с направления угла приема φ_m ;

φ_m – угол между направлением на центр приемной антенны и осью цели для каждого m -го элемента цели (ось цели – вектор, характеризующий положение продольной оси фюзеляжа цели в выбранной СК).

Зная мощность входного сигнала РБД P_{oc} , вычисляем квадратурные составляющие сигнала от каждой m -й «блестящей» точки на входе приемника РБД (на выходе антенной системы) в текущий момент времени t_i :

$$\begin{pmatrix} X_i^m \\ Y_i^m \end{pmatrix} = U_i^m \frac{\cos}{\sin} \left(2\pi \frac{2Vr_i^m}{\lambda} t_i + \varphi_i^m \right), t_i = \max \rightarrow 0,$$

где $U_i^m = \sqrt{2ZaP_{oci}^m}$ – амплитуда отраженного сигнала от m -й «блестящей» точки B , в которых Za – сопротивление излучения антенны РБД;

$Vr_i^m = [(d_{i-1}^m - d_i^m) / \Delta t]$ – текущая радиальная скорость m -й «блестящей» точки цели, м/с;

t_i – текущий момент времени;

d_{i-1}^m, d_i^m – дальность до «блестящей» точки в текущий и предыдущий моменты времени, м;

$\varphi_i^m = (2\pi/\lambda)d_i^m$ – начальная фаза отраженного сигнала от элементарного отражателя («блестящей» точки);

Δt – шаг моделирования, с.

В каждый момент времени t_i вводят значения квадратурных составляющих отраженного сигнала от каждой m -й «блестящей» точки:



$$\begin{pmatrix} X(t_i) \\ Y(t_i) \end{pmatrix} = \sum_{m=1}^{N_{\text{БТ}}} \begin{pmatrix} X_i^m \\ Y_i^m \end{pmatrix}.$$

Находим амплитуду суммарного сигнала на входе каждого канала приемника РБД:

$$Am(t_i) = \sqrt{X(t_i)^2 + Y(t_i)^2}.$$

Фаза суммарного сигнала на входе каждого канала приемника в текущий момент времени t_i вычисляют по формуле

$$\Phi m(t_i) = \arctg \left(\frac{Y(t_i)}{X(t_i)} \right).$$

Выбор шага расчета считают наиболее ответственным моментом, поскольку он существенно влияет на адекватность входного сигнала. Для РБД, использующего принцип частотной селекции и фазовой пеленгации цели, шаг расчета выбирают на основании теоремы Котельникова, исходя из условия сохранения информации о частоте и фазе сигнала, и обычно $\Delta t = \lambda / kV_{\text{рц}}$, где $k = 4, 8, \dots$.

Результатом расчета отраженного сигнала на входе приемника РБД в t_i момент времени является массив данных (входные сигналы для пролета на фиксированном промахе и фазе) (рис. 3):

N_{point} – номер точки плана экспериментов;

P_{romax} – промах в картинной плоскости, м;

F_{azaKci} – угол по трубке промаха, град;

$V_{\text{отн}}$ – относительная скорость сближения, м/с;

t_i – текущее время моделирования, с;

Amp_k – суммарная амплитуда сигнала на входе k -го канала РБД, В;

F_{aza_k} – фаза суммарного сигнала на входе k -го канал РБД, рад;

X_{-k}, Y_{-k} – квадратурные составляющие сигнала (X, Y) на входе приемника РБД на момент времени t_i (k -го канала).

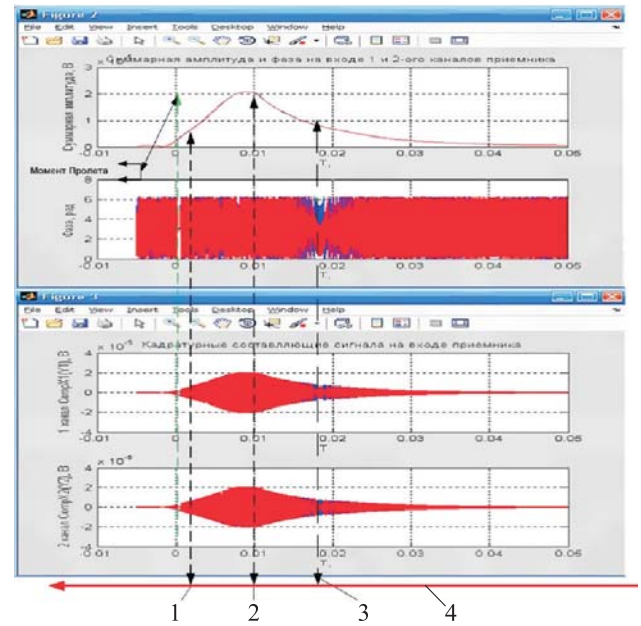


Рис. 3. Сигналы на входе приемника РБД и моменты формирования аппаратурой РБД сигналов срабатывания для конкретного пролета. Время моделирования T начинается от $T_n > 0$, $T_n = 0$ – момент пролета, $T_n < 0$ – время после пролета:

- 1 – момент формирования команды СрабРВ РБД;
- 2 – момент формирования команды СрабДК РБД;
- 3 – момент формирования команды СрабФК РБД;
- 4 – направление движения к цели

Контролируемые сигналы и параметры

Для проверки правильности функционирования РБД фазодоплеровского типа обычно отслеживают выходные параметры, одновременно являющиеся первоначальными данными для аттестации математической модели РБД (см. рис. 4). Для сигнальных каналов контролируют:

- сигналы на входе сигнальных каналов приемника (на входе УПЧ1- k);
- сигналы на выходе фильтров сосредоточенной селекции сигнальных каналов приемника – напряжения с выходов амплитудных детекторов в УПЧ приемного устройства ($U_{\text{ш1,2}}$) (после УПЧ1- k - j).

Для доплеровского канала (ДК) отслеживают:

- сигналы на выходе доплеровских фильтров с отстройкой f_1, f_2 кГц.

Для фазового пеленгатора проверяют сигналы с выходов фазовых детекторов основного и квадратурного каналов ($U_{\text{ФД1}}$ – синусоидальное напряжение, $U_{\text{ФД2}}$ – косинусоидальное напряжение).

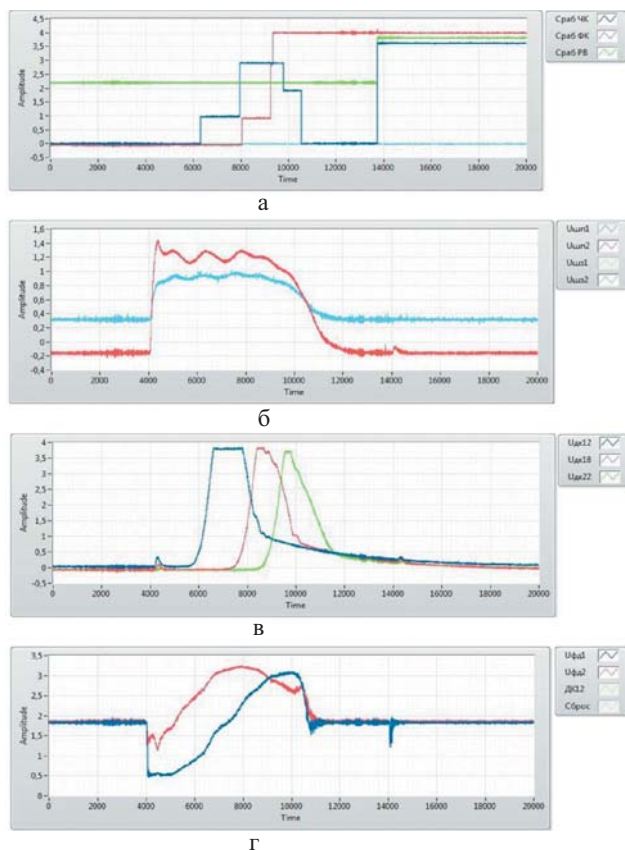


Рис. 4. Результаты работы РБД:

а – импульсы CpaбДК, CpaбФК, CpaбРБД;

б – сигналы $U_{шп1}$, $U_{шп2}$;

в – сигналы $U_{дк1}$, $U_{дк2}$, $U_{дк3}$;

г – сигналы с выходов фазового пеленгатора

Для блока логической обработки сигналов уточняют:

- время срабатывания доплеровских (CpaбДК) и фазовых (CpaбФК) каналов;
- общее время срабатывания РБД (CpaбРБД).

Типовой пример результатов работы 4-канального РБД фазодоплеровского типа по сигналу от математической точки показан на рис. 4, где приведены импульсы срабатывания по ДК, ФК и общего срабатывания, а также сигналы с выходов фильтров сосредоточенной селекции сигнальных каналов приемника – напряжения с выходов амплитудных детекторов в УПЧ приемного устройства ($U_{шп(3)1,2}$), с выходов доплеровских фильтров с отстройкой f_1 , f_2 , f_3 кГц (сигналы $U_{дк1}$, $U_{дк2}$, $U_{дк3}$) и

с выходов фазовых детекторов основного и квадратурного каналов ($U_{фд1}$ – синусоидальное напряжение, $U_{фд2}$ – косинусоидальное напряжение).

Вывод

Решить проблему минимизации числа натуральных экспериментов в полной комплектации ВСД при одновременном гарантированном выполнении требований ТТЗ можно при помощи увеличения числа полунатурных экспериментов, которые используют технологию сквозного полунатурного моделирования на базе КИМС, включающих в свой состав аппаратуру и математические модели необходимых систем с их последующей аттестацией по ограниченному количеству натуральных и полунатурных экспериментов. Разработанная и апробированная авторами технология стендового полунатурного имитационного моделирования фазодоплеровских РБД позволяет существенно снизить материальные и временные затраты при разработке ВСД и дать достоверный прогноз функционирования как системы в целом, так и ее подсистем практически для любых ситуаций применения.

Список литературы

1. Баран Е. Д. LabVIEW FPGA. Реконфигурируемые измерительные и управляющие системы. М.: ДМК Пресс, 2009. 448 с.
2. Борзов А. Б., Быстров Р. П. Миллиметровая радиолокация: методы обнаружения наведения в условиях естественных и организованных помех. М.: Радиотехника, 2010. 374 с.
3. Борзов А. Б., Соколов А. В., Сучков В. Б. Цифровое моделирование входных сигналов систем ближней радиолокации от сложных радиолокационных сцен // Журнал радиоэлектроники. 2004. № 4. URL: <http://jre.splire.ru/jre/apr04/3/text.html> дата обращения 10.12.2015).
4. Ягольников С. В. Методы исследования радиолокационных характеристик объектов. М.: Радиотехника, 2012.

Поступила 28.10.15

Антипов Виктор Юрьевич – начальник группы АО «МКБ «Факел», г. Химки Московской обл. Область научных интересов: проектирование радиоэлектронных устройств, моделирование и отработка систем наведения и управления.

Метельников Александр Юрьевич – кандидат технических наук, старший научный сотрудник, заместитель начальника бригады АО «МКБ «Факел», г. Химки Московской обл.



Область научных интересов: оценка эффективности целенаправленных процессов, математическое моделирование сложных технических систем, ближняя радиолокация.

Токарев Евгений Григорьевич – начальник группы АО «МКБ «Факел», г. Химки Московской обл.

Область научных интересов: автоматизация испытаний, полунатурное моделирование работы радиоэлектронных устройств, ближняя радиолокация.

Semi-physical simulation method and technology for on-board phase-Doppler short-range radio systems

The article examines methods and technology behind semi-physical simulation of short-range radio systems, accounting for performance features and usage specifics of on-board phase-Doppler systems. An example of implementing a semi-physical test bench is shown, along with its structural and functional chart and a sample of simulation results for one of the short-range radio systems.

Keywords: integrated simulation, modelling test bench, short-range radio systems, reflected signal computation, short-range radiolocation.

Antipov Viktor Yuryevich – Group Leader, Joint stock company “Academician P. D. Grushin Mechanical Engineering Design Bureau “Fakel”, Khimki, Moscow region.

Research interests: radioelectronic device design, and simulation and debugging of guidance and control systems.

Metelnikov Aleksandr Yuryevich – Candidate of Engineering Sciences, Senior Staff Scientist, Deputy Team Leader, Joint stock company “Academician P. D. Grushin Mechanical Engineering Design Bureau “Fakel”, Khimki, Moscow region.

Research interests: efficiency estimation of goal-directed processes, mathematical modelling of complex engineering systems, and short-range radiolocation.

Tokarev Evgeniy Grigoryevich – Group Leader, Joint stock company “Academician P.D.Grushin Mechanical Engineering Design Bureau “Fakel”, Khimki, Moscow region.

Research interests: test automation, semi-physical simulation of operation of radioelectronic devices, and short-range radiolocation.



УДК 621.396.6(07)

М. С. Воробьев, Л. П. Кудрин, Р. Р. Салихов, А. Б. Хашимов

Метод проектирования антенных систем с рефлекторами сложной формы

Приведен метод построения математической модели вибраторных антенн с рефлектором. Показано, что использование функциональных матричных операторов позволяет получить компактную формулировку задачи расчета поля излучения данных антенных систем. Использовано асимптотическое соответствие решения трехмерной и двумерной задач для проектирования антенной системы дальномерного радиомаяка. Предложен численный метод исследования математической модели, при этом оптимизация функции возбуждения антенной системы была произведена с использованием нелинейной целевой функции.

Ключевые слова: антенные системы, рефлектор, антенные решетки.

Введение

Широкое применение в антенной технике получили антенные системы (АС) в виде вибраторных антенн (ВА) с рефлекторами (экранами) различной формы. Их основное назначение – формирование заданной диаграммы направленности (ДН) и обеспечение требуемого коэффициента усиления (КУ) в рабочей полосе частот. Ограниченные размеры АС непосредственно влияют на поле излучения в теневой области из-за дифракции электромагнитного поля ВА на рефлекторе. При установке АС на объектах с ограниченными размерами (башни, мачты, надстройки) оценки уровня ДН в теневой области позволяют оптимизировать взаимное расположение АС для удовлетворения параметрам электромагнитной совместимости.

ВА чаще всего используют в проектировании АС с рефлекторами. Простота конструкции, компактность, высокая технологичность изготовления определяют широкое применение таких АС как в виде отдельных антенн, так и в составе сложных многоэлементных систем – гибридных зеркальных антенн, фазированных антенных решеток (ФАР), многолучевых и активных антенных решеток. Детальное изучение математических моделей (ММ) ВА с рефлекторами позволяет с высокой степенью достоверности исследовать зависимости входного сопротивления в полосе частот с учетом взаимного влияния для сканирующих антенных решеток. Это дает возможность проек-

тировать оптимальные согласующие устройства и анализировать поведение ДН и КУ АС в секторе сканирования и заданной полосе частот.

Построение эффективных ММ АС с рефлекторами сложной формы предполагает использование строгих электродинамических принципов, проведения обоснования формализации граничных условий и оценку погрешностей, вызванных численными методами исследования и конечными ресурсами вычислительной техники. Необходимость строгого электродинамического подхода в задачах проектирования АС вызвана высокими требованиями к точности моделирования, так как возрастающие требования к функциональным характеристикам сложных АС ведут за собой необходимость учета большого числа различных факторов, например, обеспечения параметров электромагнитной совместимости, работы в сложной помеховой обстановке.

Математическая модель

вибраторной антенны с конечным рефлектором

Для формирования ММ введем тонкопроволочное приближение ВА [1], получившее широкое применение в проектировании АС. Поверхность рефлектора будем считать идеально проводящей, что соответствует проводимости используемых конструкционных материалов. Ориентацию ВА определим с помощью единичного орта:

$$\begin{aligned} i_d = i_x \sin \theta_d \cos \varphi_d + \\ + i_y \sin \theta_d \sin \varphi_d + i_z \cos \theta_d, \end{aligned} \quad (1)$$

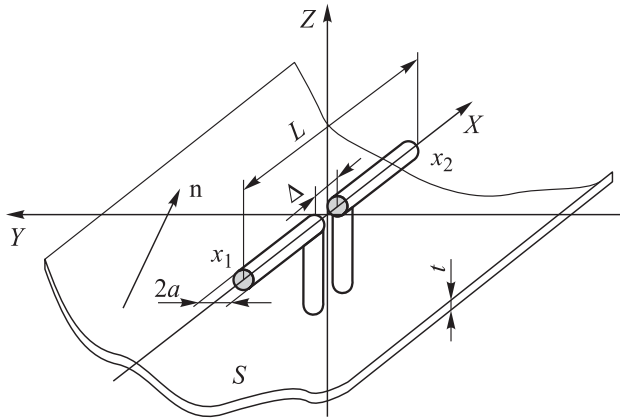


Рис. 1. Вибраторная антенна с рефлектором сложной формы

где θ_d , φ_d – сферические координаты оси ВА;

$p_1 = p_1(x_1, y_1, z_1)$ и $p_2 = p_2(x_2, y_2, z_2)$ – координаты концов ВА.

Рассмотрим частный случай ориентации оси ВА параллельно оси OX (рис. 1).

Для тонкопроволочного приближения ВА ($2a \ll \lambda$) с Δ -зазором введем распределение тока $I_d(x) = i_x I_d(x)$, тогда на поверхности излучателя за исключением области зазора выполняется граничное условие

$$i_x (\mathbf{E}_d + \mathbf{E}_s) \Big|_{x_1 \leq x \leq x_2} = 0, \quad (2)$$

где $\mathbf{E}_d$, $\mathbf{E}_s$ – векторы напряженности электрического поля ВА и поля рассеяния рефлектора.

Векторный потенциал поля излучения вибраторного излучателя в точке наблюдения $p = p(x, y, z)$ представим в виде:

$$A_d(p) = \frac{1}{4\pi} \int_{x_1}^{x_2} I_d(x_q) \varphi(r_{pq}) dx_q; \quad (3)$$

$$x_1 \leq x \leq x_2,$$

где $\varphi(r_{pq}) = \exp(-ikr_{pq})/r_{pq}$;

$k = 2\pi/\lambda$;

$r_{pq} = \sqrt{r_x^2 + r_y^2 + r_z^2}$ – расстояние между точками наблюдения и источникаи $r_x = x_p - x_q$;

$r_y = y_p - y_q$; $r_z = z_p - z_q$.

Для определения поля рассеяния введем распределение тока j на поверхности рефлектора S , тогда

$$E_s(p) = \frac{Z_c}{4\pi ik} \int_S [j F_r(r_{pq}) + r(rj) D_r(r_{pq})] ds, \quad (4)$$

где $r = i_x r_x + i_y r_y + i_z r_z$; $r_x = x_p - x_q$;

$r_y = y_p - y_q$;

$r_z = z_p - z_q$ – составляющие вектора r ;

$Z_c = \sqrt{\mu_a/\epsilon_a}$ – волновое сопротивление среды;

$F_r(r_{pq}) = (-1 - ikr_{pq} + k^2 r_{pq}^2) \varphi(r_{pq})/r_{pq}^2$,

$D_r(r_{pq}) = (3 + 3ikr_{pq} - k^2 r_{pq}^2) \varphi(r_{pq})/r_{pq}^4$ – вспомогательные функции.

С учетом граничного условия (2) введем интегральное уравнение (ИУ) Поклингтона [1]:

$$\int_{x_1}^{x_2} I_d(x_q) [F_r(r_{pq}) + r_x^2 D_r(r_{pq})] dx_q +$$

$$+ \int_S [j_x \{F_r(r_{pq}) + r_x^2 D_r(r_{pq})\} +$$

$$+ j_y r_x r_y D_r(r_{pq}) + j_z r_x r_z D_r(r_{pq})] ds =$$

$$= -\frac{4i\pi k}{Z_c} [i_x E_i(x_p)]; \quad x_1 \leq x_p \leq x_2, \quad (5)$$

где точка P расположена на ВА;

$E_i(x_p)$ – известная функция распределения напряженности электрического поля источника в зазоре.

Второе слагаемое в левой части уравнения (5) относится к полю рассеяния рефлектора, которое совместно с источником в зазоре участвует в формировании распределения тока на ВА. Такие ИУ относят к классу некорректных задач, численное решение которых требует особых методов выделения неинтегрируемой особенности при совпадении координат точек наблюдения и интегрирования [2].

Введем ИУ II рода для распределения поверхностного тока j [1]:

$$j(p) - \frac{1}{2\pi} n_p \int_S j(q) \times \text{grad}_q \varphi(r_{pq}) ds_q =$$

$$= 2n_p \times H_d(p); \quad p \in S, \quad (6)$$

где индекс q у функции градиента означает дифференцирование по координатам источника.

Для формулировки ММ рассматриваемой АС векторное уравнение (6) запишем в виде системы трех скалярных уравнений, выполнив необходимые векторные преобразования в ИУ:



$$\begin{aligned}
& \int_{x_1}^{x_2} I_d(x_q) (n_{py} r_y + n_{pz} r_z) B_r(r_{pq}) dx_q + j_x(p) + \\
& + \int_S [j_x(n_{py} r_y + n_{pz} r_z) - j_y n_{py} r_x - j_z n_{pz} r_x] \times \\
& \quad \times B_r(r_{pq}) ds = 0, \\
& - \int_{x_1}^{x_2} I_d(x_q) n_{px} r_y B_r(r_{pq}) dx_q + j_y(p) + \\
& + \int_S [-j_x n_{px} r_y + j_y (n_{px} r_x + n_{pz} r_z) - j_z n_{pz} r_y] \times \\
& \quad \times B_r(r_{pq}) ds = 0, \\
& - \int_{x_1}^{x_2} I_d(x_q) n_{px} r_z B_r(r_{pq}) dx_q + j_z(p) + \\
& + \int_S [-j_x n_{px} r_z - j_y n_{py} r_z + j_z (n_{px} r_x + n_{py} r_y)] \times \\
& \quad \times B_r(r_{pq}) ds = 0; \quad p \in S, \quad (7)
\end{aligned}$$

где $B_r(r_{pq}) = -(1 + ikr_{pq}) \varphi(r_{pq})/2\pi r_{pq}^2$ – вспомогательная функция.

Система ИУ (5), (7) представляет собой полную ММ ВА с рефлектором. Дискретная форма ММ может быть получена с использованием метода Крылова – Боголюбова, являющегося частным случаем общего проекционного метода решения краевых задач [3]. Для этого введем N_d интервалов дискретизации по длине ВА размером h , и дискретизацию поверхности рефлектора S на N_s подобластей ΔS_l , $l = 1: N_s$, размеры которых определяют в соответствии с заданной точностью вычислений. Кроме того, введем векторы дискретных значений распределений тока вибраторного излучателя $\mathbf{I} = [I_{d1} \ I_{d1} \ \dots \ I_{dN_d}]^t$ и поверхностного тока рефлектора $\mathbf{J} = [j_{x1} j_{y1} j_{z1} \dots j_{xN_s} j_{yN_s} j_{zN_s}]^t$, тогда общая дискретная ММ в компактной матричной форме может быть представлена в виде

$$\begin{bmatrix} \mathbf{DD} & \mathbf{DR} \\ \mathbf{RD} & \mathbf{E} + \mathbf{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{J} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{f} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где квадратная матрица $\mathbf{DD}$ размерностью $N_d \times N_d$ имеет физический смысл матрицы взаимных импедансов между дискретными

элементами ВА, а матричные элементы блока определяются первым слагаемым в левой части ИУ (5);

прямоугольная матрица-строка $\mathbf{DR} = [\mathbf{DR}^{(1)} \ \mathbf{DR}^{(2)} \ \mathbf{DR}^{(3)}]^t$, каждый блок которой имеет размерность $N_d \times N_s$, также имеет смысл матрицы взаимных импедансов между дискретными элементами рефлектора и элементами ВА. Матрица блочная, ее три блока определяют вторым слагаемым в ИУ (5);

$\mathbf{E}$ – единичная матрица;

$\mathbf{RD} = [\mathbf{RD}^{(1)} \ \mathbf{RD}^{(2)} \ \mathbf{RD}^{(3)}]^t$ – прямоугольная матрица-столбец, размерность каждого блока $N_s \times N_d$, блоки матрицы определяются правой частью ИУ (6);

$\mathbf{RR}$ – квадратная матрица размером $N_s \times N_s$, образованная девятью блоками, состав которых определяется третьими слагаемыми ИУ (7);

$\mathbf{f}$ – матрица-столбец правой части, размерность $N_d \times 1$ определяют заданной функцией возбуждения в точках $x_1 \leq p_m \leq x_2$, $m = 1: N_d$.

В [1] приведены подробные рекомендации по ее выбору и вычислениям.

Отличительной особенностью ММ (8) считают блочную структуру системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), независимость отдельных блоков которой позволяет программировать процедуры формирования в виде автономных подпрограмм. Для вычисления матричных элементов СЛАУ (8) используют квадратурные формулы Гаусса – Лежандра повышенной точности без выделения особенностей и с одинаковым порядком точности вычисления для всех элементов. В этом случае СЛАУ обладает выраженной доминирующей главной диагональю, что приводит к устойчивости численного решения [2].

Для вычисления матричных элементов блока $\mathbf{RR}$ необходимо предусмотреть, что геометрия поверхности рефлектора, определяемая конструкцией АС, может иметь различные варианты, главной чертой которых являются металлические поверхности конечной толщины t . В [1] показано, что использование ИУ II рода для очень малых значений t затруднительно, особенно для плоских рефлекторов. Это связано с особенностями ядра ИУ: при малой толщине векторное произве-



дение стремится к нулю для достаточно больших расстояний между точками наблюдения и источника. С позиции вычислительных процедур такие особенности могут приводить к неконтролируемому поведению численного решения, что требует особо тщательного подхода к вычислению квадратур, которые используют для вычисления коэффициентов блочной СЛАУ (8). Дискретизация поверхности S и численное решение системы (8) позволяют определить амплитудно-фазовое распределение (АФР) как торцевых токов рефлектора, так и токов на теневой поверхности, что усложняет вычислительные процедуры исследования ММ антенны. Данное решение позволяет оценить тонкие эффекты взаимодействия в исследуемой АС.

Одной из ключевых проблем, возникающих при разработке ММ (8), называют дискретизацию поверхности рефлектора S . Необходимо отметить, что универсального метода дискретного представления S не существует, так как практические требования к исследуемым задачам весьма разнообразны, например, по степени формализации деполяризующих свойств объекта, частотным свойствам, степени точности представления поля излучения в теневой области.

Чаще всего применяют два метода дискретного представления поверхности S . Первый состоит в аппроксимации области построения численного решения СЛАУ (8) тонкопроволочной сеточной моделью, имитирующей распределение поверхностного тока j в виде некоторой линейной структуры, с условиями непрерывности в узлах сопряжения сетки. Для численного решения используют систему ИУ Поклингтона [4]. С помощью такого подхода решен определенный круг задач, имеющих важное практическое значение. Недостаток данного метода обусловлен ограниченными возможностями оценки погрешности аппроксимации поверхности рефлектора сеточной моделью.

Второй метод – метод конечных элементов, получил широкое распространение в численном решении задач прикладной электродинамики. Алгоритмы триангуляции на ос-

нове метода Делоне эффективно реализованы в современных средствах автоматизированного проектирования и трехмерной графики. Это обстоятельство имеет практическое значение, так как позволяет быстро сформировать геометрию декомпозиции исследуемого рефлектора и провести адаптивную коррекцию для участков резкого изменения геометрии поверхности S .

С помощью предложенного подхода формирования ММ было решено большее количество практических задач проектирования АС с различными рефлекторами. Результаты расчета ДН хорошо коррелируют с известными экспериментальными исследованиями опытных образцов АС.

Разработка математической модели антенной системы дальномерного радиомаяка

В ряде практических задач можно использовать более простые ММ АС, учитывающие специфические особенности расчета ДН в дальней зоне для вертикальной поляризации возбуждающих токов АС, вблизи которой расположены различные протяженные объекты [5]. Использование асимптотического соответствия двумерных и трехмерных задач антенной техники позволяет проводить детальный анализ ДН АС с учетом влияния различных рассеивающих объектов.

Рассмотрим процедуру формирования ММ для проектирования АС дальномерного радиомаяка со следующими параметрами:

- рабочая полоса частот – 960...1200 МГц;
- поляризация поля излучения – вертикальная;
- ширина ДН в горизонтальной плоскости – 60°; уровень обратного излучения – не более 25 дБ;
- ДН в вертикальной плоскости должна быть близка к косекансной ДН в заданном секторе углов;
- КУ – не менее 15 дБ относительно изотропного излучателя;
- АС должна иметь минимальные массогабаритные характеристики.

Общая классификация задач проектирования АС предполагает решение внешних и внутренних вопросов синтеза. Внешние зада-



чи – синтез АФР-возбуждения АС, формирующего ДН в дальней зоне. Если для внешних задач характерна определенная степень формализации ММ АС (например, вариационная формулировка задачи синтеза АФР криволинейного излучателя имеет одинаковый вид, как для электрических, так и для магнитных эквивалентных токов), то для внутренних задач решение производят только для конкретной АС. В частности, синтез геометрии сложного рефлектора для ВА осуществляется для заданного объекта установки с учетом ограничений на массогабаритные характеристики. К внутренним задачам также относят формирование синтезированного АФР и оптимизация фидерного тракта для заданных ограничений в частотной области. Данные вопросы решают индивидуально для конкретного типа проектируемой АС.

На первом этапе рассмотрим формирование ММ для внешней задачи синтеза. С учетом габаритных ограничений наиболее рациональный и достаточно просто реализуемый вариант построения АС заключается в выборе линейной антенной решетки, состоящей из восьми излучателей. Выберем расстояние d между излучателями $d \approx 0,7\lambda_{\text{ср}}$, где $\lambda_{\text{ср}}$ – средняя длина волны частотного диапазона. Это значение можно варьировать в небольших пределах. В качестве излучателей АС выберем полуволновые широкополосные вибраторы вертикальной поляризации. Такие излучатели широко используют на практике (диапазон волн от метровых до сантиметровых), так как они обладают хорошими массогабаритными характеристиками, а их конструкции компактны, технологичны и не требуют дорогостоящих материалов.

Для линейной антенной решетки необходима диаграммообразующая схема (ДОС), обеспечивающая формирование такого АФР-возбуждения излучателей АС, при котором ДН АС в наибольшей степени приближена к заданной ДН в рабочей полосе частот. Наиболее распространенный вариант построения ДОС – схема деления, состоящая из ряда делителей-мостов (синфазных или квадратурных), соединенных отрезками фидерных линий. Но она предполагает, что амплитудное распределение возбуждения фиксированное, а необхо-

димое фазовое распределение обеспечивает выбор длин соответствующих фидерных линий. Недостаток данной ДОС – существенная частотная зависимость фазовых распределений, особенно для широкополосных АС.

Частотные характеристики коэффициентов матрицы рассеяния для большинства современных мостов в широкой полосе частот достаточно стабильны, поэтому вариации фазовых распределений в полосе частот вызываются частотными свойствами отрезков фидерных линий. К достоинству ДОС с мостами, входы которых соединяются отрезками микрополосковых или копланарных линий, относят компактность планарных СВЧ-узлов. Их топологические параметры хорошо совместимы с общей конструкцией АС. Общие рекомендации по выбору амплитудного распределения, соответствующего заданной ДН, требуют выбора возбуждения излучателей, которое спадает к краям АС-амплитуд. С учетом свойств мостов-делителей амплитудное распределение проходит достаточно просто. Следовательно, для проектируемой АС основными варьируемыми параметрами внешней задачи синтеза являются фазы излучателей. В отличие от обычной задачи синтеза фазовых распределений для ФАР, обеспечивающих сканирование ДН, в соответствии с заданными требованиями к полю излучения необходимо формировать статичную ДН. Поэтому синтезированное фазовое распределение можно реализовать с помощью отрезков фидерных линий, что значительно упрощает конструкцию АС. Отметим, что в такой ДОС требуется контролировать изменение поля излучения во время синтеза во всей заданной полосе частот.

Общее выражение для множителя направленности линейной антенной решетки в дальней зоне для вертикальной плоскости выглядит следующим образом [6]:

$$f_{\Sigma}(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n \exp[i(\psi_n + kx_n \cos \theta)], \quad (9)$$

где N – количество излучателей;

$I_n \exp(i\psi_n)$ – АФР-возбуждения антенной решетки;

x_n – координаты излучателей, ось антенной решетки совпадает с осью x .



Тогда поле излучения антенной решетки в дальней зоне принимает следующий вид:

$$E(\theta) = i_{\theta} U_{\text{вх}} F_{\text{изл}}(\theta) f_{\Sigma}(\theta) \frac{\exp(-ikr)}{r}, \quad (10)$$

где $U_{\text{вх}}$ – амплитуда напряжения на входе ДОС;
 $F_{\text{изл}}(\theta)$ – ДН излучателя антенной решетки.

В первом приближении будем считать, что ДН излучателя в вертикальной плоскости определяют как ДН полуволнового вибратора над идеально проводящим бесконечным экраном, так как рефлектор в этой плоскости является достаточно протяженным. Синтез фазового распределения будем проводить на частоте $f_{\text{ср}}$.

Сформируем целевую функцию следующего вида [7]:

$$\Phi(\psi) = \int_{\theta_{\text{сск}}} |F(\theta) - F^*(\theta)|^2 d\theta + p \int_{\pi \setminus \theta_{\text{сск}}} [F(\theta) - F^*(\theta)]^+ d\theta \rightarrow \min, \quad (11)$$

где ψ – вектор фазового распределения;

$F(\theta)$ – ДН антенной решетки в вертикальной плоскости, определяемая из выражения (10);

$F^*(\theta)$ – заданная ДН в вертикальной плоскости;

$\theta_{\text{сск}}$ – угловой сектор, в пределах которого необходимо обеспечить косекансную ДН;

p – весовой коэффициент, регулирующий вклад в целевую функцию отклонений в других угловых областях; знак «+» во втором сла-

гаемом означает интегрирование функции, отличной от нуля только при превышении заданной ДН.

Для минимизации целевой функции (11) была использована программа *fminsearch* системы *MATLAB*, реализующая метод деформируемого многогранника Нелдера – Мида. Программа удобна для целевых функций такого вида, так как использование методов квадратичного программирования в силу сложной аппроксимации частных производных и матрицы Гессе заданного функционала неэффективно. На рис. 2 приведены синтезированные ДН АС в вертикальной плоскости на трех частотах $f_{\text{н}}$, $f_{\text{ср}}$, $f_{\text{в}}$, в наибольшей степени соответствующие заданной ДН. Предварительный выбор реализуемого (но не оптимального) амплитудного распределения и синтез только фазового распределения на практике проектирования антенных решеток считают наиболее рациональными. При этом степень приближения поля излучения АС к заданному виду может значительно уступать результатам решения задачи синтеза полного АФР [8].

На втором этапе решили задачу определения геометрии АС в плоскости поперечного сечения. Использование основных результатов работы [5] для заданной поляризации поля излучения допускает возможность перехода к решению более простой двумерной задачи синтеза профиля рефлектора.

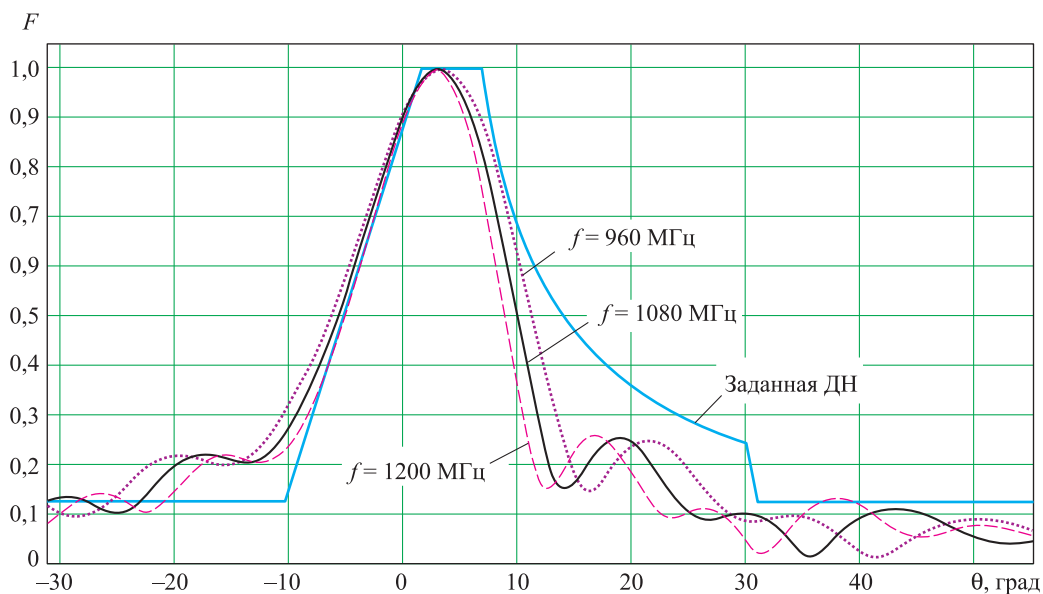


Рис. 2. Заданная и синтезированные ДН АС в вертикальной плоскости

Рассмотрим ММ АС в продольном направлении в виде нити электрического тока I , расположенной над замкнутым контуром L (рис. 3).

Пусть образующие контура параллельны оси x , а контур L удовлетворяет условию Ляпунова [3]. Построение ММ АС в этом случае отличается меньшей размерностью дискретного представления дифракционной задачи, к которой сводится взаимодействие излучающих элементов и рефлектора АС. При этом основные закономерности справедливы и для общего векторного трехмерного случая. Тогда для E -поляризации поля излучения с учетом граничных условий на контуре L получим следующее интегральное уравнение I рода:

$$\int_L j_s(q) H_0^{(2)}(kr_{pq}) dl_q = -IH_0^{(2)}(kr_{ps}), \quad (12)$$

где $j_s(q)$ – x -составляющая распределения тока на контуре L ;

$H_0^{(2)}(kr_{pq})$ – функция Ганкеля II рода нулевого порядка аргумента kr_{pq} ;

$$r_{pq} = \sqrt{(z_p - z_q)^2 + (y_p - y_q)^2} - \text{расстояние}$$

между точками наблюдения p и интегрирования q , $p, q \in L$;

I – АФР тока источника;

s – точка, в которой расположен источник поля возбуждения.

Численное решение уравнения (12) методом саморегуляризации [2] позволяет определить поле рассеяния на контуре L , которое совместно с полем источника дает возможность рассчитать ДН АС в горизонтальной плоскости. Для вычисления элементов СЛАУ, к которой редуцируется ИУ (12), также используют прямой метод обработки квадратурных

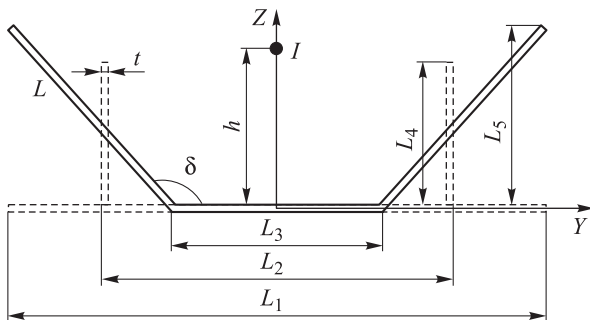


Рис. 3. Геометрия профиля рефлектора АС

выражений с особенностями на основе формул Гаусса – Лежандра с повышенным (от 28 до 32) числом узлов.

В качестве первого варианта для синтеза формы рефлектора АС выберем плоский экран шириной $L_1 = 200$ мм, толщиной $t = 3$ мм (см. рис. 3). Для бесконечно тонкого идеально проводящего рефлектора известно аналитическое решение в виде бесконечных рядов по функциям эллиптического цилиндра Маттье, Маттье – Бесселя, Маттье – Ганкеля [9]. Решение может служить тестовым для численного решения ИУ (12) предложенным методом. Отличие численного решения ИУ (12) от аналитического решения при числе узлов дискретизации $N = 168$ контура L составляет 0,02 %. Результаты численного решения (рис. 4) показывают, что такая конфигурация рефлектора не удовлетворяет заданным требованиям к ДН как по ширине в горизонтальной плоскости, так и уровню излучения в обратном направлении. Второй вариант – трансформация профиля рефлектора к резонаторной форме в виде прямоугольного желоба (см. рис. 3). Здесь форма ДН уже ближе к требуемой, но еще не соответствует заданным параметрам по ширине. Расчеты приведены для размеров $L_2 = 180$ мм, $L_4 = 105$ мм при той же толщине рефлектора.

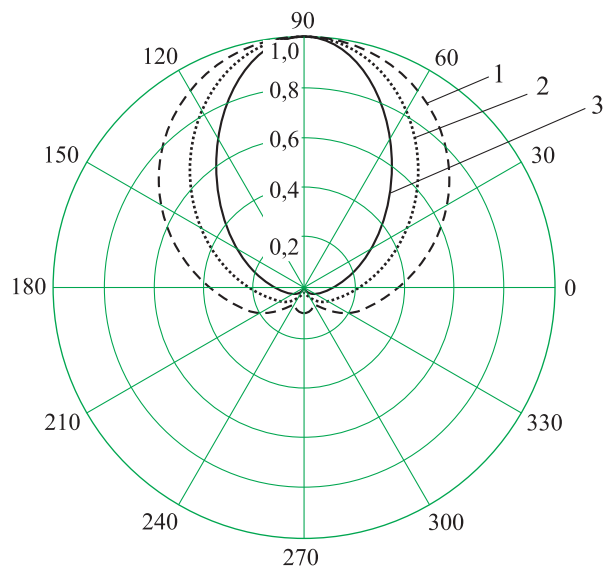


Рис. 4. ДН АС в горизонтальной плоскости:

- 1 — вариант I;
- 2 — вариант II;
- 3 — вариант III



В третьем варианте дальнейшую оптимизацию формы рефлектора проводим для следующих параметров: размер L_3 , угол δ между боковой стенкой и основанием рефлектора, так как размер L_5 , удовлетворяющий заданным габаритным ограничениям, выбран равным размеру L_4 .

Использование программы *fminsearch* позволило получить приемлемые результаты как по форме ДН, так и по расчетному коэффициенту направленного действия, который для заданного частотного диапазона должен быть не менее 16 дБ.

Расчеты ДН в горизонтальной плоскости получены для следующих параметров: $L_3 = 140$ мм; $\sigma = 135^\circ$. Данные незначительно от-

личаются от оптимальных и приведены к значениям, соответствующим технологическим требованиям изготовления АС.

Сравнение расчетных ДН в горизонтальной плоскости для всей рабочей полосы частот показывает, что необходимые требования к полю излучения в основном выполнены. Действительная ДН, соответствующая реальному излучателю АС, может иметь незначительные отличия от расчетных ДН, но основные характеристики поля излучения стабильны для ММ. Это объясняется регуляризирующим, сглаживающим характером интегральных операторов рассматриваемой задачи проектирования [2].

Для проверки адекватности ММ был изготовлен опытный образец АС. На рис. 5 и 6 приведены результаты измерений ДН-образца в вертикальной и горизонтальной плоскостях в условиях антенного полигона; общий вид образца дан на рис. 7.

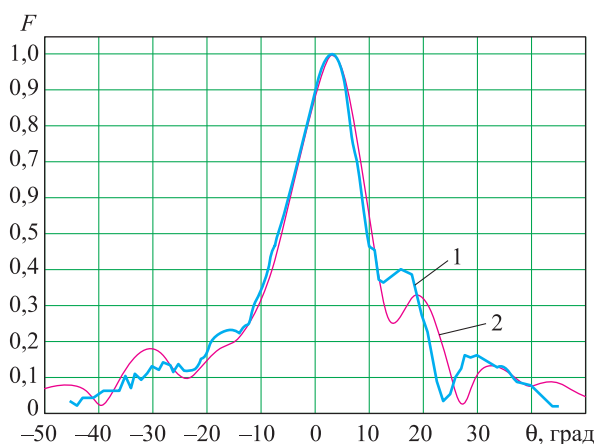


Рис. 5. Сравнение ДН АС в вертикальной плоскости:
1 — измеренная ДН;
2 — расчетная ДН

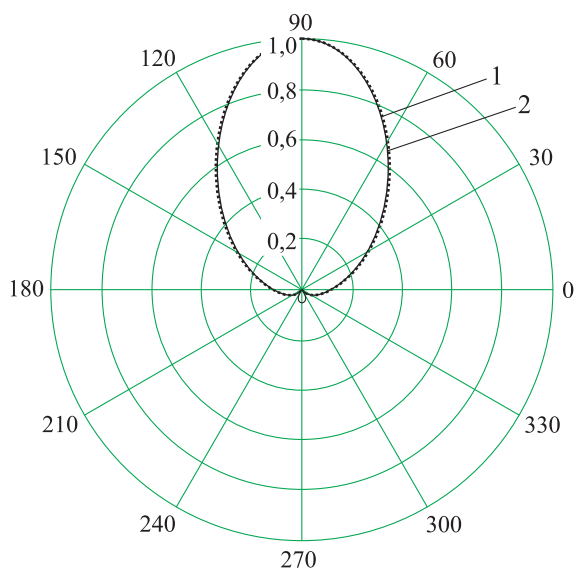


Рис. 6. Сравнение ДН АС в горизонтальной плоскости:
1 — измеренная ДН;
2 — расчетная ДН



Рис. 7. Общий вид образца антенны



Измерения ДН проводили на средней частоте заданного диапазона, для других частот также наблюдалось хорошее соответствие расчетных и экспериментальных результатов.

Данное соответствие подтверждает обоснованность принятых допущений при построении ММ АС.

Выводы

Предложенные ММ вибраторных излучателей с рефлекторами сложной формы имеют универсальный характер, так как блочная структура СЛАУ, определяемая дискретизацией области построения решения, позволяет автономно формировать блоки, организовывать их хранение и объединение в глобальную матрицу для оптимизации вычислительных ресурсов.

Использование фиксированного амплитудного распределения и синтез только фазового распределения обеспечивают простой, легко реализуемый на практике вариант построения функции возбуждения АС для расчета диаграмм направленности, удовлетворяющих требованиям асимптотического соответствия двумерных и трехмерных электродинамических задач. Функционал специального вида позволяет гибко реагировать на изменение формы ДН в разных угловых областях.

С использованием предложенных ММ разработана АС дальномерного радиомаяка, результаты экспериментальных исследований которого подтверждают высокую эффективность и точность результатов моделирования.

Список литературы

1. Вычислительные методы в электродинамике / под ред. Р. Митры. М.: Мир, 1977. 488 с.

2. Дмитриев В. И., Захаров Е. В. Интегральные уравнения в краевых задачах электродинамики. М.: Изд-во МГУ, 1987. 168 с.

3. Галишиникова Т. Н., Ильинский А. С. Численные методы в задачах дифракции. М.: Изд-во МГУ, 1987. 208 с.

4. Стрижков В. А. Оценка влияния размеров и формы рефлектора на основные характеристики направленности фазированных антенных решеток // Антенны. 2007. № 6. С. 14–17.

5. Войтович Н. И., Хашимов А. Б. О соответствии асимптотических решений двумерных и трехмерных задач в антенной технике // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55, № 12. С. 1471–1476.

6. Неганов В. А., Ключев Д. С., Табаков Д. П. Устройства СВЧ и антенны. Ч. II. Теория и техника антенн. М.: ЛЕНАНД, 2014. 728 с.

7. Численное решение некоторых задач прикладной электродинамики с применением методов аппроксимации и оптимизации / Н. П. Малакишинов, В. Г. Ерихов, В. Н. Гармаш, А. Н. Егоров // Сборник научно-методических статей по прикладной электродинамике. М.: Высшая школа, 1980. Вып. 4. С. 68–94.

8. Зелкин Е. Г., Соколов В. Г. Методы синтеза антенн. Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. М.: Советское радио, 1980. 296 с.

9. Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г., Терешин О. Н. Антенны УКВ: в 2 ч. Ч. 1. М.: Связь, 1977. 384 с.

Поступила 30.11.15

Воробьев Михаил Степанович – кандидат технических наук, доцент ФГБОУ ВПО «Южно-Уральский государственный университет», г. Челябинск.

Область научных интересов: радиолокация и радионавигация, антенны и устройства СВЧ, антенные измерения.

Кудрин Леонид Петрович – кандидат технических наук, доцент ФГБОУ ВПО «Южно-Уральский государственный университет», г. Челябинск.

Область научных интересов: антенны и устройства СВЧ, антенные измерения, автоматизированное проектирование устройств СВЧ.

Салихов Ринат Рафикович – главный конструктор НПО «Радиотехнические системы», г. Челябинск.

Область научных интересов: радиолокация и радионавигация, антенны и устройства СВЧ, вычислительная электродинамика.

Хашимов Амур Бариевич – кандидат физико-математических наук, доцент ФГБОУ ВПО «Южно-Уральский государственный университет», г. Челябинск.

Область научных интересов: антенны и устройства СВЧ, вычислительная электродинамика, математическое моделирование сложных антенных систем.



Technique for designing antenna systems with complex-shaped reflectors

The study presents a method of defining a mathematical model for dipole antennas with reflector. We employ functional matrix operators to provide a compact formulation of the radiation field computation problem for such antenna systems. We use an asymptotic correspondence between three-dimensional and two-dimensional problem solutions to design an antenna system for distance measuring equipment. Consequently, we propose a numerical technique for investigating the mathematical model; we use a non-linear objective function for optimising the excitation function of the antenna system.

Keywords: antenna systems, reflector, antenna arrays.

Vorobyev Mikhail Stepanovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Federal State State-Financed Educational Institution of Higher Professional Education “South Ural State University”, Chelyabinsk.

Research interests: radiolocation and radio navigation, microwave frequency antennas and devices, and antenna measurement.

Kudrin Leonid Petrovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Federal State State-Financed Educational Institution of Higher Professional Education “South Ural State University”, Chelyabinsk.

Research interests: microwave frequency antennas and devices, antenna measurement, and computer-aided microwave frequency device design.

Salikhov Rinat Rafikovich – Chief Designer, Research and Development Company “Radio Engineering Systems”, Chelyabinsk.

Research interests: radiolocation and radio navigation, microwave frequency antennas and devices, and computational electrodynamics.

Khashimov Amur Barievich – Candidate of Physico-Mathematical Sciences, Associate Professor, Federal State State-Financed Educational Institution of Higher Professional Education “South Ural State University”, Chelyabinsk.

Research interests: microwave frequency antennas and devices, computational electrodynamics, and mathematical modelling of complex antenna systems.



УДК 621.396.67

В. С. Столбовой, Л. С. Турко, П. В. Залётин

Пеленгационная характеристика системы «антенна – обтекатель» и пути повышения точности пеленгации радиолокационных объектов

На основе представления степенным рядом пеленгационной характеристики системы «антенна – обтекатель» дано теоретическое обоснование различных методов повышения точности пеленгации оснащенных данными системами бортовых радиолокационных станций (РЛС). Изложены принципы построения и приведены блок-схемы пеленгаторов, обеспечивающих многократное повышение точности визирования. Проанализированы ошибки пеленгации и приведены результаты исследования аппарата, реализующего предлагаемые методы.

Ключевые слова: точность пеленгации, пеленгационная антенна, радиопрозрачный обтекатель, система «антенна – обтекатель», бортовая РЛС.

Введение

В связи с увеличением скорости, маневренности и высотности радиолокационных объектов актуальна задача повышения точности их пеленгации радиолокаторами, имеющими в своем составе систему, которая состоит из пеленгационной антенны и защищающего ее от внешних воздействий радиопрозрачного обтекателя. Как известно, в реальной системе «антенна – обтекатель» (А–О) возникают разнообразные искажения характеристик направленности пеленгационной антенны, зависящие от ее углового положения относительно обтекателя, приводящие к возникновению пеленгационных ошибок (ПО), из-за которых пеленг целей осуществляется не в истинном, а в кажущемся направлении [1].

Традиционно в радиолокации независимо от метода пеленгации (фазового или амплитудного) пеленгационная характеристика (ПХ) аппроксимируется линейной функцией угла отклонения пеленгуемого объекта от оптической оси антенны, которую определяют единственным параметром – крутизной ПХ, при этом угловое положение источника отраженного сигнала считают как частное от деления напряжения на выходе пеленгационного приемника на крутизну ПХ.

Фронт электромагнитной волны, проходя через радиопрозрачный обтекатель, локально деформируется. Параметры ПХ зависят от частоты, углового положения антенны относительно оси обтекателя, поляризационных характеристик электромагнитного поля,

температурных режимов и т. п. В таких условиях решить большое число радиолокационных задач невозможно без точного знания ПХ, которая уже не может быть описана единственным параметром – крутизной ПХ.

Пеленгационная характеристика антенны при наличии радиопрозрачного обтекателя

Отраженное от объекта электромагнитное поле, падающее на систему А–О, представляет собой квазиплоскую волну [2], параметры поляризационного эллипса которой – угол ориентации главной оси $\gamma_{эл}$ и коэффициент эллиптичности $K_{эл}$ (рис. 1) меняются во времени в зависимости от параметров облучающей волны и ракурса объекта относительно радиолокатора.

Рассмотрим ПХ системы А–О: $P_{А-О}\{\beta, [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{эл}, K_{эл})]\}$ для углового положения α_x, α_y пеленгационной антенны относительно обтекателя, как правило, представляющую собой близкую к линейной зависимость напряжения на выходе пеленгационного приемника $P_{А-О}\{\beta, [...]\}$ от углового положения β радиолокационного объекта в плоскости пеленгации. Операцию нормирования ПХ проводят путем ее деления на масштабный коэффициент $C_{М1,А}$, имеющий размерность вольт/градус и соответствующий крутизне ПХ в отсутствие обтекателя для $\alpha_x = \alpha_y = 0$.

Детальный анализ физических явлений, приводящих к искажениям характеристик направленности в системе А–О [1, 3–5], позволяет представить нормированную ПХ $\beta_{А-О}\{\beta, [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{эл}, K_{эл})]\}$ системы А–О для каждого из каналов пеленгации (рис. 2) в обобщенном виде

© Столбовой В. С., Турко Л. С., Залётин П. В., 2016

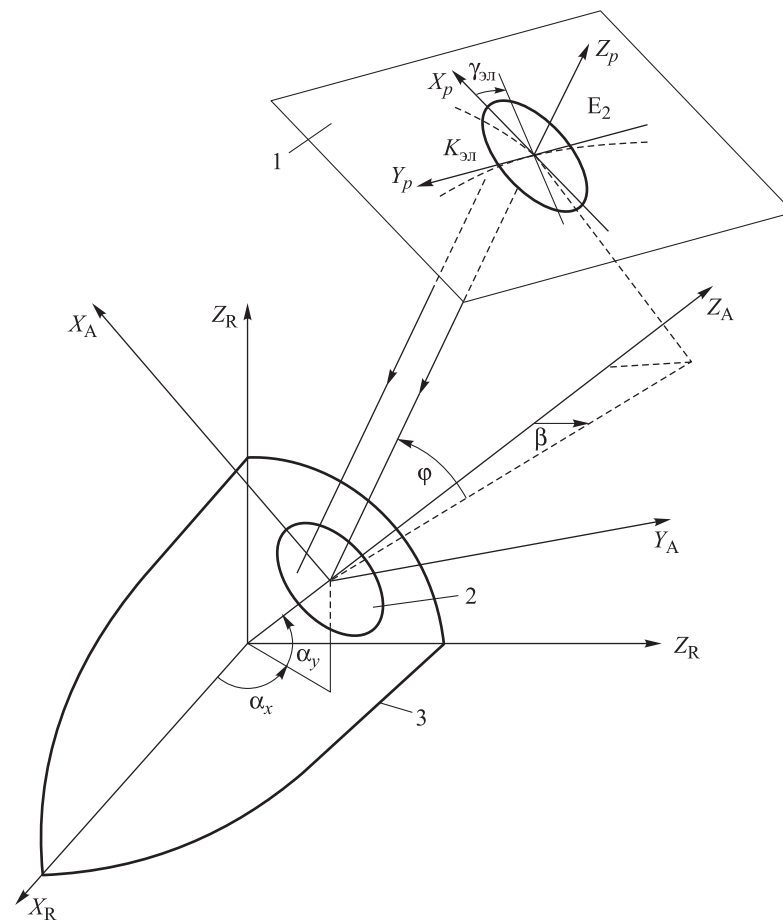


Рис. 1. Падение отраженной электромагнитной волны на систему А–О:

1 – плоскость фронта падающей волны;

2 – раскрыв антенны;

3 – обтекатель

$$\begin{aligned} \beta_{A-O} \{ \beta, [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{эл}, K_{эл})] \} = \\ = C_{0A-O} [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{эл}, K_{эл})] + \\ + C_{1A-O} [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{эл}, K_{эл})] \beta + \\ + C_{2A-O} [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{эл}, K_{эл})] \beta^2 + \\ + C_{3A-O} [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{эл}, K_{эл})] \beta^3 + \dots, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\beta_{A-O} \{ \dots \}$ – измеренное системой А–О угловое отклонение радиолокационного объекта на выходе пеленгационного приемника, а коэффициенты ряда характеризуют:

$C_{0A-O} [\dots]$ – смещение нуля ПХ системы А–О;

$C_{1A-O} [\dots]$ – крутизна нормированной ПХ системы А–О;

$C_{2A-O} [\dots], C_{3A-O} [\dots], \dots$ – искажения второго и более высоких порядков.

В отсутствие обтекателя на линейном участке ПХ антенны: $C_{0A-O} [\dots] = 0, C_{2A-O} [\dots] = 0, C_{3A-O} [\dots] = 0, \dots$ и ПХ принимает вид

$$\begin{aligned} \beta_A \{ \beta, [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{эл}, K_{эл})] \} = \\ = C_{1A} [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{эл}, K_{эл})] \beta, \end{aligned} \quad (2)$$

где $C_{1A} [\dots]$ – крутизна нормированной ПХ антенны в отсутствие обтекателя для $\alpha_x = \alpha_y = 0$. Обычно $C_{1A} [\dots] = 1$.

Как правило, из-за амплитудно-фазовых искажений электромагнитной волны, вносимых стенками обтекателя, $|C_{1A-O} [\dots]| < |C_{1A} [\dots]|$.

Исходя из уравнения (2) передаточную характеристику системы А–О как датчика канала пеленгации (рис. 3), в отсутствие обтекателя можно представить в виде звена с коэффициентом передачи

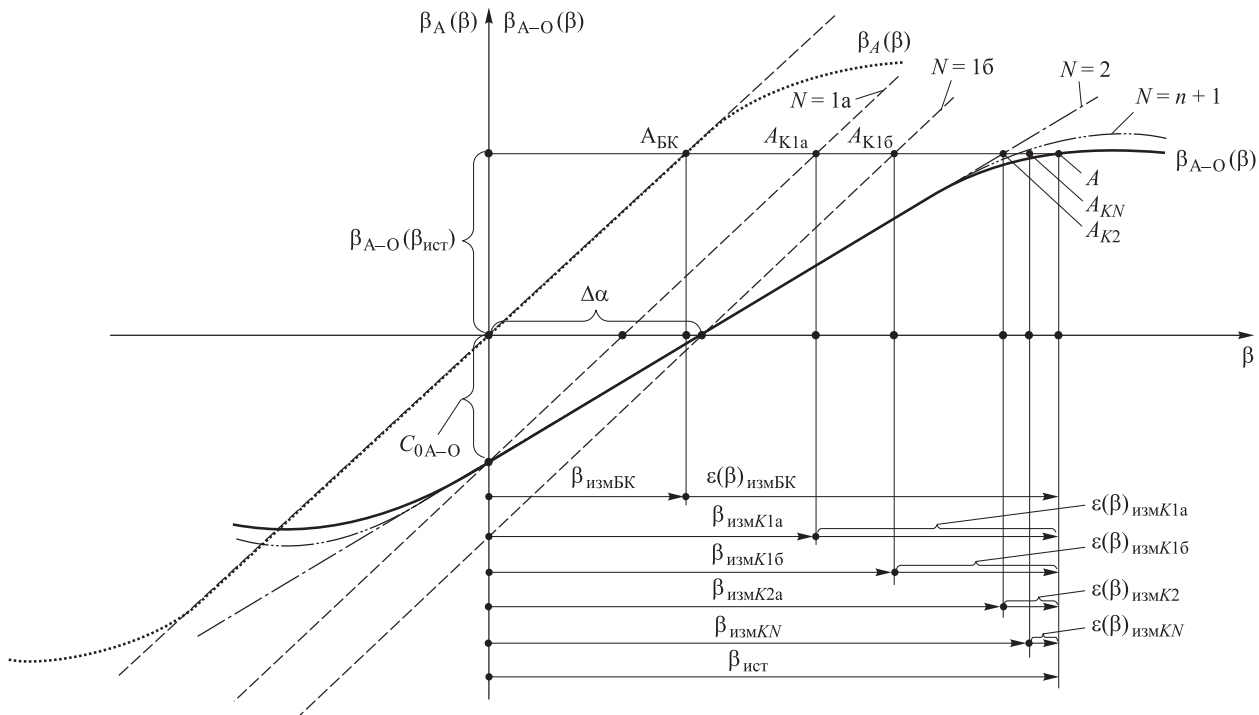


Рис. 2. Пеленгационные характеристики системы А–О до и после коррекции

$$\frac{\beta_A \left\{ \beta = \beta_{\text{ист}}, [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}})] \right\}}{C_{1A} [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}})]},$$

где $\beta_{\text{ист}}$ – истинное угловое положение объекта относительно системы координат антенны; $\beta_{\text{изм}}$ – измеренное угловое положение объекта относительно системы координат антенны.

Обычно на стадии предварительной калибровки системы А–О значение коэффициента $C_{M1A}[\dots]$ определяют экспериментально и размещают в бортовом компьютере в хранилище данных (ХД) (см. рис. 3, а). Очевидно, что в отсутствие обтекателя и вносимых им искажений справедливо равенство $\beta_{\text{изм}} = \beta_{\text{ист}}$.

Традиционно выражение (2) было основополагающим для систем пеленгации и сопровождения в радиолокации. При этом считалось, что оно справедливо и для систем, состоящих из пеленгационной антенны и радиопрозрачного обтекателя.

Пеленгационная ошибка $\Delta\alpha$ системы А–О для $\beta = \Delta\alpha$ может быть найдена на основе выражения (1) из условия $\beta_{A-O}\{\beta = \Delta\alpha, [\alpha_x, \alpha_y(\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}})]\} = 0$.

Соответственно, при наличии обтекателя в системе А–О и размещении радиоло-

кационного объекта в направлении $\beta = \beta_{\text{ист}}$ угловое отклонение цели, зарегистрированное на выходе пеленгационного приемника (см. рис. 2), будет равно уже не $\beta_A\{\beta = \beta_{\text{ист}}, [\dots]\}$, а $\beta_{A-O}\{\beta = \beta_{\text{ист}}, [\dots]\}$.

Сформулируем в общем виде задачу повышения точности пеленгации в системе А–О. Как отмечалось выше, ПХ – функция углового положения пеленгационной антенны в обтекателе α_x, α_y и зависит от многих величин: от параметров поляризационного эллипса $\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}}$ облучающей волны, частоты f излучения зондирующих импульсов, температуры T нагрева системы А–О в полете, времени от начала сопровождения и т. п. [1]. Поэтому постановка задачи повышения точности пеленгации корректна только при фиксации данных параметров или, по крайней мере, допущении, что их изменение не приведет к существенным искажениям ПХ, важным с точки зрения точности определения направления на радиолокационный объект. Как показала практика, такое допущение приемлемо для классической активной бортовой РЛС, в которой излучение зондирующих и прием отраженных сигналов осуществляет одна и та же пеленгационная антенна.

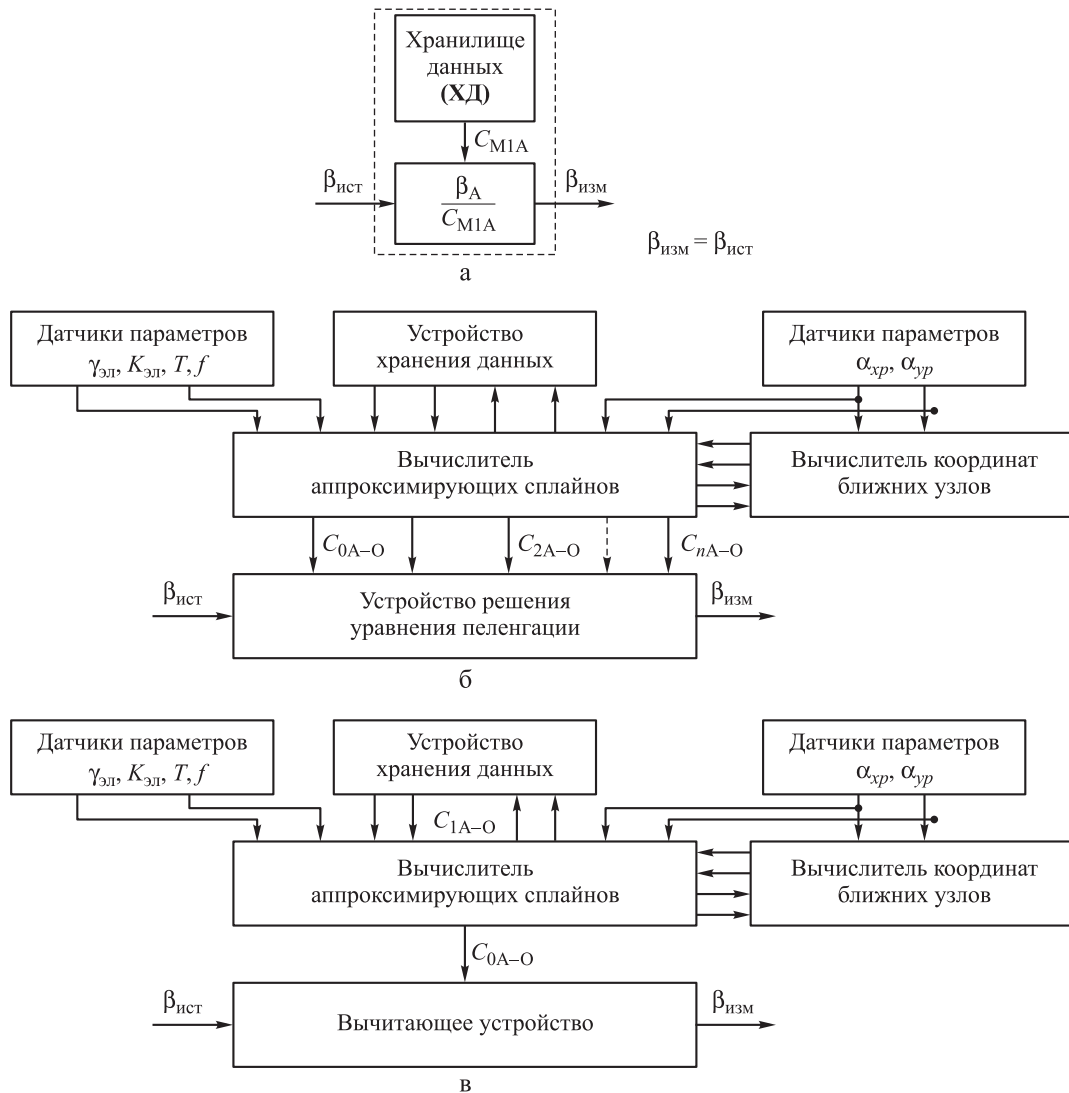


Рис. 3. Блок-схемы пеленгаторов различного порядка:
 а – без обтекателя;
 б – пеленгатор N -го порядка;
 в – пеленгатор 1-го порядка

Очевидно, что на первом этапе решения задачи повышения точности пеленгации систем А–О необходимо теоретически или экспериментально установить функциональные зависимости между искажениями ПХ, в частности, коэффициентами разложения ПХ и угловым положением пеленгационной антенны α_x, α_y .

Фактически решение задачи можно свести к теоретическому или экспериментальному определению значений коэффициентов разложения ПХ ($N = n + 1$, где n – степень полинома, используемого для разложения ПХ) и размещению их в ХД. Количество коэффициентов разложения N , показанное далее, выбирается исходя из требований к погрешности пеленгации.

На втором этапе необходимо установить аналитические связи между истинным $\beta_{ист}$ и измеренным $\beta_{изм}$ угловыми положениями радиолокационного объекта, позволяющие определять направления на радиолокационный объект с требуемой погрешностью пеленгации $\varepsilon(\beta) = \beta_{изм} - \beta_{ист}$.

И наконец, на третьем этапе решения задачи повышения точности пеленгации необходимо вычислить значение $\beta_{изм}$, обеспечивающее требуемую точность пеленгации с учетом ограниченности объема памяти хранилища данных, имеющегося в распоряжении разработчика. При этом необходимо использовать результаты, полученные в ходе работы на первом и втором этапах.



Изложенные соображения позволяют на основе выражения (1) в общем виде синтезировать алгоритм обработки сигналов, который сводится к определению $\beta_{\text{изм}}$ как корня уравнения пеленгации

$$\begin{aligned} \beta_{A-O} \{ \beta = \beta_{\text{ист}}, [\alpha_x, \alpha_y (\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}})] \} - \\ - C_{0A-O} [\alpha_x, \alpha_y (\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}})] - \\ - C_{1A-O} [\alpha_x, \alpha_y (\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}})] \beta_{\text{изм}} - \\ - C_{2A-O} [\alpha_x, \alpha_y (\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}})] \beta_{\text{изм}}^2 - \\ - C_{3A-O} [\alpha_x, \alpha_y (\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}})] \beta_{\text{изм}}^3 - \dots - \\ - C_{nA-O} [\alpha_x, \alpha_y (\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}})] \beta_{\text{изм}}^n = 0. \quad (3) \end{aligned}$$

Отметим, что в частном случае при отсутствии обтекателя, когда $C_{0A-O}[\dots] = 0$, $C_{2A-O}[\dots] = 0$, $C_{3A-O}[\dots] = 0$, ..., $C_{nA-O}[\dots] = 0$, уравнение пеленгации (3) на ее линейном участке сводится к классическому виду (2). Очевидно, что при $n \rightarrow \infty$, $\varepsilon(\beta) \rightarrow 0$ теоретически возможно создание идеального пеленгатора с системой А–О, у которого $\beta_{\text{изм}} = \beta_{\text{ист}}$. Однако на практике число членов уравнения (3) ограничено значением N , которое условно назовем порядком пеленгатора.

Пояснить функционирование предложенного нами в описании к патенту [3] пеленгатора N -го порядка (рис. 3, б), синтезированного на основе реализации приведенных выше алгоритмов, можно следующим образом. Во время функционирования радиолокатора непрерывно происходит решение уравнения пеленгации (3). Для значений α_x , α_y , снятых с выходов датчиков параметров пеленгации, в вычислителе из устройства хранения данных извлекаются значения C_{0A-O} , C_{1A-O} , ..., C_{nA-O} , соответствующие текущим значениям параметров пеленгации α_x , α_y ; $\gamma_{\text{эл}}$, $K_{\text{эл}}$; T , f ... Использование этих данных, а также сигнала углового отклонения цели с выхода пеленгационного приемника $\beta_{A-O} \{ \beta = \beta_{\text{ист}}, [\alpha_x, \alpha_y (\gamma_{\text{эл}}, K_{\text{эл}})] \}$ позволяет при решении уравнения пеленгации решить уравнение (3).

В общем случае, поскольку ПХ задано полиномом n -го порядка, решение данного уравнения пеленгации дает n -значений корней, включая комплексные числа. Для решения задач пеленгации наиболее важны параметры ПХ

системы А–О только в зоне квазилинейности и однозначности, поэтому из физических соображений $\beta_{\text{изм}}$ будет соответствовать действительный корень с минимальным значением модуля.

В условиях наземных испытаний экспериментальное измерение и вычисление значений коэффициентов ПХ в уравнении пеленгации (3) при варьировании параметров α_x , α_y и фиксации параметров $\gamma_{\text{эл}}$, $K_{\text{эл}}$ достаточно подробно описаны в работах [4–6], поэтому задать функцию ПХ можно с любой требуемой точностью. Измеренные значения коэффициентов C_{0A-O} , C_{1A-O} , C_{2A-O} , ..., C_{nA-O} размещаются в устройстве хранения данных (см. рис. 3, б).

Экспериментальное измерение данных коэффициентов и хранение в бортовом компьютере соответствующих им больших объемов информации для различных значений параметров требует решения сложных технических проблем, связанных с созданием автоматизированных измерительных комплексов, многостепенных поворотных устройств, ХД с большим объемом памяти и т. д. Обоснованный выбор необходимого порядка пеленгатора N осуществляют путем решения задачи оптимизации – удовлетворения противоречивых требований к точности пеленгации и имеющемуся в распоряжении разработчика объему долговременной памяти в устройстве хранения данных.

Синтез и анализ алгоритмов

повышения точности пеленгации

Перейдем к синтезу и анализу алгоритмов пеленгации для частных случаев, вытекающих из уравнения пеленгации (3).

Для пеленгатора 1-го порядка ($N = 1$) используют данные о значении только одного параметра ПХ системы А–О. При этом можно говорить о реализации пеленгатора 1-го порядка в двух вариантах (рис. 3, а, б).

В первом варианте (см. рис. 3, вариант а) используют данные о значении коэффициента $C_{0A-O}[\dots]$ и принимают следующие допущения: $C_{1A-O}[\dots] = C_{1A}[\dots]$; $C_{iA-O}[\dots] = 0$, где $i \geq 2$. Тогда алгоритм обработки, как вытекает из уравнения пеленгации (3), будет иметь следующий вид:



$$\beta_{\text{изм}} = \frac{\beta_{A-O} \{\beta = \beta_{\text{ист}}, [\dots]\}}{C_{1A}} - \frac{C_{0A-O}}{C_{1A}}. \quad (4)$$

Вид ПХ для этого случая приведен на рис. 2, блок-схема пеленгатора 1-го порядка – на рис. 3, в. Легко показать, что при принятых допущениях значение абсолютной погрешности пеленгации

$$\varepsilon(\beta) = \beta_{\text{изм}} - \beta_{\text{ист}} = -\Delta\alpha = \frac{C_{0A-O}}{C_{1A}}.$$

Тогда выражение (4) можно представить в виде

$$\begin{aligned} \beta_{\text{изм}} &= \frac{\beta_{A-O} \{\beta = \beta_{\text{ист}}, [\dots]\}}{C_{1A}} - \frac{C_{0A-O}}{C_{1A}} = \\ &= \frac{\beta_{A-O} \{\beta = E_{\text{ист}}, [\dots]\}}{C_{1A}} - \varepsilon(\beta). \end{aligned} \quad (5)$$

Из (5) следует, что пеленгатор 1-го порядка представляет собой устройство, описанное ранее [7]. Второй вариант пеленгатора 1-го порядка (см. рис. 3, б) удобнее рассмотреть после анализа пеленгатора 2-го порядка.

Для пеленгатора 2-го порядка для всех $i \geq 2$ полагают $C_{iA-O}[\dots] = 0$ и используют данные о значениях двух коэффициентов $C_{0A-O}[\dots]$, $C_{1A-O}[\dots]$.

Для этого случая из (3) получим выражение

$$\beta_{\text{изм}} = \frac{\beta_{A-O} \{\beta = \beta_{\text{ист}}, [\dots]\}}{C_{1A-O}} - \frac{C_{0A-O}}{C_{1A-O}}. \quad (6)$$

Отметим, что для принятых выше допущений

$$\varepsilon(\beta) = \beta_{\text{изм}} - \beta_{\text{ист}} = -\Delta\alpha = \frac{C_{0A-O}}{C_{1A-O}},$$

где $\Delta\alpha$ – смещение нуля ПХ системы А–О.

Точное измерение $\Delta\alpha$ возможно методом подвижного источника [8] или с помощью устройств (описанных в ранее опубликованных статьях [4–6]), позволяющих измерять также и значения $C_{1A-O}[\dots]$.

Возвращаясь к пеленгатору 1-го порядка, из равенства (6) можно синтезировать алгоритм пеленгатора 1-го порядка ($N = 1$) второго варианта, если в знаменателе первого члена заменить C_{1A-O} на коэффициент C_{1A} . В

этом случае алгоритм обработки сигналов пеленгатора 1-го порядка ($N = 1$) по варианту б приобретает вид

$$\beta_{\text{изм}} = \frac{\beta_{A-O} \{\beta = \beta_{\text{ист}}, [\dots]\}}{C_{1A}} - \frac{C_{0A-O}}{C_{1A-O}}. \quad (7)$$

Используя предложенный подход, можно синтезировать блок-схемы пеленгаторов 3-го и более высокого порядков.

На рис. 2 графически пояснены алгоритмы обработки сигналов для пеленгаторов различного порядка. Сигналу от радиолокационного объекта, расположенного в направлении $\beta_{\text{ист}}$, на нормированной ПХ системы А–О $\beta_{A-O}(\beta)$ соответствует точка А. Сигналу на откорректированной ПХ пеленгатору N-го порядка будет соответствовать точка A_{KN} ; пеленгатору 2-го порядка – точка A_{K2} ; пеленгатору 1-го порядка варианта а – точка A_{K1a} ; пеленгатора 1-го порядка варианта б – точка A_{K1b} ; на ПХ системы А–О без коррекции – точка A_{BK} . Там же наглядно проиллюстрировано уменьшение абсолютных погрешностей пеленгации $\varepsilon(\beta)_{\text{изм}KN}$ по мере роста порядка пеленгатора N.

Сравнительный анализ точности пеленгаторов различного порядка

Методические погрешности пеленгаторов могут быть проанализированы с помощью теоретического расчета или экспериментального измерения ПХ реальных систем А–О. Для различных значений параметров α_x , α_y данные о ПХ аппроксимируют полиномами различной степени (например, методом наименьших квадратов), и определяют значения коэффициентов C_{0A-O} , C_{1A-O} , C_{2A-O} , ..., C_{nA-O} . Вычитая уравнение пеленгации (3) для фиксированного значения n из уравнения пеленгации для случая идеального пеленгатора при $n \rightarrow \infty$, при котором $\beta_{\text{изм}} = \beta_{\text{ист}}$, после ряда преобразований и упрощений получим выражение для относительной методической погрешности пеленгации $\delta_K = [(\beta_{\text{изм}} - \beta_{\text{ист}}) / \beta_{\text{ист}}] \cdot 100\%$:

$$\begin{aligned} \delta_{KN} &= \\ &= \left[\frac{C_{n+1}\beta_{\text{ист}}^n + C_{n+2}\beta_{\text{ист}}^{n+1} + C_{n+3}\beta_{\text{ист}}^{n+2} + \dots}{C_{1A-O} + 2C_{2A-O}\beta_{\text{ист}} + 3C_{3A-O}\beta_{\text{ист}}^2 + \dots} \right] \times \\ &\quad \times 100\%. \end{aligned} \quad (8)$$



Выражение (8) позволяет в общем виде оценить относительную методическую погрешность пеленгации для заданного значения $n \geq 1$. При этом значения коэффициентов C_{0A-O} , C_{1A-O} , C_{2A-O} , ... могут быть получены путем расчета или определены экспериментально (табл. 1). Отметим, что абсолютные значения коэффициентов разложения ПХ быстро убывают с ростом порядка коэффициента как в системе А–О, так и в отсутствие обтекателя. В последнем случае ПХ представляет собой практически линейную функцию.

Перейдем к оценке методических погрешностей пеленгации δ_K для различных частных случаев с учетом их специфических особенностей. Для пеленгатора 1-го порядка (см. рис. 3, а) после проведения преобразований, аналогичных при выводе аналитического соотношения (8), получим

$$\delta_{K1a} = \left[\left(\frac{C_{1A-O} - C_{1A}}{C_{1A}} \right) \times \right. \\ \left. \times C_{2A-O} \beta_{ист} + C_{3A-O} \beta_{ист}^2 + \dots \right] \cdot 100 \% \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что методическую погрешность пеленгатора 1-го порядка (вариант а) определяется значением коэффициента C_{1A-O} , а вклад в суммарную методическую погрешность составляющих, обусловленных искажениями ПХ 2-го и более высокого порядков, зависит от углового положения $\beta_{ист}$

пеленгуемого объекта. Теоретические и экспериментальные исследования типичных систем А–О для различных положений антенны относительно обтекателя показали, что значение C_{1A-O} изменяется в пределах от 0,7 до 1,1. При пренебрежении вкладом искажений ПХ 2-го и более высокого порядков ожидаемая методическая погрешность пеленгатора 1-го порядка составит $\beta_{K1a} = -30 \% \dots + 10 \%$.

Для частного случая пеленгатора 1-го порядка варианта б, применяя преобразования, аналогичные выводу соотношений (8) и (9), получим

$$\delta_{K1b} = \left[\left(\frac{C_{1A-O} - C_{1A}}{C_{1A}} \right) \left(1 - \frac{\Delta \alpha}{\beta_{ист}} \right) + \right. \\ \left. + C_{2A-O} \beta_{ист} + C_{3A-O} E_{ист}^2 + \dots \right] \cdot 100 \% \quad (10)$$

Для частного случая пеленгатора 2-го порядка из равенства (8) вытекает следующее выражение для методической погрешности:

$$\delta_{K2} = \left[\frac{C_2 \beta_{ист}^2 + C_3 \beta_{ист}^3 + C_4 \beta_{ист}^4 + \dots}{C_{1A-O} + 2C_{2A-O} \beta_{ист} + 3C_{3A-O} \beta_{ист}^2 + \dots} \right] \times \\ \times 100 \%$$

Следовательно, значение методической погрешности пеленгатора 2-го порядка определяется исключительно искажениями ПХ 2-го и более высокого порядков и зависит от углового положения $\beta_{ист}$ объекта пеленгации.

Таблица 1

Значения коэффициентов, полученные в результате экспериментального исследования типичной системы «антенна – обтекатель»

В системе «антенна – обтекатель»						
α , град	C_{0A-O}	C_{1A-O}	C_{2A-O}	C_{3A-O}	C_{4A-O}	C_{5A-O}
0	0,0021	1,0062	1,1606e-004	1,8915e-007	-7,3652e-008	2,3714e-009
8	4,1970	1,0210	2,3825e-004	1,1494e-005	1,2610e-007	2,4328e-009
12	6,4113	0,9298	5,9145e-004	2,5388e-005	-2,7787e-007	-1,7799e-008
Без обтекателя						
α , град	C_{0A}	C_{1A}	C_{2A}	C_{3A}	C_{4A}	C_{5A}
0	-0,0016	1	8,5370e-005	3,3478e-006	-1,7632e-008	1,7911e-009



Для подтверждения достоверности полученных теоретических результатов были проведены экспериментальные исследования точности пеленгации при реализации предложенных алгоритмов обработки сигналов. На рис. 4 в качестве примера приведены результаты измерения пеленгационных ошибок системы А–О до коррекции в составе классического пеленгатора и после коррекции в составе пеленгатора 1-го порядка варианта а. Как можно заметить, применение пеленгатора даже 1-го порядка позволяет уменьшить максимальные значения ПО в 4–5 раз, что подтверждает достоверность теоретических результатов, а также разработанных на их основе схемотехнических решений, часть из которых защищена патентами и апробирована на практике.

Выводы

Проведенный теоретический анализ позволил уточнить традиционное представление пеленгационной характеристики классического радиолокатора и обобщить его для системы, состоящей из пеленгационной антенны и радиопрозрачного обтекателя. Это дает возможность решить задачу повышения точности пеленгации и сопровождения на основе предложенного авторами уравнения пеленгации путем синтеза алгоритмов обработки сигналов и блок-схем пеленгаторов 1-го, 2-го и более высоких порядков, позволяющих практически исключить погрешности пеленгации, обусловленные искажениями электромагнитных волн в системе А–О.

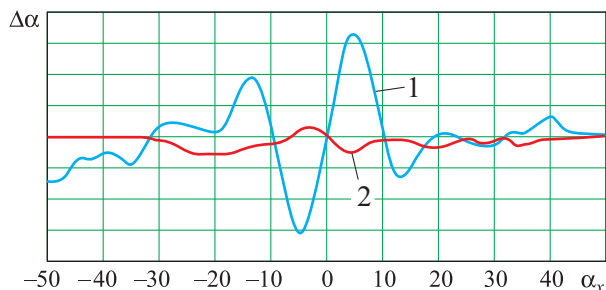


Рис. 4. Пеленгационные ошибки системы:

- 1 – традиционный пеленгатор;
- 2 – пеленгатор 1-го порядка

Полученные аналитические соотношения и разработанные методики позволяют оценить методические погрешности различных алгоритмов обработки сигналов и обоснованно подходить к синтезу оптимального пеленгатора в зависимости от поставленных требований.

Список литературы

1. Каплун В. А. Обтекатели антенн СВЧ (радиотехнический расчет и проектирование). М.: Советское радио, 1974. 240 с.
2. Канарейкин Д. П., Павлов Н. Ф., Потехин В. А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Советское радио, 1966. 440 с.
3. Устройство пеленгации и сопровождения с компенсацией искажений пеленгационной характеристики системы «Антенна – Обтекатель»: патент RU 2563625 C1 / В. С. Столбовой, Л. С. Турко, П. В. Залётин.
4. Измеритель пеленгационных характеристик системы «Антенна – Обтекатель»: пат. RU 2287834 C1 / В. С. Столбовой. № 2005118308/09, заявл. 14.06.2005; опубл. 20.11.2006, Бюл. 32. 8 с.
5. Измеритель пеленгационных характеристик системы «Антенна – Обтекатель»: пат. RU 2442181 C1 / В. С. Столбовой, Л. С. Турко, П. В. Залётин. № 2010147056/11, заявл. 19.11.2010; опубл. 10.02.2012, Бюл. № 4. 5 с.
6. Столбовой В. С., Турко Л. С., Залётин П. В. Разработка амплитудных измерителей радиотехнических характеристик системы «Антенна – Обтекатель» // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». 2011. № 1 (5). 64–73 с.
7. Устройство сопровождения с компенсацией пеленгационных ошибок системы «Антенна – Обтекатель»: пат. RU 2284534 C1 / В. П. Берсенев, В. А. Сосновский, В. С. Столбовой, А. М. Сухов. № 2005112399/09; заявл. 25.04.2005; опубл. 27.09.2006, Бюл. № 27. 6 с.
8. Radome Engineering Handbook: Design and Principles / J.D. Walton, Jr., ed. New York: M. Dekker, inc., 1970. 592 p. Chapter 7: Electrical Evaluation of Operational Radomes. 592 p.

Поступила 28.10.15

Столбовой Валерий Стефанович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник, начальник лаборатории АО «МНИИ «Агат», г. Москва.

Область научных интересов: разработка и радиотехнические испытания систем «антенна–обтекатель».



Турко Леонид Степанович – начальник отделения АО «МНИИ «Агат», г. Москва.

Область научных интересов: разработка антенн и обтекателей, а также методов их расчета и испытаний.

Залетин Павел Владимирович – инженер АО «МНИИ «Агат», г. Москва.

Область научных интересов: разработка и радиотехнические испытания систем «антенна–обтекатель».

Direction finding characteristic of an “antenna – radome” system and ways of increasing direction finding accuracy for radiolocation objects

In the work we provide a theoretical verification for various techniques of increasing direction finding accuracy of on-board radio systems equipped with “antenna – radome” systems, based on representing a direction finding characteristic of an “antenna – radome” system as a power series. Moreover, we describe design principles and flowcharts of direction finders ensuring a multiple increase in detection accuracy. Consequently, we analyse direction finding errors, and supply our research with the results of investigating a device implementing the techniques suggested.

Keywords: direction finding accuracy, direction finding antenna, radome, antenna – radome system, on-board radio system.

Stolbovoy Valeriy Stefanovich – Candidate of Engineering Sciences, Senior Staff Scientist, Head of Laboratory, Joint stock company “Moscow Research Institute “AGAT”, Moscow.

Research interests: development and radio engineering trials of antenna – radome systems.

Turko Leonid Stepanovich – Head of Department, Joint stock company “Moscow Research Institute “AGAT”, Moscow.

Research interests: development of antennas and radomes, and methods of their design and testing.

Zaletin Pavel Vladimirovich – Engineer of Joint stock company “Moscow Research Institute “AGAT”, Moscow.

Research interests: development and radio engineering trials of antenna – radome systems.



УДК 621.396.96+621.391.821

В. В. Яцышен, А. Ю. Гордеев

Электродинамические методы селекции целей

Рассмотрен новый электродинамический подход к селекции целей. Показано, что топологический портрет в случае p -поляризации для двух типов угловых отражателей в определенном смысле противоположен случаю s -поляризации и, следовательно, можно проследить явную поляризационную зависимость топологических портретов углового отражателя.

Ключевые слова: бистатическая радиолокация, электродинамический портрет, угол падения.

Данная статья написана в продолжение темы анализа электродинамических методов селекции целей, начатой в работах [1, 2]. В частности, в них был рассмотрен метод поляризационной дистанционной диагностики объектов [1] и изложен способ решения задачи о рассеянии поляризованного электромагнитного излучения объектами – угловым отражателем и ракетой, представлены угловые спектры радиационного сечения рассеяния для случая моностатической радиолокации [2]. В настоящей работе приведены результаты расчетов для случая бистатической радиолокации тех же объектов. Геометрия решаемой задачи представлена на рис. 1.

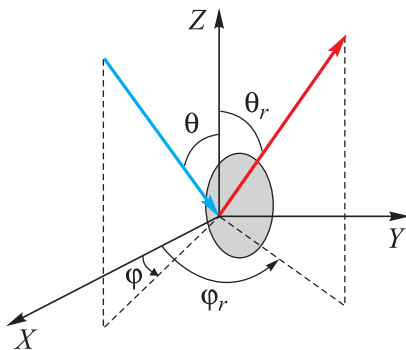


Рис. 1. Геометрия рассеяния в бистатической радиолокации: φ, θ – сферические угловые координаты направления падающего излучения; φ_r, θ_r – сферические угловые координаты рассеянного излучения

Подход к изучению рассеянного электромагнитного излучения, а также бистатическая радиолокация не являются чем-то новым в радиолокации. По данным темам существует множество работ, в первую очередь зарубежных [3–9]. Исследования влияния различных поляризаций зондирующего излучения на характер получаемой радиолокационной кар-

тины проводили ранее (правда, в несколько другом разрезе), например, в работах [7, 8]. Особенностью предлагаемого подхода является анализ топологического портрета рассеянного излучения, сформированного двумя углами, изменяющимися в широком диапазоне значений, – углом падения и углом рассеяния при различных поляризациях зондирующего излучения. Как показано ниже, для различных объектов эти портреты столь же уникальны, как отпечатки пальцев.

Проанализируем результаты расчетов, представленные на рис. 2–9. На них указана поляризация падающего излучения – p или s . Первый случай соответствует ориентации вектора поля падающего излучения при $E_\varphi^{in} = 0, E_\theta^{in} \neq 0$, а второй – при $E_\varphi^{in} \neq 0, E_\theta^{in} = 0$.

На рис. 3 показана зависимость радиационного сечения рассеяния (RCS) углового отражателя в бистатическом варианте локации от углов падающего излучения φ и рассеянного φ_r . Заметно, что топологический рисунок в случае углового отражателя сильно зависит от характера поляризации падающего излучения. В этом смысле весьма показательны двумерные рисунки, демонстрирующие преимущество использования поляризованного излучения перед неполяризованным – в первом случае отчетливо виден векторный характер электромагнитного поля. Назовем для краткости эти двумерные рисунки топологическим портретом рассеянного электромагнитного поля (по аналогии с фазовым портретом в теории колебаний).

На рис. 2, 3 видно, что на топологическом портрете в случае p -поляризации в центре картины наблюдается выраженный максимум в виде линии, которая растянута от левого нижнего в правый верхний угол, при этом он более

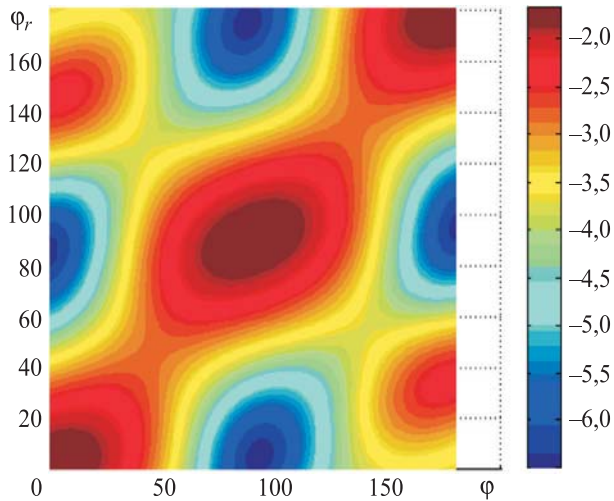


Рис. 2. Радиационное сечение рассеяния уголкового отражателя. Бистатистическая геометрия, p -поляризация. Зависимость от углов φ_r , φ , град. Двумерная картина

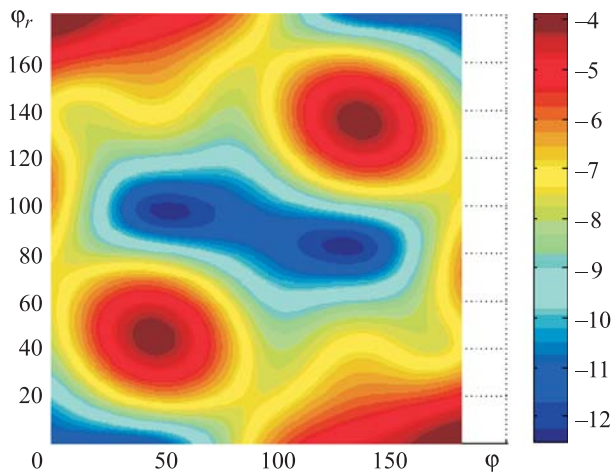


Рис. 3. Радиационное сечение рассеяния уголкового отражателя. Бистатистическая геометрия, s -поляризация. Зависимость от углов φ_r , φ , град

выражен в центре, чем по краям. В случае s -поляризации, наоборот, в центре портрета расположена область минимума, которая по той же диагонали сменяется овальными областями максимума сечения рассеяния. Таким образом, прослеживается явная поляризационная зависимость топологических портретов рассеяния для уголкового отражателя.

Аналогичная зависимость для рассеяния на ракете приведена на рис. 6. Здесь также можно наблюдать определенное различие топологических портретов для разных поляризаций. Однако весьма существенно различаются топологические портреты уголкового отражателя и ракеты (см. двумерные картины на рис. 2, 6 и рис. 3, 7).

Расчет портретов проводили при следующих условиях: зондирующее излучение падало под фиксированным углом $\theta = 45^\circ$, угол φ изменялся в диапазоне $0 \leq \varphi \leq 180^\circ$. Угол рассеяния φ_r в бистатистической радиолокации изменялся в пределах $0 \leq \varphi_r \leq 180^\circ$. Данный случай будем называть азимутальной бистатистической радиолокацией.

Зависимости RCS уголкового отражателя и ракеты, дБ, в бистатистическом варианте локации от углов падающего излучения θ и рассеянного θ_r показаны на рис. 4, 5 и рис. 8, 9. Этот случай назовем полярной бистатистической радиолокацией. Зондирующее излучение падает под фиксированным углом $\varphi = 45^\circ$, а угол θ изменяется в диапазоне $0 \leq \theta \leq 180^\circ$. Угол рас-

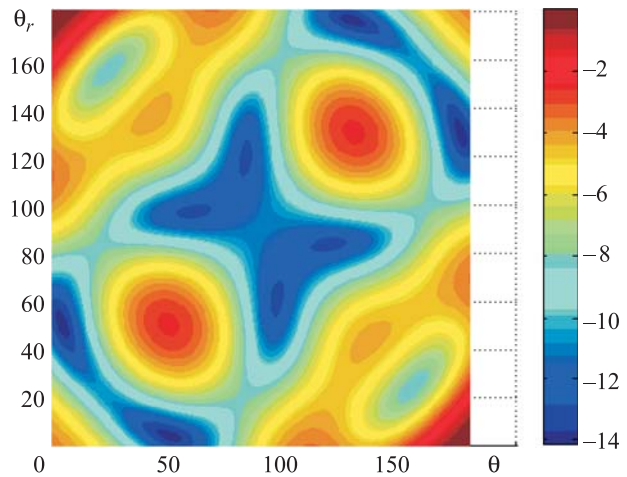


Рис. 4. Радиационное сечение рассеяния уголкового отражателя. Бистатистическая геометрия, p -поляризация. Зависимость от углов θ , θ_r , град

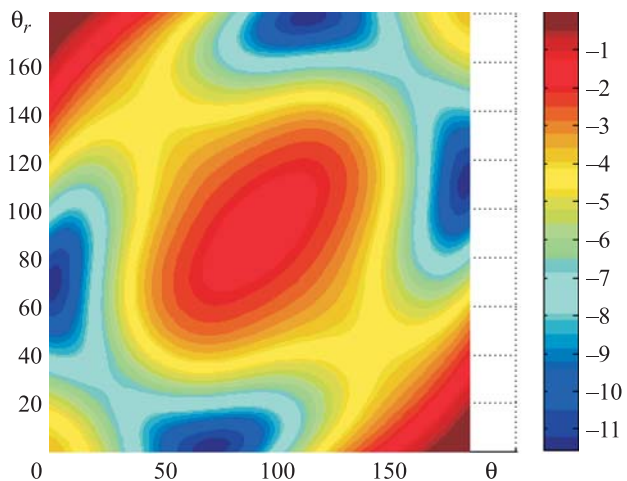


Рис. 5. Радиационное сечение рассеяния уголкового отражателя. Бистатистическая геометрия, s -поляризация. Зависимость от углов θ , θ_r , град

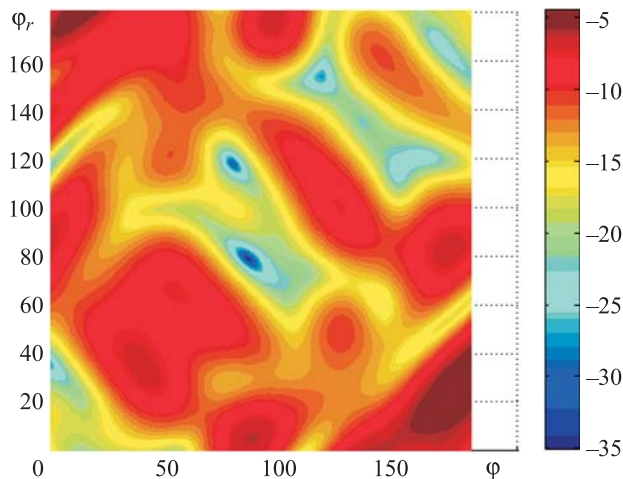


Рис. 6. Радиационное сечение рассеяния ракеты.
Бистатистическая геометрия, p -поляризация.
Зависимость от углов φ_r , φ , град

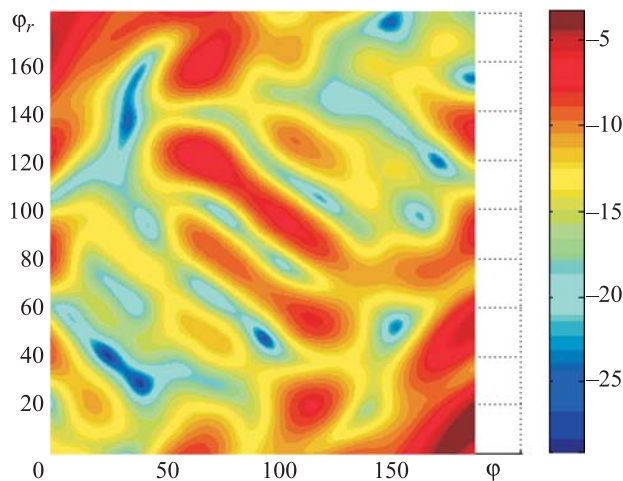


Рис. 7. Радиационное сечение рассеяния ракеты.
Бистатистическая геометрия, s -поляризация.
Зависимость от углов φ_r , φ , град

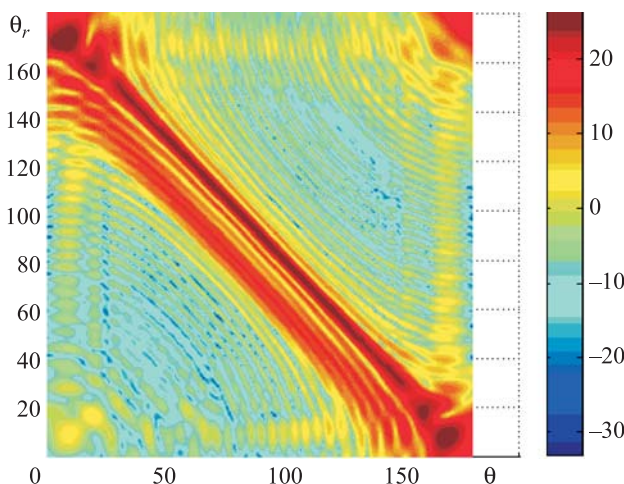


Рис. 8. Радиационное сечение рассеяния ракеты.
Бистатистическая геометрия, p -поляризация.
Зависимость от углов θ , θ_r , град

сечения θ_r в бистатистической радиолокации также изменяется в пределах $0 \leq \theta_r \leq 180^\circ$.

Как и в предыдущем случае изменения углов φ_r , φ , здесь наблюдается зависимость радиационного сечения рассеяния от поляризации для уголкового отражателя. Однако теперь для p -поляризации в центре топологического портрета существует область минимума в виде бабочки, в то время как для изменяющихся углов ранее наблюдалась область максимума. В случае s -поляризации в центре портрета можно увидеть обширную область максимума в противоположность рассмотренной ранее области минимума для изменяющихся углов θ , θ_r . Такая специфика расположения областей максимума и минимума при выборе способа изменения падающих углов и углов рассеяния дает дополнительную информацию о рассеивающем объекте, в данном случае – уголкового отражателя. Топологический портрет, содержащий в этом случае две достаточно четко разделяемые области максимума и минимума, можно объяснить интерференцией дифрагированного электромагнитного поля на небольшом препятствии – уголкового отражателя. Более сложную дифракционную картину, содержащую множество интерференционных максимумов и минимумов, можно наблюдать в случае изменения углов θ , θ_r при зондировании ракеты. Причина в том, что в этом варианте дифракционное препятствие (продольная проекция ракеты) во много раз превышает в размерах рассмотренное выше для случая

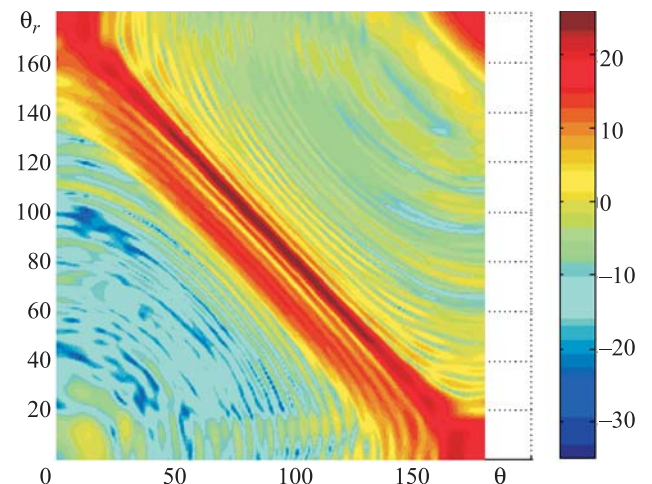


Рис. 9. Радиационное сечение рассеяния ракеты.
Бистатистическая геометрия, s -поляризация.
Зависимость от углов θ , θ_r , град

изменения углов φ_r , φ препятствие в виде поперечного сечения ракеты. Для уголкового отражателя, как видно из рисунков, в случае изменения углов θ , θ_r при фиксированных φ_r , φ можно наблюдать взаимно противоположный характер топологических портретов для различных поляризаций. Что касается ракеты, то в этом варианте бистатической радиолокации при сравнительно большом продольном размере ракеты дифракционная картина практически не зависит от вида поляризации. Следует заметить, что зондирование, связанное с изменением углов θ , θ_r , дает более слабые значения радиационного сечения рассеяния по сравнению с полярной радиолокацией. И если в первом случае максимальные значения RCS, дБ, отрицательные, то во втором они достигают в максимуме нескольких десятков. На рис. 10 приведена трехмерная картина рассеяния уголкового отражателем s-поляризованного зондирующего излучения в бистатической геометрии и зависимости от углов θ , θ_r .

Помимо изучения упомянутых выше стандартного уголкового отражателя (в проекциях представляющего собой квадрат, пересеченный диагоналями и составленный из восьми треугольных уголков [2]) и ракеты, было проведено исследование рассеяния поляризованного электромагнитного излучения с частотой 0,5 ГГц уголкового отражателем другого вида (рис. 11). Отражатель представляет собой три взаимно перпендикулярных металлических квадрата со сторонами 0,6 м и толщиной плоскости 6 мм.

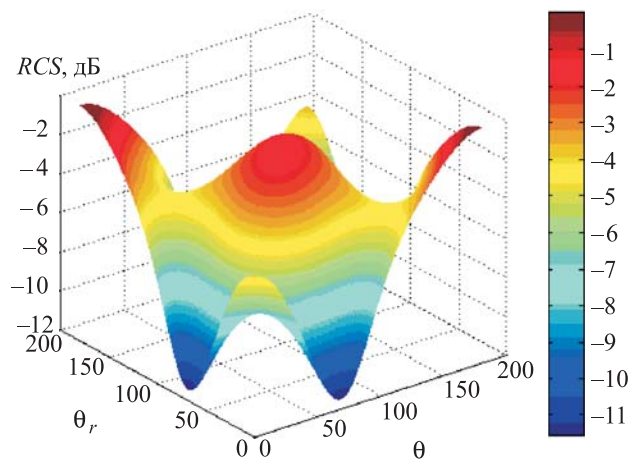


Рис. 10. Радиационное сечение рассеяния ракеты, 3D-изображение. Бистатическая геометрия, s-поляризация. Зависимость от углов θ , θ_r , град

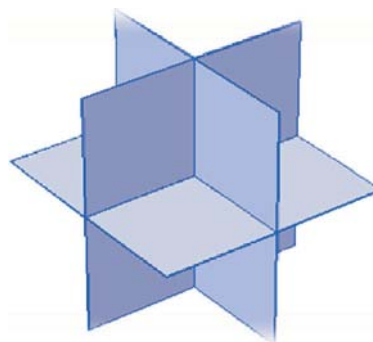


Рис. 11. Модель отражателя из взаимно перпендикулярных плоскостей, проходящих через середины его квадратных проекций

Сечения рассеяния (в децибелах) для бистатической радиолокации объекта при различных поляризациях приведены на рис. 12–21. Как и ранее, θ обозначает угол падения, а θ_r – угол рассеяния в бистатической схеме радиолокации, град. При этом считаем угол φ равным 45° . Напомним, что частота зондирующего излучения принята равной 0,5 ГГц.

Двумерная топологическая картина рассеяния в случае p-поляризации показана на рис. 12. В достаточно широкой области около точек $\theta_r = 90^\circ$ и $\theta = 90^\circ$ расположены максимальные значения сечения рассеяния. Следовательно, если изменять угол падения θ от 0 до 180° и угол наблюдения θ_r от 180° до 0, то, говоря «геометрическим» языком, двигаясь из верхнего левого угла топологической двумерной картины сечения рассеяния

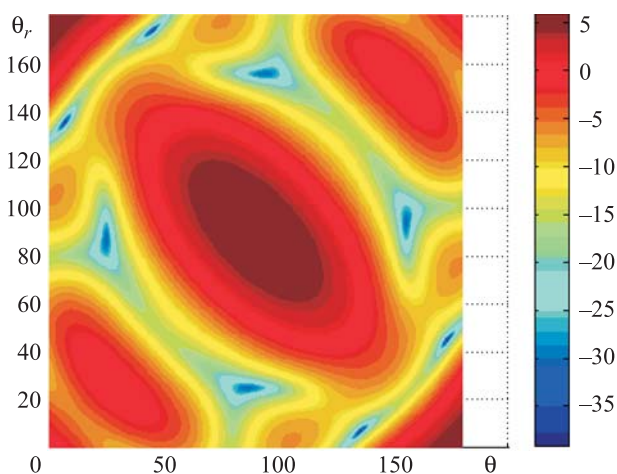


Рис. 12. Радиационное сечение рассеяния уголкового отражателя из взаимно перпендикулярных плоскостей. Бистатическая геометрия, p-поляризация. Зависимость от углов θ , θ_r , град

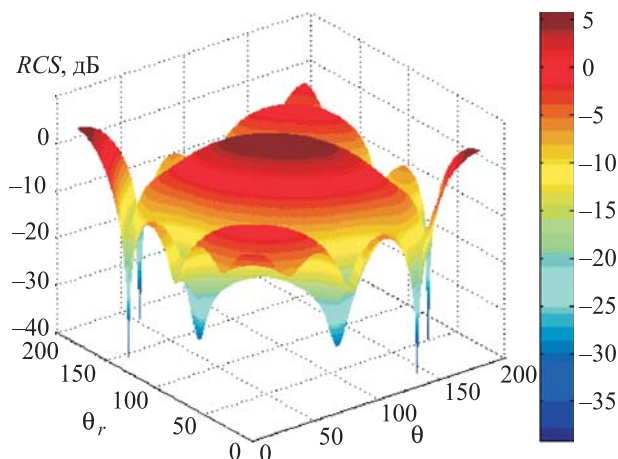


Рис. 13. Радиационное сечение рассеяния углового отражателя из взаимно перпендикулярных плоскостей, 3D-изображение. Бистатистическая геометрия, p -поляризация. Зависимость от углов θ , θ_r , град

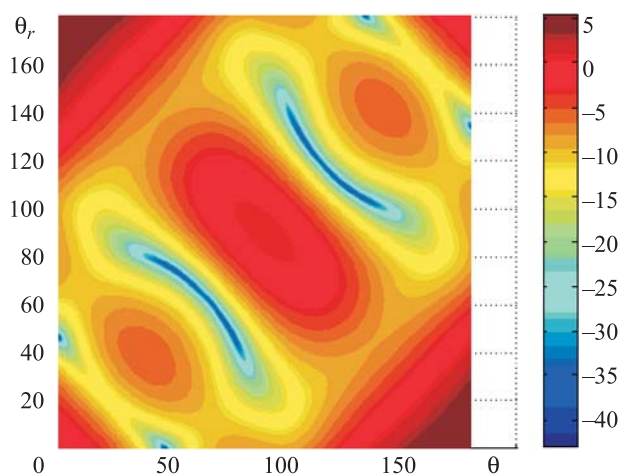


Рис. 14. Радиационное сечение рассеяния углового отражателя из взаимно перпендикулярных плоскостей. Бистатистическая геометрия, s -поляризация. Зависимость от углов θ , θ_r , град

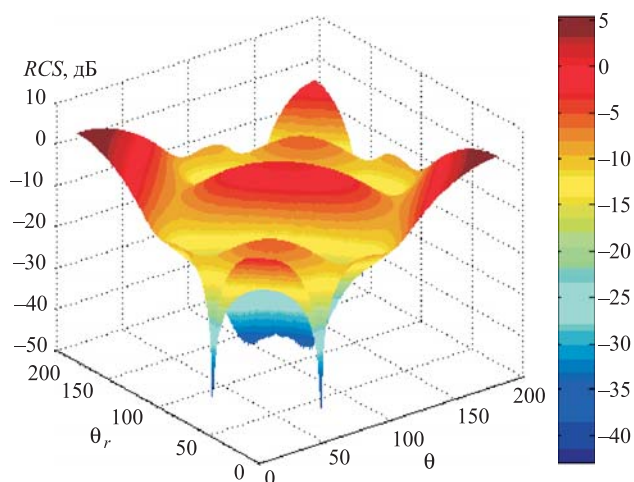


Рис. 15. Радиационное сечение рассеяния углового отражателя из взаимно перпендикулярных плоскостей, 3D-изображение. Бистатистическая геометрия, s -поляризация. Зависимость от углов θ , θ_r , град

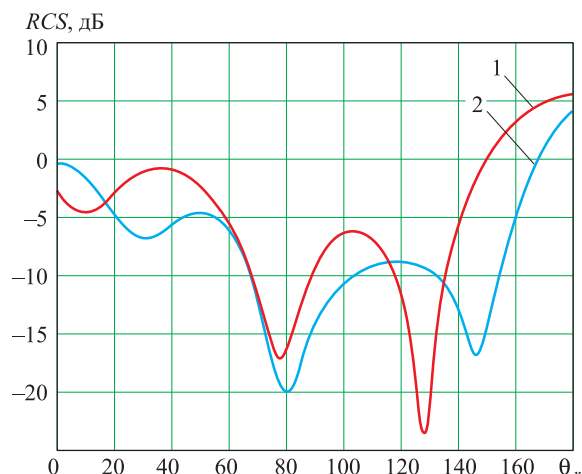


Рис. 16. Графики зависимостей радиационного сечения рассеяния углового отражателя от угла наблюдения θ_r для двух различных углов падения (обозначены $IncAngle$). Бистатистическая геометрия, p -поляризация:
1 – $IncAngle = 0^\circ$;
2 – $IncAngle = 15^\circ$

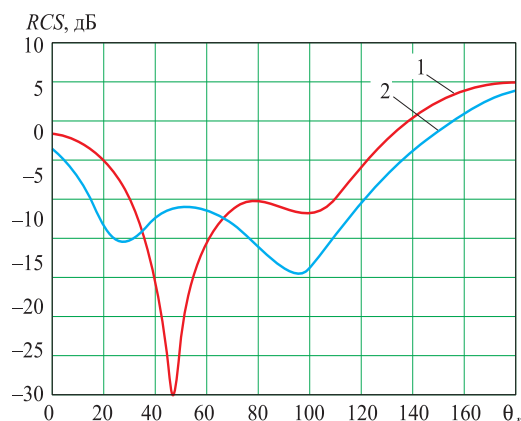


Рис. 17. Графики зависимостей радиационного сечения рассеяния углового отражателя от угла наблюдения θ_r для двух различных углов падения (обозначены $IncAngle$). Бистатистическая геометрия, s -поляризация:
1 – $IncAngle = 0^\circ$;
2 – $IncAngle = 15^\circ$

ния в правый нижний, можно увидеть область сильного отражения. В области $\theta = 20...90^\circ$, $\theta_r = 80...20^\circ$ и симметричной относительно главной диагонали области $\theta = 90...160^\circ$, $\theta_r = 150...90^\circ$ есть островки минимального отражения. Аналогичная картина сложилась вблизи левого верхнего и нижнего правого углов. Если посмотреть на рис. 14, то можно заметить различия между картиной отражения в случае s - и p -поляризации. В частности, по главной диагонали отсутствуют области минимума, есть только максимумы. Об-

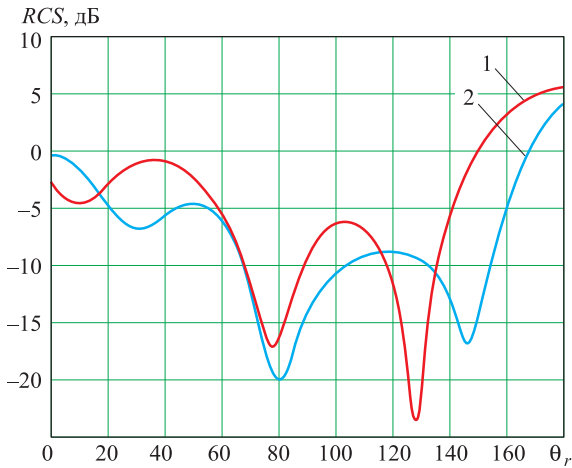


Рис. 18. Графики зависимостей радиационного сечения рассеяния углового отражателя от угла наблюдения θ_r для двух различных углов падения (обозначены $IncAngle$). Бистатическая геометрия, p -поляризация:
1 – $IncAngle = 0^\circ$;
2 – $IncAngle = 15^\circ$

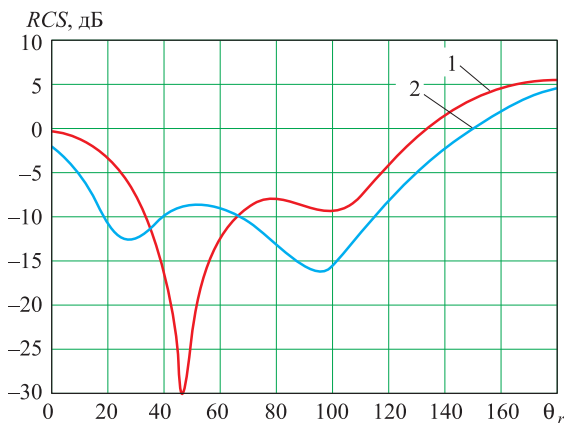


Рис. 19. Графики зависимостей радиационного сечения рассеяния углового отражателя от угла наблюдения θ_r для двух различных углов падения (обозначены $IncAngle$). Бистатическая геометрия, s -поляризация:
1 – $IncAngle = 0^\circ$;
2 – $IncAngle = 15^\circ$

ласти минимумов отражения расположены симметрично относительно второй диагонали, и отличаются они от аналогичных областей при p -поляризации тем, что занимают более узкие продолговатые участки. Следовательно, различия в топологиях рассеяния s -и p -поляризации дают важную информацию о характере отражателя.

На рис. 13 и 15 изображены поверхности сечения рассеяния в координатах θ , θ_r .

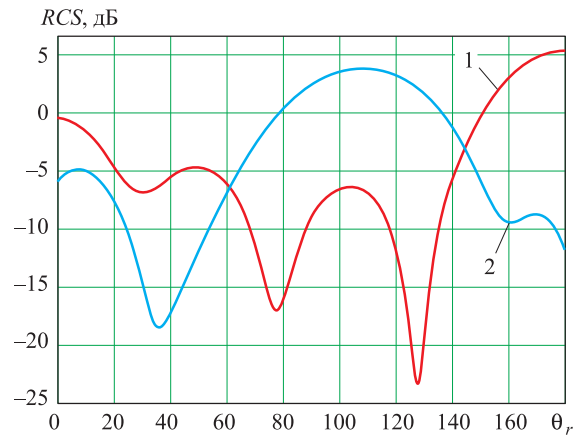


Рис. 20. Графики зависимостей радиационного сечения рассеяния углового отражателя от угла наблюдения θ_r для двух различных углов падения (обозначены $IncAngle$). Бистатическая геометрия, p -поляризация:
1 – $IncAngle = 0^\circ$;
2 – $IncAngle = 60^\circ$

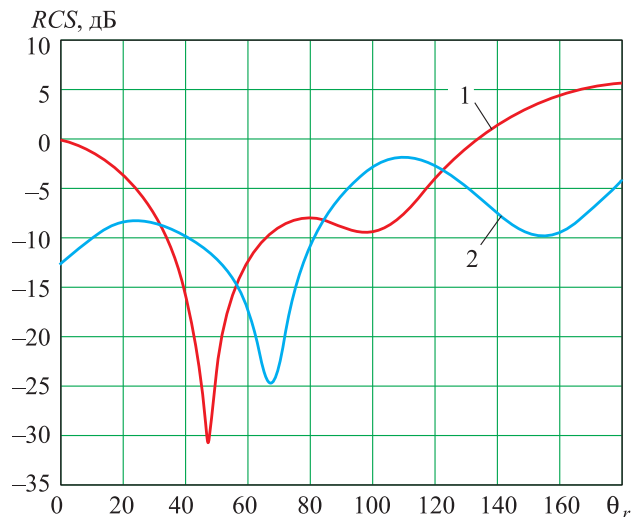


Рис. 21. Графики зависимостей радиационного сечения рассеяния углового отражателя от угла наблюдения θ_r для двух различных углов падения (обозначены $IncAngle$). Бистатическая геометрия, s -поляризация:
1 – $IncAngle = 0^\circ$;
2 – $IncAngle = 60^\circ$

Рассмотрим рассеяние в бистатической схеме радиолокации для двух различных углов падения при изменении угла наблюдения θ_r от 0 до 180° . На рис. 16 приведены графики зависимости сечения рассеяния от угла при $\theta = 0^\circ$ и $\theta = 15^\circ$ для p -поляризации, а на рис. 17 – для s -поляризации. Видно, что если в первом случае для $\theta = 0$ минимум наблюдается в области $\theta_r \approx 127^\circ$, то во втором – в области $\theta_r \approx 45^\circ$.



Кроме того, на рис. 14 и рис. 18–21 заметны различия в картинах рассеяния при разных углах падения.

Такого рода зависимости могут быть использованы для распознавания ложных целей по специфике угловых зависимостей сечения рассеяния для различных поляризаций зондирующего излучения.

Вывод

Проведенный анализ позволит разработать стратегию обнаружения цели на фоне искусственного объекта с помощью управляемого изменения падающих и рассеянных углов (углов наблюдения) в соответствии с обнаруженным особенностями топологических портретов рассеивающих объектов. Стратегия, связанная с изменением углов θ и θ_r по правилу, соответствующему движению вдоль диагонали топологического портрета рассеяния из верхнего левого угла в нижний правый, позволяет идентифицировать в качестве рассеивающего объекта именно ракету. Согласно представленным данным, могут быть разработаны и другие стратегии поляризационной бистатической радиолокации.

Данная методика с успехом применима как в случае неподвижных, разнесенных друг от друга излучающей и приемной антенн РЛС (в этом случае топологический портрет рассеяния можно построить лишь в определенном диапазоне углов падения и рассеяния исключительно за счет собственного движения и маневрирования цели), так и – с еще большей эффективностью – в случае движущихся источников и/или приемников зондирующего излучения за счет чисто геометрически расширенных возможностей по анализу рассеянного излучения.

Список литературы

1. Гордеев А. Ю., Яцышен В. В. Радиолокация при наличии пассивных помех с помощью поляризованных электромагнитных волн и анализа рассеянного излучения // Вестник ВолГУ. 2012. Сер.10. Вып. 6. С. 65–67.

2. Гордеев А. Ю., Яцышен В. В. Перспективные методы повышения эффективности подавления пассивных помех системами селекции движущихся целей // Электромагнитные волны и электронные системы. 2015. Т. 20, № 3. С. 40–52.

3. Doviak R. J., Weil C. M. Bistatic radar detection of the melting layer // Journal Appl. Meteor. 1972. No. 11. P. 1012–1016.

4. Doviak R. J., Goldhirsh J., Miller A. R. Bistatic radar detection of high-altitude clear-air atmospheric targets // Radio Sci. 1972. P. 993–1003.

5. Wurman J., Heckman S., Boccipio D. A bistatic multiple-doppler radar network // Journal Appl. Meteor. 1993. No. 32:12. P. 1802–1814.

6. Kulie M. S., Michael J. Hiley, Bennartz R., Kneifel S., Tanelli S. Triple-Frequency Radar Reflectivity Signatures of Snow: Observations and Comparisons with Theoretical Ice Particle Scattering Models // Journal Appl. Meteor. 2004. Vol. 43. No. 8. P. 1080–1098.

7. Battaglia A., Haynes J. M., L'Ecuyer T., Simmer C. Identifying multiple-scattering-affected profiles in CloudSat observations over the oceans // Journal of Geophysical Research. 2008. Vol. 113. Iss. D8. DOI: 10.1029/2008JD009960.

8. Battaglia A., Tanelli S., Kollias P. Polarization Diversity for Millimeter Spaceborne Doppler Radars: An Answer for Observing Deep Convection // Journal of Atmospheric and Oceanic Technology. 2013. Vol. 30. No. 12. P. 2768–2787.

9. Gösrdorf U., Lehmann V., Bauer-Pfundstein M., Gerhard P., Vavriv D., Vinogradov V., Volkov V. A 35-GHz Polarimetric Doppler Radar for Long-Term Observations of Cloud Parameters—Description of System and Data Processing // Journal of Atmospheric and Oceanic Technology. 2015. Vol. 32. No. 4. P. 675–690. DOI: <http://dx.doi.org/10.1175/JTECH-D-14-00066.1>.

Поступила 08.02.16

Яцышен Валерий Васильевич – доктор технических наук, профессор кафедры судебной экспертизы и физического материаловедения ФГАУ ВПО «Волгоградский государственный университет», г. Волгоград. Область научных интересов: исследование влияния эффектов неоднородности, нелинейности и пространственной дисперсии на электромагнитные свойства сред, исследование распространения и рассеяния электромагнитных волн в нелинейных средах, нелинейная радиолокация, математическое моделирование процессов в физике, методы квантово-механического расчета электромагнитных свойств материальных сред.



Гордеев Алексей Юрьевич – аспирант кафедры теоретической радиотехники и радиофизики ФГБОУ ВО «Московский государственный университет информационных технологий, радиотехники и электроники», г. Москва. Область научных интересов: программируемые сигнальные процессоры, радиофизика, радиотехнические системы, радиолокация, цифровая электроника, параллельные вычисления, цифровая обработка сигналов, системы искусственного интеллекта, численные методы и математическое моделирование.

Electrodynamic target selection techniques

We examine a new electrodynamic approach to target selection. The study shows that in the case of p-polarisation, a topological portrait of two types of angle reflectors is in a certain sense inverted in relation to that of the s-polarisation case, and consequently, evident polarisation dependence of angle reflector topological portraits may be traced.

Keywords: bistatic radiolocation, electrodynamic portrait, angle of incidence.

Yatsyshen Valeriy Vasilevich – Doctor of Engineering Sciences, Professor of the Department of Forensic Expertise and Physical Materials Science, Federal Autonomous Educational Institution of Higher Education “Volgograd State University”, Volgograd.

Research interests: studying effects of inhomogeneity, nonlinearity and spatial dispersion phenomena on electromagnetic properties of media, electromagnetic wave propagation and dissipation in non-linear media, non-linear radiolocation, mathematical modelling of physical processes, and quantum mechanics methods of computing electromagnetic properties of physical media.

Gordeev Aleksey Yuryevich – postgraduate student of the Department of Theoretical Radio Engineering and Radiophysics, Federal State Budget Educational Institution of Higher Education “Moscow Technological University”, Moscow.

Research interests: programmable signal processors, radiophysics, radio engineering systems, radiolocation, digital electronics, parallel computing, digital signal processing, artificial intelligence systems, numerical methods and mathematical modelling.



УДК 621.391.26

К. А. Елагина

Эффективность обнаружителей сигналов в условиях точечных пассивных помех

Проведено сравнение эффективности алгоритмов обнаружения сигналов от целей в условиях точечных пассивных помех. Аналитически эффективность алгоритмов оценить не удалось, поэтому анализ эффективности выполнен на основе вероятностно-частотных характеристик, позволяющих судить о возможности обнаружения точечных отражателей, движущихся с разными радиальными скоростями.

Ключевые слова: точечный отражатель, точечная пассивная помеха, «ангел-эхо», малая радиальная скорость, ложная отметка, частотный порог, вероятностно-частотная характеристика.

Один из самых распространенных видов помех для радиолокационных станций (РЛС) – отражение от оптически ненаблюдаемых объектов – «ангелов», являющихся точечными пассивными помехами (ТПП). К ТПП относят [1] отражения от диэлектрических неоднородностей и турбулентностей атмосферы, стай птиц и др. Увеличение числа отметок от «ангел-эхо» может привести к перегрузке информационной системы РЛС.

Цель настоящей статьи – анализ эффективности алгоритмов обнаружения в условиях ТПП и выбор наиболее эффективных алгоритмов обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями.

Разностно-временные алгоритмы селекции движущихся целей (СДЦ)

Для защиты РЛС от ТПП для пачки импульсов с вобуляцией (изменением) ΔT периода повторения импульсов (ППИ) T применяют алгоритмы разностно-временной череспериодной компенсации (РВ ЧПК), которые имеют вид [2]

$$K |x_3 e^{-j\hat{\Phi}_{21}} - 2x_2 + x_1 e^{j\hat{\Phi}_{32}}| > C_1; \quad (1)$$

$$K |x_3 e^{-j\hat{\Phi}_{21}} - 2x_2 + x_1 e^{j(2\hat{\Phi}_{21} - \hat{\Phi}_{32})}| > C_2, \quad (2)$$

где (x_1, x_2, x_3) – комплексные отсчеты отклика согласованного фильтра (СФ) в трех периодах, настроенного на доплеровскую частоту f_Φ ;

$$K = \frac{1}{\sqrt{6}}, \quad e^{j\hat{\Phi}_{21}} = \frac{x_2 x_1^*}{|x_2 x_1^*|}, \quad e^{j\hat{\Phi}_{32}} = \frac{x_3 x_2^*}{|x_3 x_2^*|},$$

$\hat{\Phi}_{21}, \hat{\Phi}_{32}$ – оценки разностей фаз эхо-сигналов между периодами при доплеровской частоте f_c ;

C_1, C_2 – амплитудные пороги.

Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) алгоритмов (1) и (2) для точечных отражателей пропорциональны

$$|\sin(\pi f \Delta T)| \text{ и } |\sin^2(\pi f \Delta T)|,$$

где f – частота Доплера;

$f = f_\Phi = f_c$, что справедливо при том условии, что цель и ТПП не могут находиться в одном элементе разрешения по дальности.

Данные алгоритмы позволяют подавить ТПП, перемещающиеся со скоростями, близкими к нулевым, при этом (2) по сравнению с (1) при подавлении помех ухудшает характеристики обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями.

Для повышения защищенности РЛС от ТПП в выражениях (1) и (2) можно применить мгновенную автоматическую регулировку усиления (МАРУ), позволяющую понизить число ложных отметок. При действии МАРУ пересчитанные комплексные отсчеты отклика СФ в трех периодах $y_1 = kx_1, y_2 = kx_2, y_3 = kx_3$ подставляют в (1) и (2) вместо (x_1, x_2, x_3) . Если мощность сигнала P на входе РВ ЧПК превышает порог регулировки усиления P_0 , то $k = \sqrt{P_0 / P}$, в иных случаях $k = 1$.

Некогерентное накопление с частотным порогом

Алгоритм некогерентного накопления с частотным порогом (НН-ЧП) [2, 3] позволяет обнаружить сигналы от целей и бланкировать «ангел-эхо» с помощью селекции по частоте

Доплера (по скорости). Согласно алгоритму НН-ЧП к сигналам от скоростных целей относятся сигналы, для которых результат НН пачки из n -импульсов и модуль оценки частоты Доплера превышают амплитудный и частотный пороги

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |x_i| > C(n) \cap |\hat{F}_d| > C_f(n), \quad (3)$$

где $(x_1, x_2, \dots, x_n)$ – комплексные отсчеты отклика СФ в n -периодах;

импульсы в периодах с 1-го по m -й следуют с интервалом, равным T , а импульсы с $(m+1)$ -го по n -й следуют с интервалом $(T + \Delta T)$;

$\hat{F}_d = \arg(e^{j(\Phi_2 - \Phi_1)}) / 2\pi\Delta T$ – оценка частоты Доплера;

$\arg$ – операция получения фазы комплексного числа;

$\hat{\Phi}_1, \hat{\Phi}_2$ – оценки разностей фаз эхо-сигналов между периодами;

$$e^{j\hat{\Phi}_1} = \sum_{i=2}^m \frac{x_i x_{i-1}^*}{|x_i x_{i-1}^*|}, e^{j\hat{\Phi}_2} = \sum_{i=m+2}^n \frac{x_i x_{i-1}^*}{|x_i x_{i-1}^*|},$$

$C(n)$ – амплитудный порог;

$C_f(n)$ – частотный порог (ЧП);

$\cap$ – операция логического «И».

Для обеспечения малого числа ложных отметок от «ангел-эхо» при условии, что ширина и форма спектра доплеровских частот неизвестны, частотный порог алгоритма НН-ЧП (3) выбирают высоким, что позволяет эффективно бороться с помехами, но в этом случае могут возникнуть потери при обнаружении целей, движущихся с малыми радиальными скоростями. Для устранения такого недостатка используют алгоритмы оценки ЧП по порядковым статистикам оценок частоты Доплера обнаруженных сигналов [2]. Также для повышения характеристик обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями, можно адаптировать ЧП к мощности сигнала [4, 5].

Обработка пачки импульсов

с двумя параметрами вобуляции

Характеристики обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями, можно повысить при обработке пачки импульсов с двумя параметрами вобуляции по следующему алгоритму НН-ЧП [6]:

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |x_i| > C(n) \cap (|\hat{F}_{d1}| > C_{f1}(m, k-m) \cup |\hat{F}_{d2}| > C_{f2}(k-m, n-k)), \quad (4)$$

где $(x_1, x_2, \dots, x_n)$ – комплексные отсчеты отклика СФ в n -периодах;

импульсы в периодах с 1-го по m -й следуют с интервалом T ;

импульсы с $(m+1)$ -го по k -й имеют интервал $(T + \Delta T_1)$;

импульсы с $(k+1)$ -го по n -й интервал $(T + \Delta T_2)$;

$$\hat{F}_{d1} = \frac{\arg(e^{j(\Phi_2 - \Phi_1)})}{2\pi\Delta T_1}, \hat{F}_{d2} = \frac{\arg(e^{j(\Phi_3 - \Phi_2)})}{2\pi(\Delta T_2 - \Delta T_1)}$$

– оценки частоты Доплера;

$$e^{j\hat{\Phi}_1} = \sum_{i=2}^m \frac{x_i x_{i-1}^*}{|x_i x_{i-1}^*|}, e^{j\hat{\Phi}_2} = \sum_{i=m+2}^k \frac{x_i x_{i-1}^*}{|x_i x_{i-1}^*|},$$

$$e^{j\hat{\Phi}_3} = \sum_{i=k+2}^n \frac{x_i x_{i-1}^*}{|x_i x_{i-1}^*|}, C_{f1}(m, k-m), C_{f2}(k-m, n-k)$$

– частотные пороги;

$\cap$ – операция логического «ИЛИ».

Преимущество (4) перед (3) – расширение диапазона малых скоростей обнаруженных целей.

Некогерентное накопление

с частотным порогом пачек импульсов,

излученных в одном угловом направлении

Для повышения эффективности алгоритма НН-ЧП (3) можно применять алгоритм НН-ЧП для пачек импульсов в нескольких лучах диаграммы направленности антенны и НН-ЧП для пачек импульсов, излученных в одном угловом направлении [4]. В первом случае необходимо учитывать мощность сигнала от цели в каждом луче, что усложняет алгоритм.

Алгоритм НН-ЧП для пачек импульсов, излученных в одном угловом направлении, имеет вид

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |x_{ir}| > C(n, R) \bigcap_r |\hat{F}_{dr}| > C_f(n, R), \quad (5)$$

где x_{ir} – комплексные отсчеты отклика СФ в i -м периоде r -й пачки импульсов, $i = 1 \dots n$, $r = 1 \dots R$;

$\hat{F}_{dr}$ – оценка частоты Доплера, полученная по r -й пачке;



$C(n, R)$ – амплитудный порог;

$C_f(n, R)$ – ЧП;

$\bigcap_r^R$ – операция логического «И» по R -пачкам импульсов, излученных в одном угловом направлении.

В соответствии с (5) R -пачек из n -импульсов с одним параметром возбуждения, излученных в одном угловом направлении с некоторым интервалом, обрабатывают по алгоритму НН-ЧП.

К сигналам от скоростных целей относятся сигналы, для которых во всех R -пачках из n -импульсов результат НН и модуль оценки частоты Доплера превышают амплитудный и частотный пороги. Точность оценки частоты Доплера возрастает за счет накопления информации, поэтому ЧП $C_f(n, R)$ понижается, что приводит к повышению характеристик обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями.

Накопление сигналов с периодической частотной модуляцией с частотным порогом

Для повышения защищенности РЛС от ТПП можно применять сигналы с периодической частотной модуляцией (ПЧМ) [5], которые являются разновидностью пачечных сигналов [2]. ПЧМ-сигнал из N -периодов представляет собой пачку длительностью τ из N -«слипшихся» сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) длительностью τ/N . В каждом периоде такого сигнала мгновенная частота достигает значения, равного девиации. При использовании ПЧМ-сигналов вместо ЛЧМ-сигналов в угловых направлениях, свободных от протяженных пассивных помех, оценку частоты Доплера эхо-сигнала можно получить в одноимпульсной процедуре.

Согласно алгоритму адаптивного когерентного накопления (АКН) [2] с ЧП для ПЧМ-сигнала [5] решение о том, что в текущей дискрете дальности сигнал присутствует, принимают в том случае, когда результат АКН превышает порог обнаружения, модуль оценки частоты Доплера выше ЧП, а также результат АКН в текущей дискрете перекрывает результаты АКН в дискретах, разнесенных на интервал τ/N :

$$\begin{aligned} Z(t) &> C_{pcm}(N) \cap |\hat{F}_{dpcm}| > \\ &> C_{fpcm}(N) \cap Z(t - \tau/N) < \\ &< Z(t) > Z(t + \tau/N), \end{aligned} \quad (6)$$

где $Z(t) = \left| \sum_{i=1}^N x_{pcm}(t - ((N-1) - (i-1))\tau/N) W(i) \right|$ – результат АКН сигнала;

x_{pcm} – комплексные отсчеты, отстоящие на τ/N и соответствующие пикам огибающей отклика СФ на ПЧМ-сигнал;

$C_{pcm}(N)$ – амплитудный порог;

$W = [1, e^{-2\pi\hat{F}_d\tau/N}, \dots, e^{-2\pi\hat{F}_d(N-1)\tau/N}]$ – весовые коэффициенты,

$$\begin{aligned} e^{2\pi\hat{F}_{dpcm}\tau/N} &= \\ &= \left[\sum_{i=1}^{N-1} x(t - ((N-1) - i)\tau/N) \times \right. \\ &\quad \times x^*(t - ((N-1) - (i-1))\tau/N) \Big] \times \\ &\quad \times \left[\sum_{i=1}^{N-1} x(t - ((N-1) - \tau)\tau/N) \times \right. \\ &\quad \times x^*(t - ((N-1) - (\tau-1))\tau/N) \Big]^{-1}; \end{aligned}$$

$\hat{F}_{dpcm}$ – оценка частоты Доплера для ПЧМ-сигнала;

$C_{fpcm}(N)$ – частотный порог.

Для осуществления некогерентного накопления (НН), которое проще реализовать на практике, в (6) подставляют

$$Z(t) = \sum_{i=1}^N |x_{pcm}(t - ((N-1) - (i-1))\tau/N)|.$$

Результаты сравнения эффективности алгоритмов

Анализ эффективности был проведен на основе вероятностно-частотных характеристик (ВЧХ), показывающих зависимость вероятности обнаружения точечного отражателя от частоты Доплера. При расчете ВЧХ для каждой частоты Доплера (скорости) эхо-сигнала фиксированной мощности от точечного отражателя было рассчитано отношение числа отметок, полученных при прогонах модели, к числу повторений эксперимента. Таким образом, вероятностью ложной тревоги (ВЛТ) от ТПП можно считать значение ВЧХ на частотах Доплера от 0 до 1 кГц, а вероятностью обнаружения цели –



значение ВЧХ на частотах Доплера эхо-сигналов от целей.

Расчеты были проведены для следующих моделей зондирующих сигналов с учетом худшего случая доплеровского спектра ТПП (дробно-рационального): одной–трех пачек из трех ЛЧМ-импульсов с $\Delta T = 40$ мкс и ПЧМ-сигнала из двух периодов длительностью одного периода 40 мкс. При НН ПЧМ-сигнала из двух периодов той же длительности, что и длительность ЛЧМ-сигнала, потери в обнаружении составляют $\approx 0,2$ дБ. Ширина дробно-рационального доплеровского спектра «ангела» имела равномерное распределение и в разных опытах случайно изменялась от 0 до 40 Гц [2]. Для цели ширину изменяли от 0 до 2 Гц, $T = 1$ мс, при этом интервал зондирования между пачками составлял три длительности пачки.

ЧП при обработке двух–трех пачек ЛЧМ-сигналов и ПЧМ-сигнала из двух периодов по алгоритму НН-ЧП в зависимости от мощности сигналов и ширины доплеровского спектра ТПП ниже в 1,5–4,5 раза [4, 5], чем ЧП при обработке одной пачки ЛЧМ-сигналов. При этом для трех пачек ЛЧМ-сигналов и ПЧМ-сигнала ЧП практически не зависит от ширины доплеровского спектра.

В расчетах ЧП устанавливались для пространственной на практике ширины доплеровского спектра ТПП 40 Гц и ВЛТ от «ангела» не выше 10^{-2} .

В результате проведенных исследований было выяснено, что при переходе от (3) к (5) или (6) для неадаптивного ЧП можно понизить минимальную радиальную скорость целей, обнаруживаемых с вероятностью 0,5, от 320 (300) м/с до 260 (170) м/с; для случая адаптивного к мощности сигнала ЧП – от 280 (230) м/с до 220 (110) м/с (значения радиальных скоростей указаны при мощности сигналов 15 дБ, в скобках – при мощности сигналов от 30 дБ и выше).

С увеличением мощности сигнала точность оценки частоты Доплера (радиальной скорости) повышается, что позволяет понизить ЧП. С увеличением числа обрабатываемых пачек импульсов за счет накопления информации ЧП дополнительно понижается. При увеличении мощности сигнала от цели от 30 дБ до 60 дБ возрастание точности оценки частоты

Доплера практически не влияет на уменьшение значений радиальных скоростей обнаруженных целей.

Далее для той же модели зондирующего сигнала в виде пачки из трех ЛЧМ-импульсов, при ширине дробно-рационального спектра доплеровских частот «ангела» 10, 40 и 90 Гц и доплеровской частоте «ангела» 1 кГц были рассчитаны значения ВЛТ от «ангелов» при включении МАРУ.

В результате расчетов было установлено, что максимальное значение ВЛТ от «ангела» в (1) без МАРУ составляет $\approx 0,74$, ВЛТ за счет включения МАРУ в зависимости от ширины доплеровского спектра можно уменьшить в 3,5...17 раз (максимальная ВЛТ $\approx 0,21$, $P_0 = 20$ дБ). При этом значения потерь в обнаружении за счет включения МАРУ для целей, перемещающихся с радиальными скоростями от 150 м/с до 600 м/с, не превышает 0,1 дБ. Для сохранения видимости целей в этом же диапазоне скоростей в (2) МАРУ не применялась; для ширины доплеровского спектра «ангела» 90 Гц максимальное значение ВЛТ в (2) без МАРУ составляет $\approx 0,23$. Получить ВЛТ в (1) и (2) с МАРУ не выше 0,1 можно при ухудшении видимости целей с радиальной скоростью движения менее 250 м/с ($P_0 = 15$ дБ и $P_0 = 20$ дБ соответственно). Таким образом, введение МАРУ не позволяет понизить ВЛТ от ТПП без увеличения радиальных скоростей целей, которые могут быть обнаружены.

Было проведено сравнение эффективности алгоритмов (1) (РВ ЧПК1 без МАРУ и с МАРУ), (2) (РВ ЧПК2) с алгоритмами (3), (5), (6) (с учетом адаптации ЧП к мощности сигнала и без нее) для пачек из трех импульсов и с (4) для пачки из четырех импульсов.

Расчеты ВЧХ были проведены для следующих моделей зондирующих сигналов: для одной–трех пачек из трех ЛЧМ-импульсов, одной пачки из четырех ЛЧМ-импульсов с $\Delta T_1 = 40$ мкс, $\Delta T_2 = 120$ мкс и ПЧМ-сигнала из двух периодов длительностью одного периода 40 мкс (одноимпульсная процедура). Ширина дробно-рационального доплеровского спектра «ангела» равномерно распределена и в разных опытах случайно изменялась от 0 до 90 Гц, мощность сигналов равна 30 дБ, $T = 1$ мс.

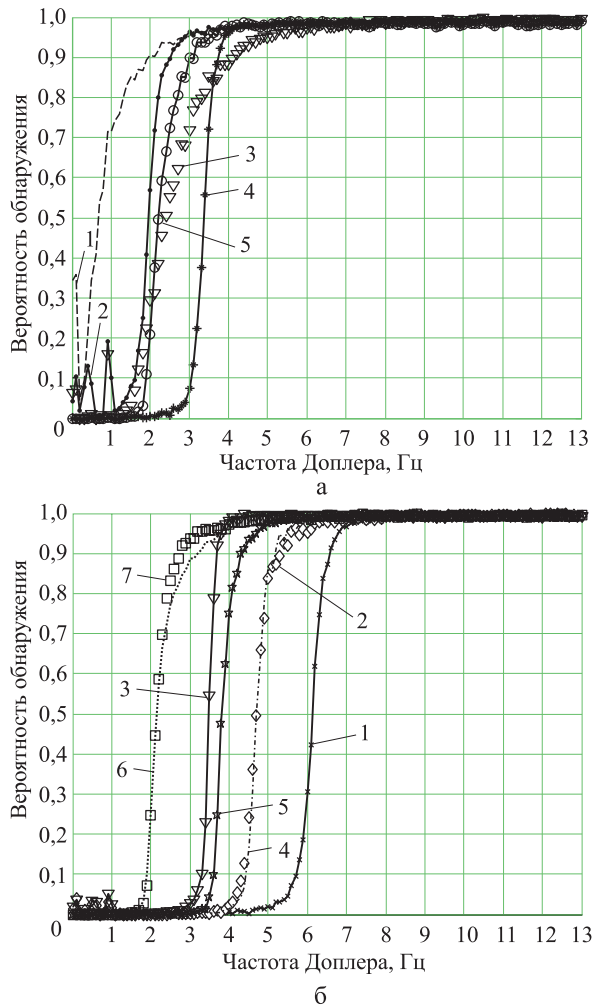


Рис. 1. Вероятностно-частотные характеристики:

- а: 1 – РВ ЧПК1 (1);
 2 – РВ ЧПК1 (1) с МАРУ;
 3 – РВ ЧПК2 (2);
 4 – НН-ЧП для ПЧМ (6);
 5 – НН-ЧП адаптивный для ПЧМ (6);
 б: 1 – НН-ЧП (3);
 2 – НН ЧП адаптивный. (3);
 3 – НН-ЧП (4);
 4 – НН-ЧП для двух пачек (5);
 5 – НН-ЧП для трех пачек (5);
 6 – НН-ЧП адаптивный для двух пачек (5);
 7 – НН-ЧП адаптивный для трех пачек (5)

Результаты сравнения ВЧХ для рассмотренных алгоритмов показаны на рис. 1 (для наглядности ВЧХ вынесены на разные графики). Частота Доплера изменялась от 0 до 13 кГц с шагом 100 Гц. Цифрами в скобках указаны номера формул.

По ВЧХ для РВ ЧПК1 и РВ ЧПК2 на рис. 1, а можно судить о высокой ВЛТ от «ангелов» для сигналов с частотами Доплера до 1 кГц. При включении МАРУ в РВ ЧПК1 ВЛТ

снижается. Например, для частоты РЛС 3 ГГц и частоты Доплера ТПП, близкой к 1 кГц, что соответствует «ангелу», движущемуся со скоростью ветра 50 м/с, ВЛТ уменьшается с 0,7 до 0,2. При НН-ЧП для ПЧМ-сигнала с неадаптивным и адаптивным ЧП ВЛТ от «ангелов» не превышает 10^{-2} .

В НН-ЧП (3), (4) при ЧП, выставленном ниже ЧП, соответствующего ширине доплеровского спектра «ангел-эхо», не обеспечивается малое число отметок от ТПП, что видно из рис. 1, б. Поэтому при применении НН-ЧП (3), (4) для обеспечения малого числа ложных отметок необходимо адаптировать ЧП, например, за несколько обзоров.

Важно отметить, что в алгоритмах (3)–(6) для ЧП, выставленных в соответствии с шириной доплеровского спектра ТПП, может быть обеспечена ВЛТ от «ангел-эхо» не выше 10^{-2} .

Для радиальных скоростей целей были рассчитаны потери алгоритмов в обнаружении относительно НН с тем же числом импульсов. Поскольку НН нечувствителен к частоте Доплера, сравнение рассмотренных алгоритмов с НН позволяет оценить потери за счет введения скоростной селекции. Порог регулировки усиления в РВ ЧПК1 с МАРУ равен 20 дБ, вобуляция – 40 мкс, максимальная частота Доплера эхо-сигналов целей – 12 кГц (максимальная радиальная скорость – 600 м/с для частоты РЛС 3 ГГц). При частоте Доплера 12,5 кГц АЧХ и ВЧХ всех рассмотренных алгоритмов имеют максимальное значение и центральную симметрию, ЧП устанавливались для распространенной на практике ширины доплеровского спектра «ангела» 40 Гц. На рис. 2 приведены полученные от радиальной скорости точечного отражателя зависимости потерь в обнаружении.

На рис. 2 видно, что потери алгоритмов распределены неравномерно и убывают с ростом радиальной скорости. При значениях радиальных скоростей, меньших, чем соответствующие им ЧП, цели в алгоритмах НН-ЧП не обнаружены, поэтому графики оборваны.

Поскольку ВЧХ алгоритмов симметричны относительно точки с частотой Доплера $1/(2\Delta T)$, то для сигналов от целей с частотами Доплера, принадлежащими интервалу от $1/(2\Delta T)$ до $1/\Delta T$ потери в обнаружении будут

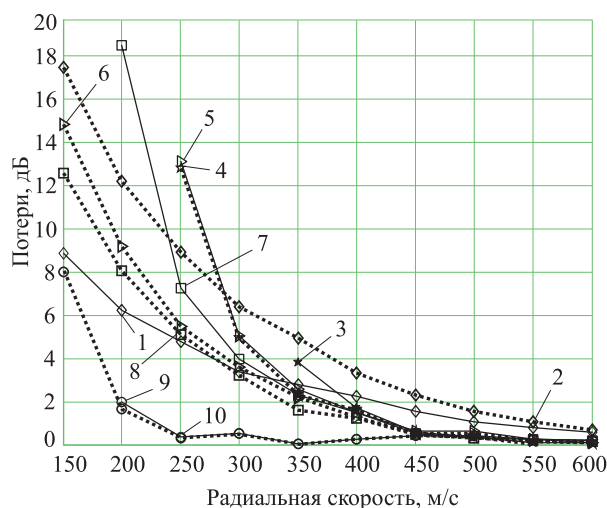


Рис. 2. Потери в обнаружении:

- 1 – РВ ЧПК1 (без МАРУ и с МАРУ) (1);
- 2 – РВ ЧПК2 (2);
- 3 – НН-ЧП (3);
- 4 – НН-ЧП адаптивный (3);
- 5 – НН-ЧП для двух пачек (5);
- 6 – НН-ЧП адаптивный для двух пачек (5);
- 7 – НН-ЧП для трех пачек (5);
- 8 – НН-ЧП адаптивный для трех пачек (5);
- 9 – НН-ЧП для ПЧМ (6);
- 10 – НН-ЧП адаптивный для ПЧМ (6)

соответствовать потерям для частот Доплера от 0 до $1/(2\Delta T)$ при их зеркальном отражении.

Анализ графиков (см. рис. 1) показывает, что наименьшие потери в обнаружении относительно НН с тем же числом импульсов соответствуют алгоритму НН-ЧП для ПЧМ-сигнала в одноимпульсной процедуре. Усредненные в диапазоне радиальных скоростей от 150 (200) м/с до 600 м/с потери в обнаружении алгоритма НН-ЧП составили 1,28 (0,67) дБ (в скобках указаны значения, относящиеся к неадаптивному порогу, без скобок – для адаптивного к мощности сигнала ЧП).

Таким образом, алгоритмы НН-ЧП для двух–трех пачек импульсов и НН-ЧП для ПЧМ-сигнала по сравнению с алгоритмами РВ ЧПК и их вариантами с МАРУ обеспечивают малое число ложных отметок от ТПП; лучшая видимость целей с малыми радиальными скоростями происходит с адаптацией ЧП к мощности сигнала. При этом наименьшие потери в обнаружении относительно НН с тем же числом импульсов соответствуют алгоритму НН-ЧП для ПЧМ-сигнала в одноимпульсной процедуре.

Выводы

Анализ эффективности алгоритмов обнаружения сигналов от целей при излучении малоимпульсных пачек с вобуляцией ППИ в условиях ТПП показал, что для решения компромиссной задачи снижения числа ложных отметок от ТПП и уменьшения радиальных скоростей обнаруживаемых целей при ширине доплеровского спектра ТПП до 40 Гц необходимо увеличить число пачек импульсов, излучаемых в одном угловом направлении и обрабатываемых по алгоритму НН-ЧП, до двух.

Для обеспечения малого числа ложных отметок от ТПП при любой ширине их доплеровского спектра без потерь обнаружения целей, движущихся с малыми радиальными скоростями, необходимо применять НН-ЧП для трех пачек импульсов или алгоритм НН-ЧП для ПЧМ-сигнала.

Список литературы

1. Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника. М.: Советское радио, 1979. Т. 1. С. 256–259.
2. Лозовский И. Ф. Защита РЛС обзора от точечных помех: монография. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. 242 с.
3. Лозовский И. Ф. Эффективность частотного порога при разностно-временном подавлении точечных движущихся помех // Материалы XI Междунар. конф. «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, апрель 12–14, 2005. Воронеж, 2005. Т. 3. С. 1247–1281.
4. Елагина К. А. Алгоритм обнаружения в условиях помех «АНГЕЛ-ЭХО» // Материалы XVIII Всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». Красноярск, 2015. Красноярск: Изд-во Сиб. федер. ун-та, 2015. С. 40–45.
5. Аксельрод Г. З., Елагина К. А. Применение сигналов с пилообразной ЧМ // Материалы XVIII Всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». Красноярск, 2015. Красноярск: Изд-во Сиб. федер. ун-та, 2015. С. 40–45.
6. Елагина К. А., Лозовский И. Ф. Обнаружение некогерентной пачки импульсов в условиях воздействия отражения от «ангелов» и несинхронных сигналов // Материалы VII Всерос. науч.-практ. конф. «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем». Ульяновск, 2001. С. 46–49.

Поступила 10.02.16



Елагина Ксения Александровна – инженер-электроник АО «НПО НИИИП-НЗиК», г. Новосибирск.
Область научных интересов: цифровая обработка и обнаружение сигналов в радиолокационных системах

Signal detector efficiency in the presence of point clutter

The study compares efficiency of various target signal detection algorithms in the presence of point clutter. It is impossible to estimate algorithm efficiency analytically; therefore, the efficiency is analysed using probabilistic frequency responses that allow the possibility of detecting point reflectors moving at various radial velocities to be assessed.

Keywords: point reflector, point clutter, angel echo, low radial velocity, false alert, frequency threshold, probabilistic frequency response.

Elagina Kseniya Aleksandrovna – Electronic Engineer, Joint stock company Scientific and Research Institute of Measurement Instrumentation – Novosibirsk Plant named after Komintern, Novosibirsk.
Research interests: digital signal processing and detection in radiolocation systems.



УДК 621.396.679.4

А. В. Сучков

Диаграммообразующая схема моноимпульсной частотно-сканирующей антенной решетки

Разработана волноводная диаграммообразующая схема для моноимпульсной частотно-сканирующей антенной решетки. Исследованы особенности предлагаемой суммарно-разностной схемы, приведены способы устранения характерных для нее недостатков. Предложены методики численного анализа и оптимизации параметров электродинамической модели схемы. Рассмотрены вопросы конструктивно-технологической реализации.

Ключевые слова: моноимпульсная антенная решетка, частотное сканирование, диаграмма направленности, диаграммообразующая схема.

Введение

В связи с ростом требований, предъявляемых к современным наземным радиолокационным системам (РЛС) обнаружения в части точности измерения высоты, исключается возможность применения в их составе ранее разработанных и серийно освоенных волноводно-щелевых антенных решеток (АР) с частотным управлением положения луча в вертикальной плоскости [1, 2]. Причина состоит в том, что одноканальное построение таких антенн, обеспечивающее при частотном сканировании формирование многолучевой диаграммы направленности (ДН) в вертикальной плоскости, позволяет измерять высоту методом интерполяции углов места при одновременном сравнении амплитуд эхо-сигналов, принятых независимыми каналами смежных лучей. Известный недостаток данного метода в РЛС с частотным сканированием – ограничение возможности увеличения точности измерения высоты из-за декорреляции сравниваемых эхо-сигналов в смежных лучах, формируемых на разнесенных частотах. Наряду с этим уровень боковых лепестков ДН в плоскости частотного сканирования (порядка 20 дБ), обеспечиваемый неразвязанной распределительной системой, на практике не соответствует требованиям по защите от пассивных помех.

Устранить недочеты, сохранив при этом все основные достоинства предыдущих разработанных технических решений для одноканальных антенн в части волноводно-щелевых линейных излучателей и технологии производства волноводных замедляющих си-

стем, можно за счет кардинальной переработки структуры вертикального делителя мощности, позволяющей реализовать в нем суммарно-разностную диаграммообразующую схему (ДОС) и соответственно моноимпульсный метод измерения высоты в пределах каждого луча на фиксированной частоте эхо-сигнала [3, 4].

Вариант построения ДОС

На основе анализа требований к характеристикам разрабатываемой АР, имеющихся работ по техническим, конструктивным и технологическим решениям, а также известных вариантов построения ДОС (последовательного [1, 3] или параллельного [3]) к реализации в S-диапазоне частот предложена усовершенствованная последовательная суммарно-разностная ДОС (рис. 1).

Предлагаемая ДОС представляет собой 54-канальную волноводную распределительную систему, спроектированную так, чтобы обеспечить при работе в составе антенны:

- 1) формирование в раскрыве АР фазового распределения (ФР), необходимого для управления положением луча ДН рабочем секторе 45° в вертикальной плоскости методом частотного сканирования;

- 2) возможность синфазной и противофазной запитки половин раскрыва АР (по 27 элементов каждая) для формирования в вертикальной плоскости требуемых суммарной и разностной ДН;

- 3) формирование в вертикальной плоскости оптимизированного амплитудного распределения Тейлора при заданном максимальном уровне боковых лепестков, теоретически обеспечивающего по сравнению с другими требуемую ширину ДН при наименьшем вертикальном размере раскрыва;

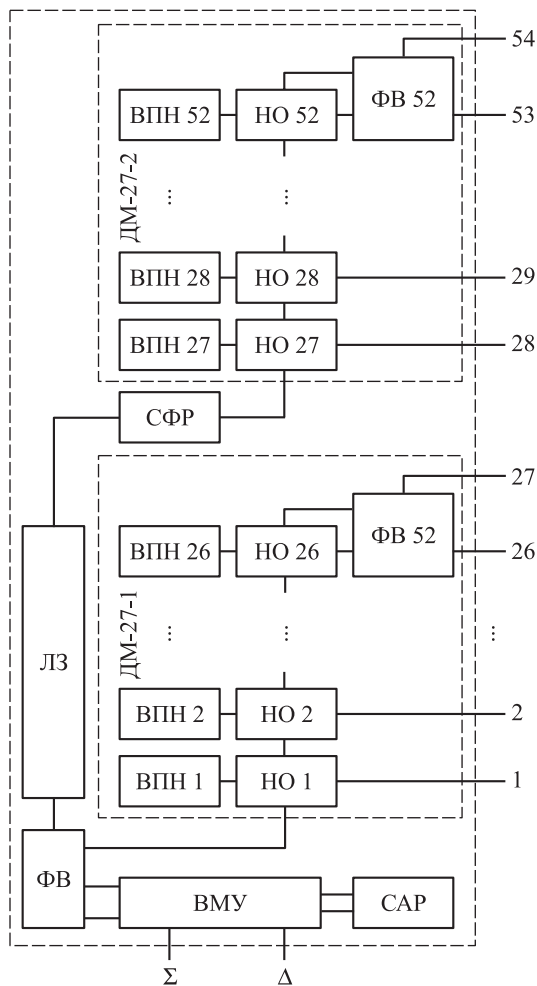


Рис. 1. Структурная схема 54-канальной суммарно-разностной ДОС

4) минимизацию искажений амплитудно-фазового распределения (АФР) в рабочем диапазоне частот в излучающем раскрыве АР;

5) минимизацию потерь мощности в схеме деления;

6) необходимый уровень развязки между суммарным и разностным каналами;

7) необходимый уровень согласования между составными элементами схемы.

Структурно суммарно-разностная ДОС состоит из двух 27-канальных волноводных делителей мощности (ДМ-27-1 и ДМ-27-2). Каждый из них построен на базе 26 направленных ответвителей (НО), включенных с регулярным интервалом между изогнутыми волноводными участками специальной конфигурации (петлями). Петли соединены последовательно и образуют свернутую в E -плоскости линию задержки, формирующую необходимый фазовый фронт (рис. 2, б, тон-

кие линии,) на входах излучателей антенны. Переходные ослабления НО (рис. 3, S_{13} , дБ, сплошные линии) рассчитаны таким образом, чтобы обеспечить формирование требуемого амплитудного распределения на выходах ДОС (рис. 2, а, сплошная линия). К балансным плечам НО подключены волноводные поглощающие нагрузки (ВПН). Перед вторым делителем мощности (ДМ-27-2) включена волноводная линия задержки (ЛЗ), создающая дополнительный фазовый набег на выходах с 28 по 54 для обеспечения равномерного нарастания фазового фронта на выходах ДОС с 1 по 54. Волноводное мостовое устройство (ВМУ) запитывается с выходов фазовращателя (ФВ) делителя ДМ-27-1 и ДМ-27-2 синфазно при подаче сигнала на суммарный вход (Σ) или в противофазе при подаче сигнала на разностный вход (Δ). В составе ДОС также имеются двухканальные волноводные фазовращатели (ФВ, ФВ26, ФВ52) и секции амплитудной и фазовой регулировки (САР и СФР).

Расчет параметров конструкции и электрических характеристик ДОС

Расчет основных параметров замедляющей волноводной системы (линии задержки) производился исходя из требуемых ширины луча ДН в вертикальной плоскости, рабочего диапазона частот и сектора сканирования в соответствии с известным уравнением, связывающим угловое положение луча и частоту [3]:

$$\sin(\theta) = \frac{S}{2afd} \sqrt{4f^2a^2 - c^2} - \frac{nc}{fd}, \quad (1)$$

где $\theta = -19,1^\circ \dots +26,1^\circ$ – угловое положение луча ДН в вертикальной плоскости, соответствующее изменению частоты f в интервале от f_n до f_b S -диапазона, при относительной ширине полосы около 4,4 %;

$S = 719,5$ мм – длина волноводной петли линии задержки между двумя соседними НО;

$a = 64,7$ мм – размер широкой стенки волновода линии задержки;

$d = 70$ мм – интервал между выходами НО (шаг между излучателями антенны);

$n = 4,5$ – количество длин волн на частоте нормали $f_{\text{норм}}$, образующих длину S витка замедляющей системы.

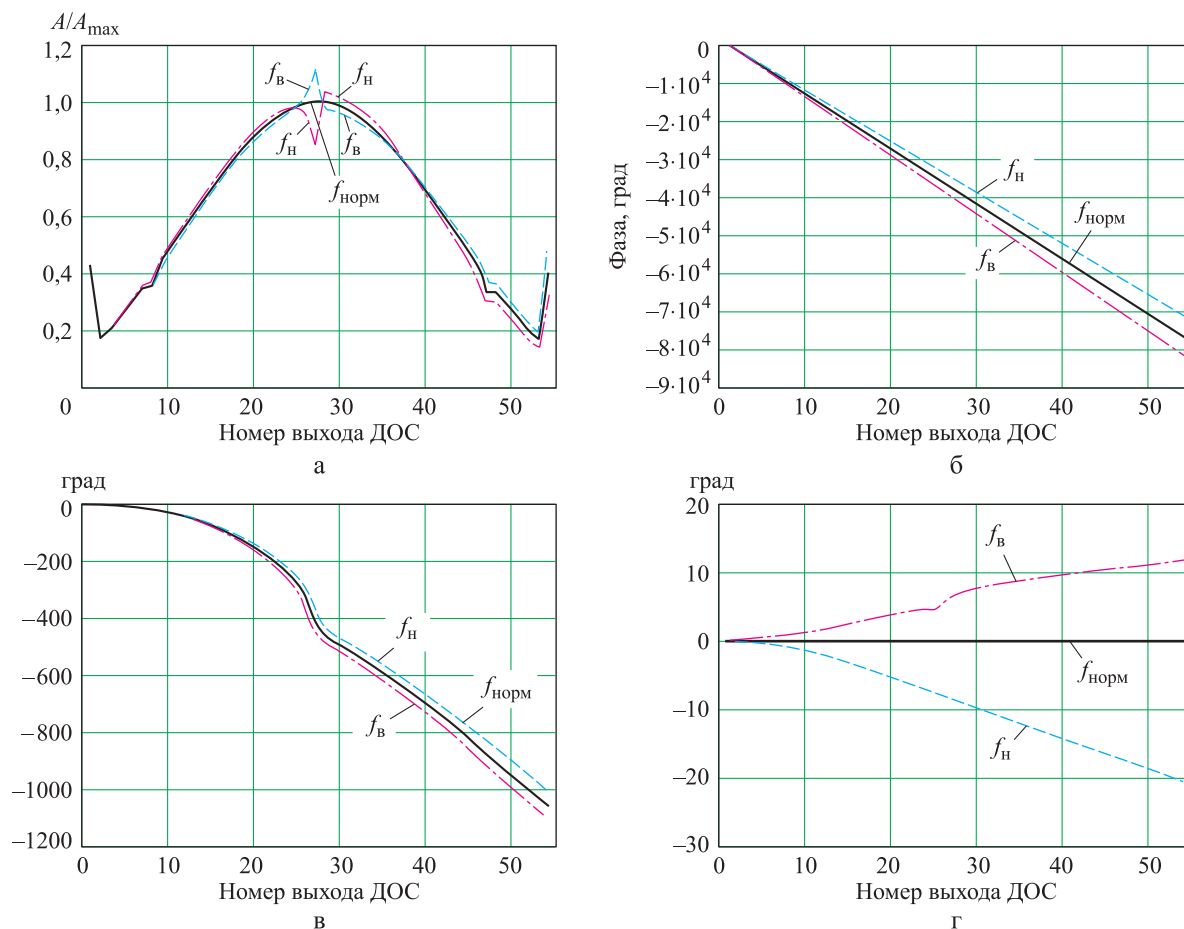


Рис. 2. Восстановленные характеристики ДОС:

а – АмР; б – ФР;

в – отклонение восстановленного ФР от теоретического линейного;

г – отклонение восстановленного ФР от теоретического линейного после коррекции длин петель линии задержки в соответствии с формулой (2)

Применение направленных ответвителей при построении ДОС обусловлено необходимостью минимизации искажений АФР, возникающих из-за конечного согласования излучателей АР и изгибов волновода линии задержки. Окна связи НО также имеют конечный уровень согласования, что может привести к так называемому «эффекту нормали» (синфазному сложению амплитуд, отраженных от неоднородностей волн, на входах системы деления вблизи рабочей частоты луча, расположенного по нормали к раскрыву АР). Для компенсации переотражений окна связи четных направленных ответвителей смещены на четверть длины волны на частоте нормали $f_{\text{норм}}$ к входам излучателей АР. Набор недостающей фазовой длины происходит на прямолинейных волноводных участках вторичных линий нечетных НО. Таким образом, производится компенсация отражений от четной и нечетной групп НО, что позволяет существенно

снизить вероятность возникновения «эффекта нормали» и обеспечить требуемый уровень коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) суммарного и разностного входов ДОС во всей полосе частот рабочего диапазона.

Исходя из соображений обеспечения приемлемой конструктивной реализации волноводной замедляющей системы, а также для снижения потерь мощности в ДОС при формировании требуемого спадающего амплитудного распределения (АмР) в качестве типового распределительного элемента схемы предлагается использовать волноводный НО с Т-образным элементом связи [6]. Конструкция данного НО представляет собой два параллельных прямоугольных волновода, связанных с помощью двух щелей, одна из них расположена параллельно, а другая – перпендикулярно продольной оси волноводов. Щели прорезаются в общей широкой стенке волноводов [7].

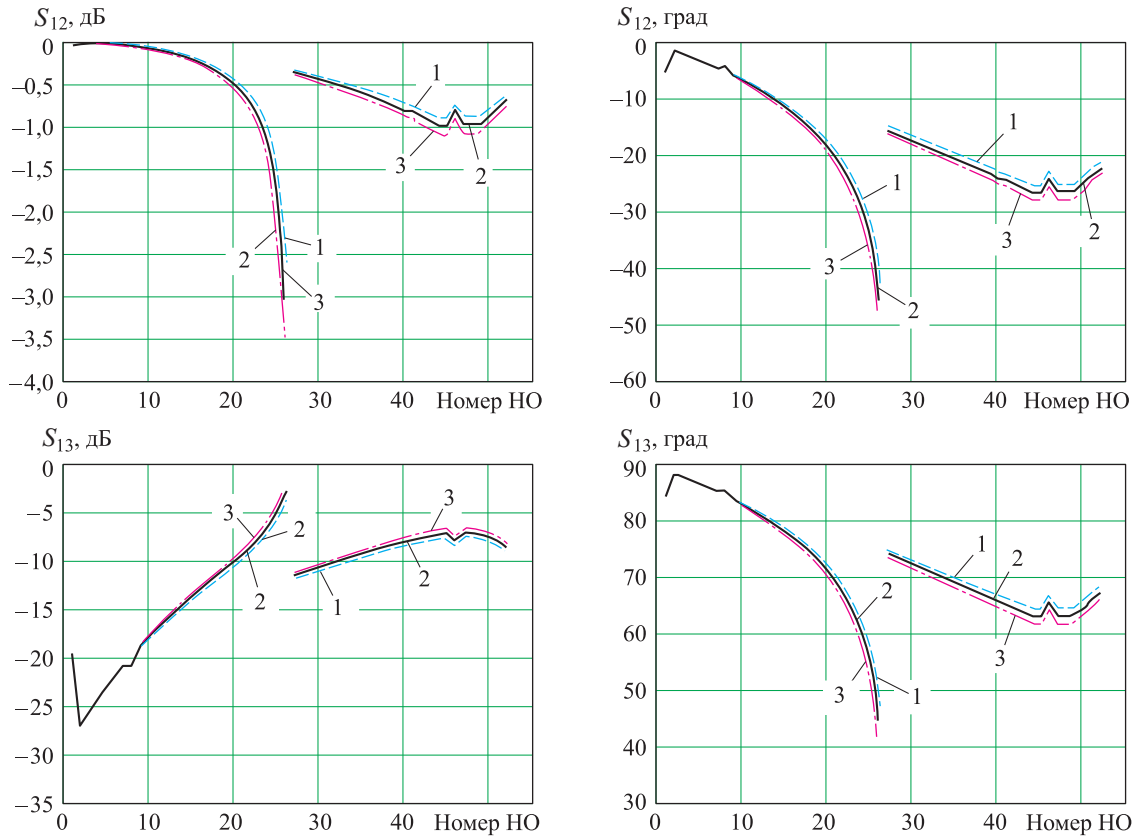


Рис. 3. Амплитудные и фазовые характеристики проходящей и ответвленной волн в НО ДОС:

1 – f_n ; 2 – $f_{\text{норм}}$; 3 – f_v

По рассчитанным значениям переходных ослаблений НО и графиков [7] произведено определение размеров поперечной и продольной щелей L_1 и L_2 , в соответствии с которыми вычислены амплитудные и фазовые характеристики проходящей (S_{12}) и ответвленной (S_{13}) волн в каждом НО ДОС (см. рис. 3).

На основании результатов электродинамического расчета характеристик НО в программной среде *MathCAD* составлен алгоритм, позволяющий по известным амплитудным и фазовым характеристикам каждого НО восстановить электрические характеристики ДОС в рабочем диапазоне частот (см. рис. 2).

Анализ характеристик

и методы компенсации ошибок

Одним из факторов, влияющих на качество диаграммных характеристик антенного устройства, является фазовая поправка, которая возникает в окнах связи направленных ответвителей ДОС, имеющих различные коэффициенты связи с питающей линией (см. рис. 2). Для формирования в вертикальной плоскости спадающего амплитудного распределения выбранно-

го типа необходимо реализовать переходные ослабления направленных ответвителей в диапазоне $-27...-3$ дБ. Соответственно фазовая поправка, возникающая в окнах связи при реализации необходимых переходных ослаблений, ориентировочно составит от 0° до 45° как для проходящей, так и для ответвленной волн. Это в свою очередь при последовательной схеме включения НО приведет к нелинейному нарастанию фазовой ошибки на половинах диаграммообразующей схемы до нескольких сотен градусов (рис. 2, в). Поэтому для получения требуемого уровня боковых лепестков ДН в вертикальной плоскости итерационным способом производилась коррекция длин регулярных участков волноводных петель замедляющей системы, которая позволила скомпенсировать фазовые ошибки на половинах ДОС в диапазоне рабочих частот до приемлемого уровня. Коррекция выполнена в соответствии с формулой:

$$S_{C_n} = S - \frac{(\Delta\varphi_{n+1} - \Delta\varphi_n)\lambda}{0,36\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}, \quad (2)$$



где $\Delta\varphi_n = \varphi_n - \varphi l_n$ – разность фаз между восстановленным фазовым распределением (ФР) φ_n и теоретическим линейным ФР φl_n на частоте нормали (рис. 2, б); λ – длина волны на частоте нормали; $n = 1, 2 \dots 53$.

Отклонение восстановленного ФР от теоретического линейного после коррекции длин петель линии задержки показано на рис. 2, г. По результатам восстановления ДН в вертикальной плоскости по АФР (рис. 2) и известным ДН излучателей АР установлено, что «пилообразный» характер фазовой ошибки (рис. 2, г), а также выбросы на элементах 27 и 54 в рабочем диапазоне частот приводят к искажению формы разностной ДН (перепаду между максимумами главных лепестков до 1–2 дБ и ухудшению «глубины нуля» ДН разностного канала) и увеличению до 2–3 дБ ближних боковых лепестков суммарной ДН. Рассмотрим методы компенсации фазовых ошибок.

Из-за проблем, связанных с реализацией больших переходных ослаблений направленных ответвителей (от –3 дБ и более), для уменьшения потерь мощности в ДОС последние элементы делителей, выполненные на НО 26 и НО 52, построены по схеме с полным выводом мощности на два излучателя каждый. Добор фазовой поправки для выходов 27 и 54 ДОС, которая обусловлена изменением фазы ответвляемой волны в НО и составляет примерно $+90^\circ$, происходит на последнем витке замедляющей системы каждого из делителей мощности. Для устранения частотной неравномерности фазы в схеме ДОС применен двухканальный волноводный фазовращатель ФВ26 (ФВ52), обеспечивающий постоянство разности фаз проходящей и ответвленной волн в НО между выходами 26 и 27 (53 и 54) в рабочем диапазоне частот, без применения в составе его конструкции диэлектрических фазосдвигающих клиньев. Принцип работы такого фазовращателя основан на предположении, что два прямоугольных волновода с сечениями каналов $a_1 \times b$ и $a_2 \times b$ и длинами L_1 и L_2 соответственно могут обеспечить постоянство разности фаз $\Delta\varphi$ в диапазоне длин волн от f_n до f_v . Тогда, принимая известными значения a_1, a_2, b, f_n, f_v и $\Delta\varphi$, величины L_1 и L_2 могут быть определены исходя из следующих соотношений:

$$L_1 = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \frac{1 - \frac{\Lambda_{n2}}{\Lambda_{v2}}}{\frac{1}{\Lambda_{v1}} - \frac{1}{\Lambda_{v2}} - \frac{\Lambda_{n2}}{\Lambda_{v2}} \left(\frac{1}{\Lambda_{n1}} - \frac{1}{\Lambda_{n2}} \right)}; \quad (3)$$

$$L_2 = L_1 + \Lambda_{n2} \left[L_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{n1}} - \frac{1}{\Lambda_{n2}} \right) - \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right], \quad (4)$$

где $\Lambda_{n1}, \Lambda_{v1}, \Lambda_{n2}, \Lambda_{v2}$ – длина волны в волноводе с соответствующим поперечным сечением $a_1 \times b$ ($a_2 \times b$) для нижней (f_n) и верхней (f_v) частот рабочего диапазона.

Очевидно, что в соответствии с выражениями (3) и (4) длину фазовращателя можно определить соотношением размеров широких стенок волноводных каналов a_1 и a_2 . При этом для упрощения реализации топологии ДОС значение a_1 лучше всего выбрать равным величине широкой стенки волноводной замедляющей системы. Для согласования канала фазовращателя, имеющего сечение $a_2 \times b$, с подводящими волноводными линиями с сечением $a_1 \times b$ (при $a_2 - a_1 \geq 4 \dots 5$ мм) в конструкции могут быть предусмотрены четвертьволновые трансформаторы.

Волноводная линия задержки, создающая дополнительный фазовый набег на элементах с 28 по 54, из-за частотной зависимости фазовой поправки, вносимой НО (см. рис. 2, 3), не может обеспечить равномерность нарастания фазового фронта на выходах ДОС во всей полосе частот рабочего диапазона. Для устранения этого недостатка, приводящего к росту уровня боковых лепестков суммарной ДН и искажению формы разностной ДН при сканировании в заданном секторе на выходах мостового устройства, применен двухканальный волноводный фазовращатель, рассчитанный в соответствии с формулами (3) и (4). Его исполнение аналогично фазовращателям ФВ26 и ФВ52, установленным на выходах НО26 и НО52. После фазировки ДОС с помощью фазовращателей ФВ, ФВ26 и ФВ52 нелинейность фазового фронта на выходах с 1 по 54 не превысила в рабочем диапазоне частот значения $\pm 2^\circ$ (рис. 4).

Для устранения скачка фазового фронта между половинами излучающего раскрыва антенны, который связан с неидентичностью



фазовых характеристик ДМ-27-1, ДМ-27-2 и волноводной линии задержки и обусловлен влиянием допусков изготовления на размер широкой стенки волновода, на входе второй половины ДОС включена волноводная секция фазовой регулировки (СФР), обеспечивающая необходимую регулировку при изменении электрической длины.

В волноводном мостовом устройстве, предназначенном для синфазно-противофазной запитки 27-канальных делителей ДОС, существует возможность перестройки коэффициента деления [8]. Для получения требуемой «глубины нуля» разностной ДН необходима балансировка амплитуд СВЧ-сигналов, подаваемых на ДМ-27-1 и ДМ-27-2 с точностью порядка $\pm 0,1$ дБ. Для этого в составе ВМУ предусмотрена волноводная секция амплитуд-

ной регулировки (САР), которая при изменении электрической длины позволяет получить нужное соотношение амплитуд сигналов на выходах устройства с заданной точностью во всем рабочем диапазоне частот.

На основании проведенных расчетов, а также рассмотренных методов компенсации фазовых ошибок и балансировки амплитуд сигналов, подаваемых на ДМ-27-1 и ДМ-27-2, определены основные геометрические размеры ДОС (рис. 5, сплошные линии).

Электродинамическое моделирование

В соответствии с рассчитанной конфигурацией основных элементов (петель ЛЗ, НО, ФВ, ВМУ, САР, СФР и типовых волноводных узлов) для анализа и оптимизации характери-

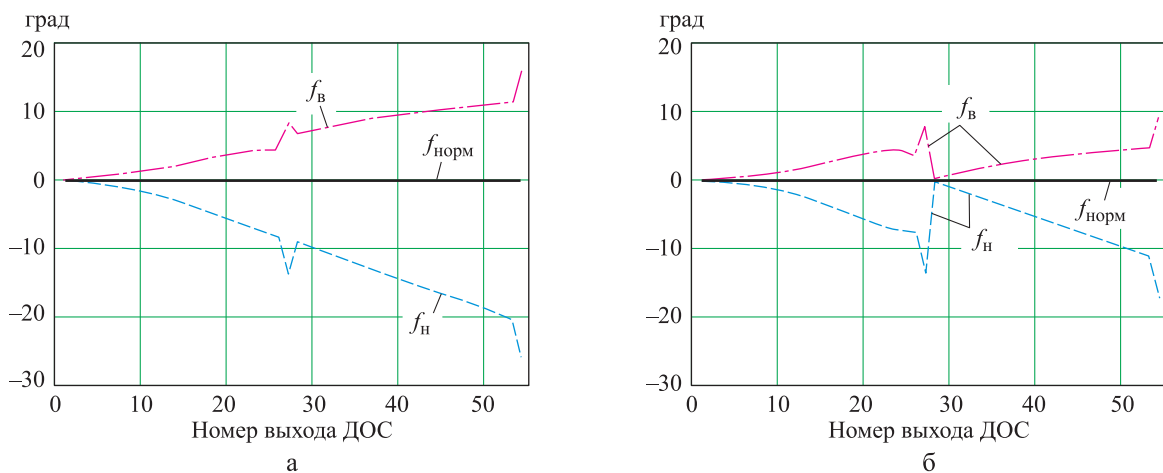


Рис. 4. Отклонение восстановленного ФР от теоретического линейного после коррекции длин петель линии задержки:
а – с учетом включения в схему фазовращателя ФВ;
б – с учетом включения в схему фазовращателей ФВ, ФВ26 и ФВ52

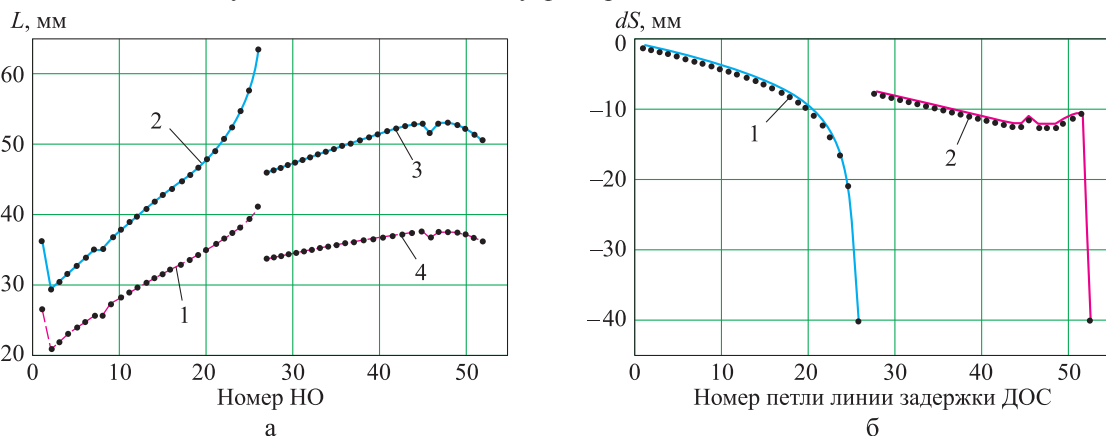


Рис. 5. Основные геометрические размеры конфигурации ДОС:
а – размеры поперечной и продольной щелей НО: 1 – поперечные щели НО ДМ-27-1;
2 – продольные щели НО ДМ-27-1; 3 – продольные щели НО ДМ-27-2; 4 – поперечные щели НО ДМ-27-2;
б – приращения длин (dS) регулярных участков волноводных петель замедляющей системы:
1 – петли ДМ-27-1; 2 – петли ДМ 27-2

стик схемы методом конечных элементов в специализированном программном пакете [9] разработана трехмерная электродинамическая модель ДОС (рис. 6).

Структура электродинамической модели полностью соответствует предложенной схеме (см. рис. 1) и представляет собой воздушную полость волноводной топологии ДОС с заданными граничными условиями для имитации материала волноводных стенок (алюминиевый сплав ВД-95 с шероховатостью 0,8 мкм), а также волноводных входов и выходов, возбуждаемых основным типом колебаний (H_{10}).

Для нахождения оптимального положе-

ния сектора сканирования относительно расчетного положения луча, ориентированного по нормали к раскрыву, а также компенсации случайных фазовых ошибок, связанных с конечным уровнем согласования отдельных элементов схемы, итерационным способом произведена дополнительная коррекция длин регулярных участков волноводных петель замедляющей системы в соответствии с формулой (2). Геометрические размеры поперечных и продольных щелей НО также подвергались корректировке при каждом повторном пересчете длин петель для устранения искажений амплитудного распределения, связанных с вза-

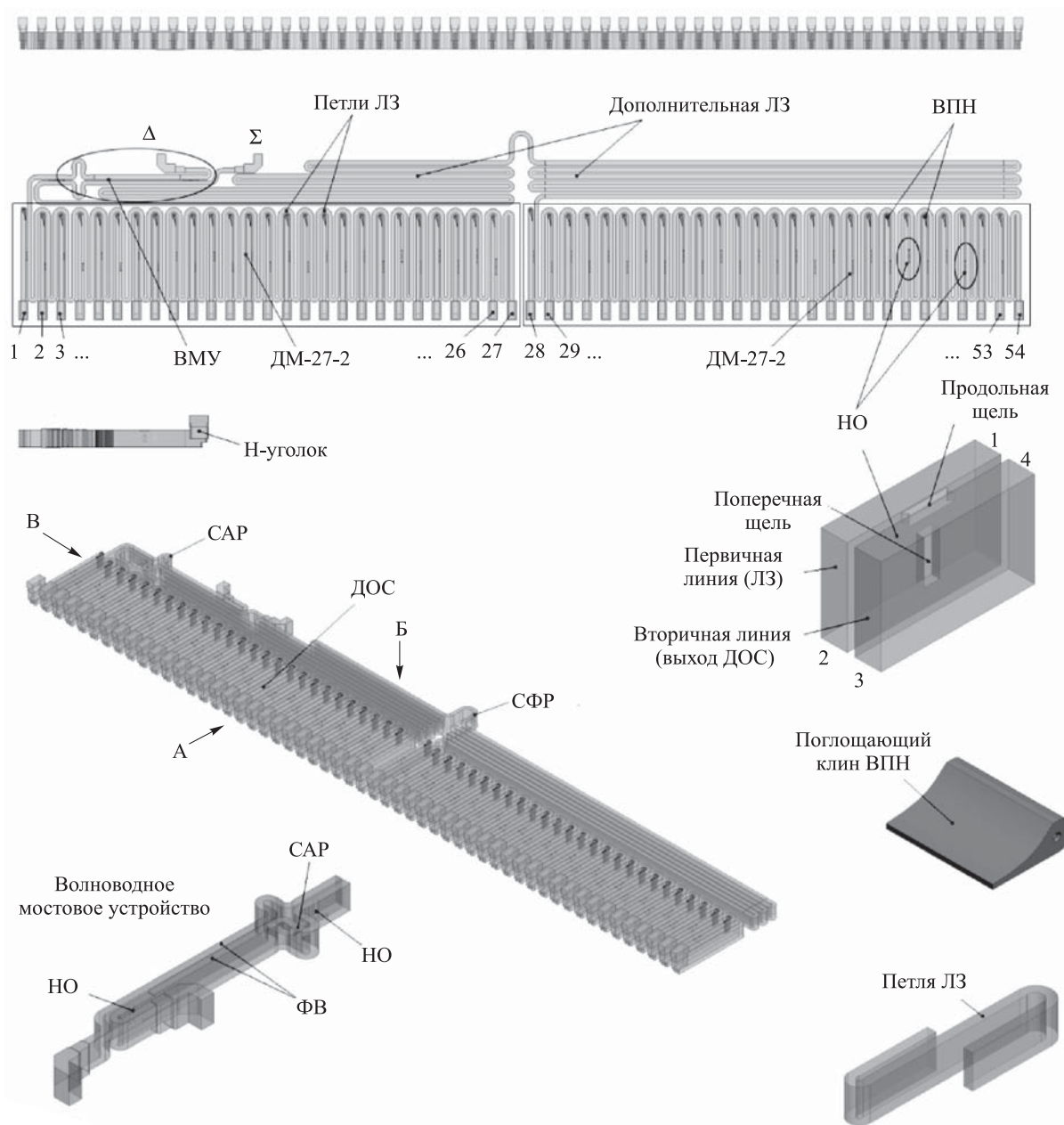


Рис. 6. Электродинамическая модель ДОС

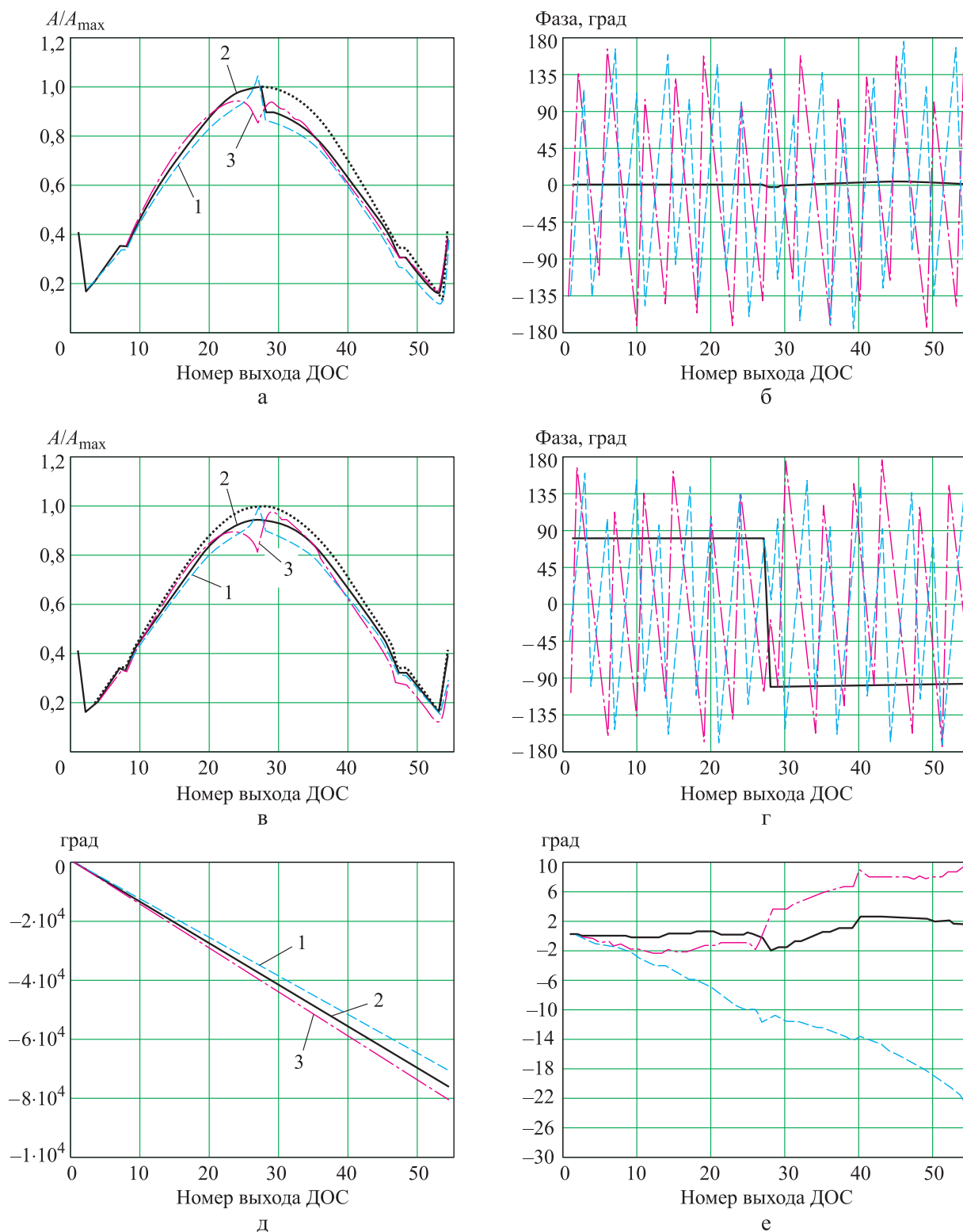


Рис. 7. Характеристики ДОС, полученные по результатам электродинамического моделирования:

- а – АмР суммарного канала (точками обозначено теоретическое АмР);
- б – ФР суммарного канала;
- в – АмР разностного канала (точками обозначено теоретическое АмР);
- г – ФР разностного канала;
- д – ФР;
- е – отклонение ФР от теоретического линейного;
- 1 – f_n ; 2 – $f_{\text{норм}}$; 3 – f_v

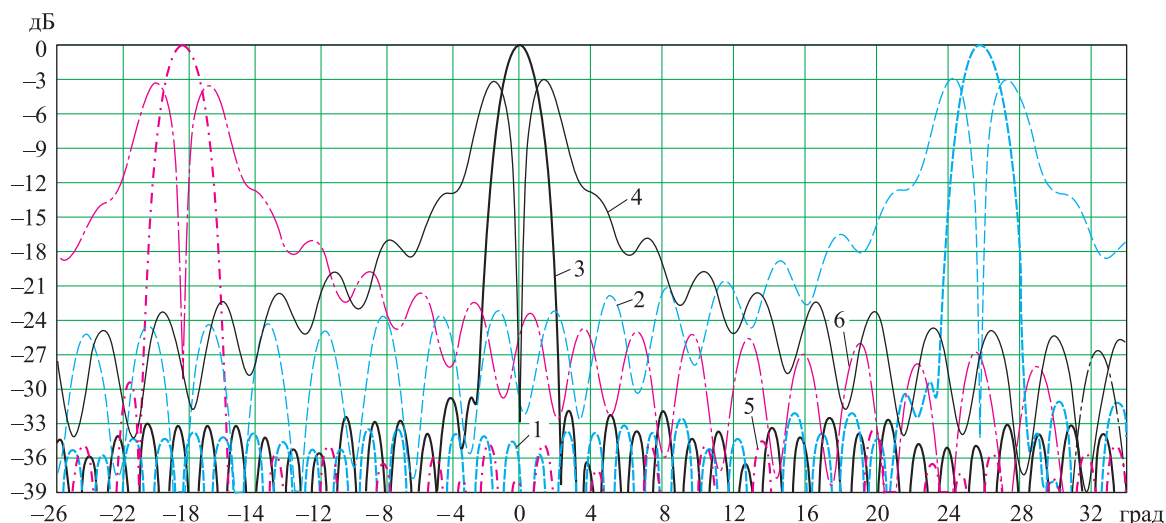


Рис. 8. ДН в вертикальной плоскости, восстановленные на основании АФР ДОС, полученного по результатам электродинамического моделирования:

- 1 – суммарная ДН на частоте f_n ; 2 – разностная ДН на частоте f_n ;
3 – суммарная ДН на частоте $f_{ном}$; 4 – разностная ДН на частоте $f_{ном}$;
5 – суммарная ДН на частоте f_v ; 6 – разностная ДН на частоте f_v

имным влиянием НО по основной волне.

Критерием сходимости процесса являлось приближение с заданной точностью рассчитываемого при моделировании АФР на выходах ДОС к теоретическому амплитудному распределению, выбранному для реализации. Это позволило минимизировать значения амплитудных и фазовых ошибок в излучающем раскрые антенны до величин, обеспечивающих требуемые характеристики ДН. Результаты расчета размеров поперечной и продольной щелей НО и приращений длин (dS) регулярных участков волноводных петель замедляющей системы, полученные при оптимизации электродинамической модели на последней итерации, показаны на рис. 5 точками.

Характеристики ДОС, достигнутые при оптимизации электродинамической модели, а также восстановленные по ним ДН представлены на рис. 7 и 8 соответственно. Расчетный уровень КСВН суммарного и разностного входов в рабочем диапазоне частот при анализе электродинамической модели ДОС не превысил величины 1,27.

Данные, полученные по результатам электродинамического анализа суммарно-разностной ДОС, и практический опыт создания антенны 125AC01 [1] позволяют сделать вывод о том, что характеристики ДН разрабатываемого

антенного устройства в главном сечении в вертикальной плоскости будут практически идентичны характеристикам, восстановленным на основании АФР ДОС, полученного при электродинамическом моделировании (см. рис. 8).

Конструктивно-технологическое исполнение

Конструктивно 54-канальная ДОС состоит из двух последовательно соединенных 27-канальных секций, максимальные размеры которых зависят от возможностей технологического оборудования. Каждая секция состоит из двух зеркально-симметричных алюминиевых плит, в которых на станках с ЧПУ профрезерована волноводная топология устройства: профиль волновода, окна связи НО и прочие составные элементы схемы (рис. 9).

Стыковка плит производится вдоль поверхности, являющейся плоскостью симметрии внутренних волноводных каналов и перпендикулярной их широкой стенке. После сборки двух плит образуется свернутый синусоидальный волновод, состыкованный по линии нулевых токов. Внутри секций расположены волноводное мостовое устройство, волноводная линия задержки змейкового типа (магистральная линия), которая связана через щелевые Т-образные окна связи с вторичными волноводными линиями и образует 52 направленных

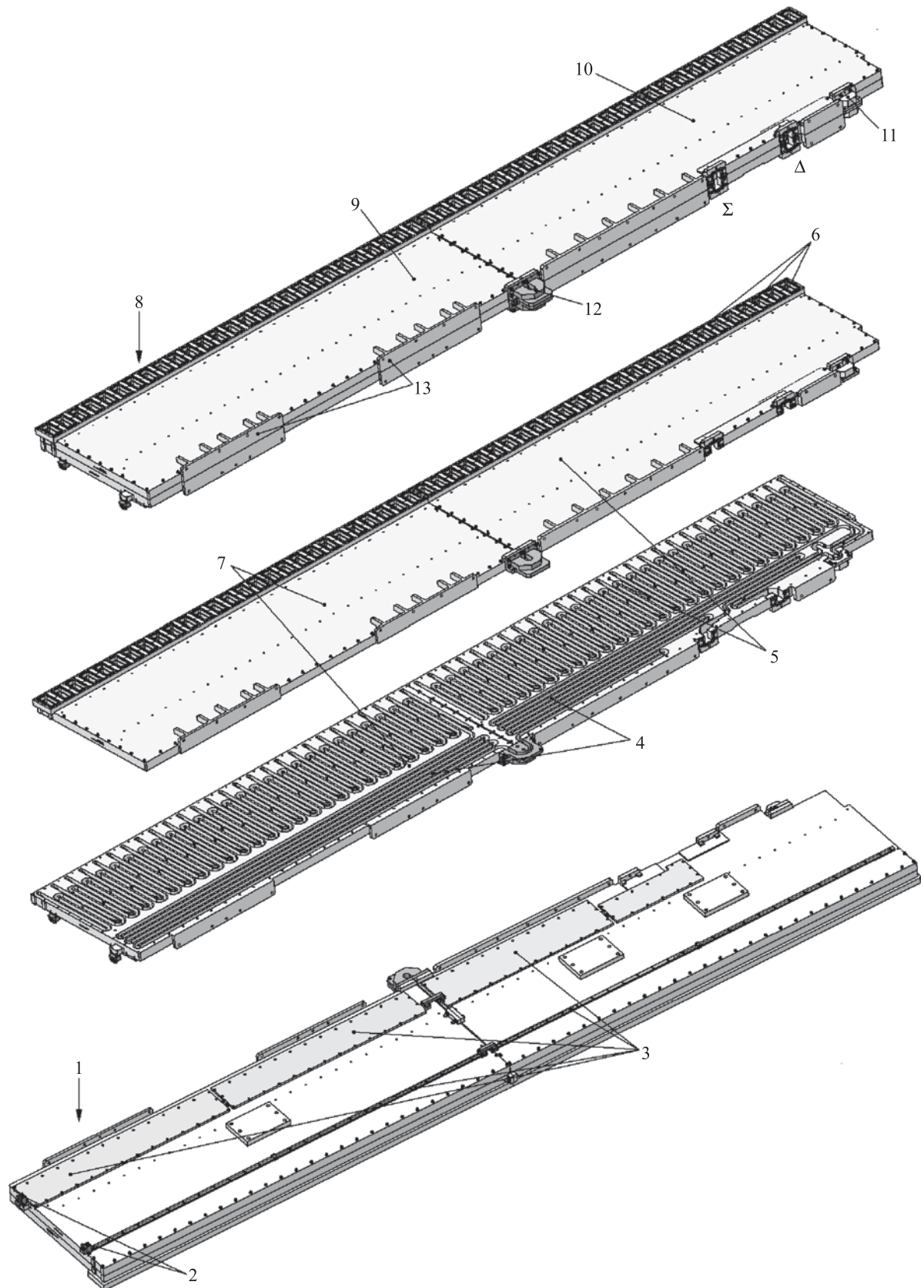


Рис. 9. Конструкция ДОС:

1 – тыльная сторона; 2 – сливной клапан; 3 – система слива конденсата;
4 – дополнительная линия задержки; 5, 7 – фрезерованная плита; 6 – выход; 8 – фронтальная сторона;
9 – ДМ-27-2; 10 – ДМ-27-1; 11 – САР; 12 – СФР; 13 – силовой фланец



ответвителя мощности (рис. 10), а также дополнительная волноводная линия задержки, равномерно распределенная по двум секциям ДОС.

В балансных плечах направленных ответвителей установлены 52 клина, выполненные из поглощающего состава на основе карбонильного железа и разрезанных для удобства сборки блока по линии стыковки алюминиевых плит.

ДОС имеет два волноводных входа на торцевой стороне (суммарный Σ и разностный Δ), 54 волноводных выхода, расположенных на фронтальной стороне с шагом 70 мм, межсекционную волноводную переемычку (СФР), предназначенную для соединения 27-канальных секций и подстройки фазового фронта, а также регулировочную переемычку (САР), обеспечивающую балансировку амплитуд СВЧ-сигналов, подаваемых на 27-канальные секции.

Волноводная топология ДОС создана на базе волновода с сечением $64,7 \times 17$ мм. Входы и выходы устройства выполнены на основе волновода стандартного сечения 72×34 мм. На узкой стенке волноводных каналов магистральной и дополнительной линий задержки блока имеются отверстия диаметром 3 мм, через которые производится отвод конденсата в систему слива. Система слива конденсата располагается на тыльной стороне ДОС и представляет собой шесть продольных трубок, распределенных по поверхности блока и собранных в нижних частях каждой из 27-канальных секций в единый канал. На выходе системы установлен сливной клапан. Секции ДОС соединены изогнутым волноводом, который отсоединяется перед транспортировкой антенны. Стыки плит после сборки герметизируются анаэробным герметиком, а стыки секций – контактными и резиновыми прокладками.

Фрезеровка волноводной топологии и поперечных щелей Т-образных окон связи НО производится с помощью стандартных торцевых фрез. Продольные щели Т-образных окон связи в процессе фрезеровки плит блока прорежутся отработанной специальной оснасткой – грибковой фрезой диаметром 16 мм и толщиной 5 мм. Заход фрезы осуществляется с каждой стороны общей стенки магистрального и вторичного волноводов на глубину 3,5 мм (рис. 11).

Изготовление деталей ДОС на станках с ЧПУ [1] обеспечивает высокую точность и повторяемость расчетных размеров и выходных параметров антенн, что подтверждается многократным изготовлением и измерениями электрических характеристик АР 125АС01 ТРЛК «Сопка-2». Фотографии изготовленных на станках с ЧПУ фрезерованных плит, входящих в состав ДМ-27-1 опытного образца ДОС, представлены на рис. 12.

Заключение

Анализ полученных результатов показал, что предложенные усовершенствования известной суммарно-разностной схемы с последовательным питанием излучателей [1] (организация полного вывода мощности на крайние элементы ДМ-27-1 и ДМ-27-2, применение двухканальных фазовращателей и волноводного мостового устройства с регулируемым коэффициентом деления) позволили реализовать на практике плоскую конструкцию волноводной суммарно-разностной ДОС на базе двух фрезерованных половин и устранить необходимость использования в ней оконечных нагрузок. При этом сохраняется эффективный коэффициент усиления антенны (за счет снижения потерь в схеме) и обеспечивается требуемое качество ДН в секторе сканирования.

Рекомендации по устранению недостатков моноимпульсной ДОС последовательного типа, рассмотренные в [3] и [5], носят теоретический характер и не затрагивают проблемы изготовления конструкции антенны, оценку ее габаритных размеров, а также особенности устранения фазовых ошибок и амплитудной балансировки половин ДОС с точки зрения технологических процессов. Однако именно эти вопросы необходимо учитывать при применении любых известных типов ответвителей мощности в подобных схемах для обеспечения требуемых выходных характеристик.

На основании проведенных исследований разработана конструкторская документация волноводной суммарно-разностной диаграммообразующей схемы 124АС01, изготовлен работающий в дециметровом диапазоне длин волн опытный образец, испытания которого подтвердили корректность проведен-

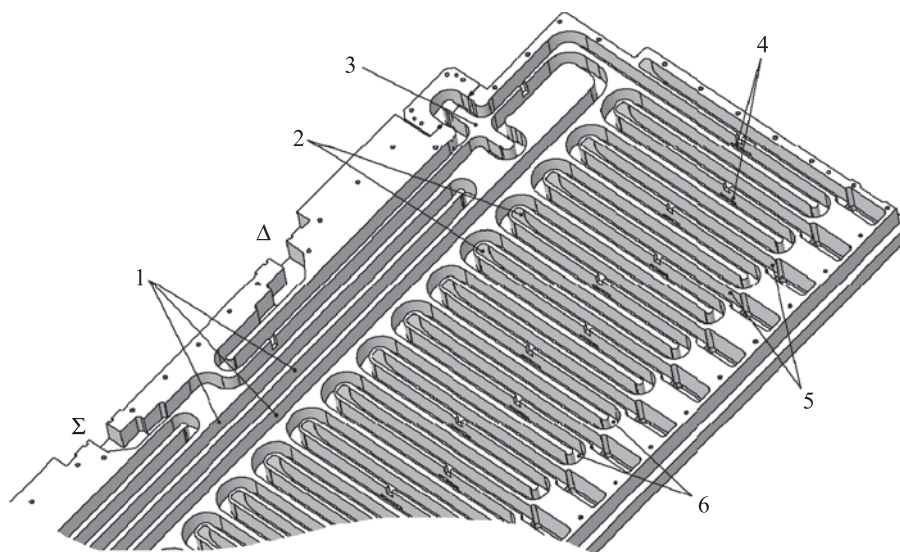


Рис. 10. Волноводная топология ДОС:

- 1 – дополнительная линия задержки; 2 – поглощающий клин;
3 – ВМУ; 4 – Т-образное окно связи НО; 5 – вторичная линия НО;
6 – линия задержки (первичная линия НО)

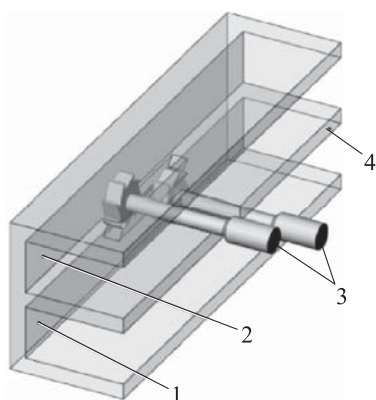


Рис. 11. Фрезеровка продольных щелей НО:

- 1 – магистральный волновод;
2 – вторичная волноводная линия;
3 – грибовидная фреза;
4 – общая стенка волноводов

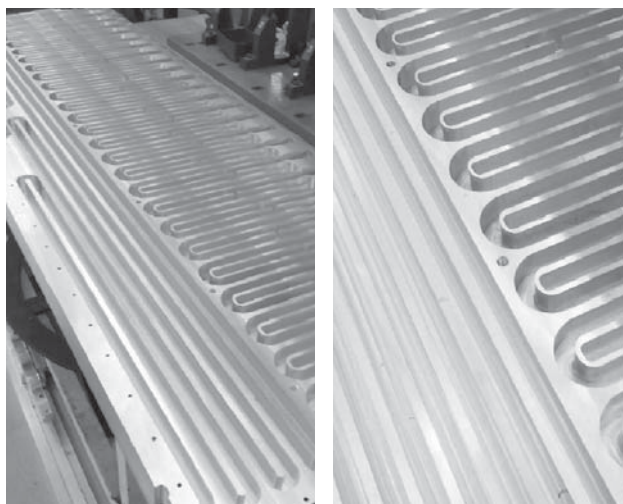


Рис. 12. Изготовленные фрезерованные плиты ДМ-27-1

ных расчетов и показали хорошее совпадение экспериментально измеренных характеристик с данными, полученными при электродинамическом моделировании.

Измеренное с помощью векторного анализатора цепей *Agilent E5071B* АФР на выходах ДОС (при запитке суммарного и разностного входов) соответствует АФР, полученному при моделировании (см. рис. 7), с точностью порядка $\pm 0,3$ дБ и $\pm 5^\circ$. Восстановленные по измеренному АФР характеристики ДН (форма, уровни бокового излучения, ширина и угловые положения) не имеют принципиальных отличий от характеристик ДН (см. рис. 8).

Список литературы

1. Трассовый радиолокационный комплекс (ТРЛК) «Сопка-2» [Электронный ресурс] / URL: <http://www.lemz.ru/views/solutions/orvd/trlcp/sopka> (дата обращения 25.11.2015).
2. Бородин Н. Д., Ковалев В. Т., Ленци Ю. И., Немоляев А. И. Волноводно-щелевые антенные решетки с частотным сканированием // Докл. XVII науч.-техн. конф. ВНИИРТ. М.: ОАО «ВНИИРТ», 2007. С. 312–317.
3. Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника. Т. 2. Радиолокационные антенные устройства. М.: Советское радио, 1977. 408 с.
4. Леонов А. И., Фомичев К. И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984. 312 с.



5. Моноимпульсная антенна с частотным сканированием: патент № 2490760 Российская Федерация / Н. Д. Бородин, М. В. Исаков. Оpubл.: 27.08.2013. Бюлл. № 23. 7 с.
6. Сосунов В. А., Шибаев А. А. Направленные ответвители сверхвысоких частот. Саратов: Приволжское книжное издательство, 1964. 136 с.
7. Сучков А. В. Волноводный направленный ответвитель с Т-образным элементом связи // Мат. 25-й Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо'15. Севастополь, 2015. С. 558–559.
8. Сучков А. В. Волноводное мостовое устройство с регулируемым коэффициентом деления // Мат. 25-й Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо'15. Севастополь, 2015. С. 566–568.
9. Гринев А. Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики: учебное пособие. М.: Радиотехника, 2012. 336 с.

Поступила 25.12.15

Сучков Александр Владимирович – ведущий инженер АО «Научно-производственное объединение «Лянозовский электромеханический завод», г. Москва.
Область научных интересов: радиолокация, антенны, СВЧ-устройства.

Beamforming arrangement for a monopulse frequency scanning antenna array

In the research we develop a waveguide beamforming arrangement for a monopulse frequency scanning antenna array. We study specifics of the sigma delta arrangement suggested and show the ways of eliminating its characteristic limitations. We consider some issues of structural and technological implementations. As a result, we propose the techniques for numerical analysis and parameter optimisation of the electrodynamic arrangement model.

Keywords: monopulse antenna array, frequency scanning, radiation pattern, beamforming arrangement.

Suchkov Aleksandr Vladimirovich – Leading Engineer, Joint stock company Research and Production Corporation “Lianozovo Electromechanical Plant”, Moscow.
Research interests: radiolocation, antennas, microwave frequency devices.



УДК 621.391.019.4

М. В. Литвин

О компенсации коррелированных помех

Рассмотрена задача приема импульсных сигналов в аддитивной смеси с коррелированной помехой. Показано, что необходимая операция обеливания может быть реализована с помощью нелинейного устройства, в котором производится селекция помехи и последующая ее компенсация. Проведены оценки качества приема.

Ключевые слова: импульсные сигналы, обеливатель, коррелированная помеха, спектральная плотность.

Введение

Коррелированные помехи обычно имеют спектр, близкий к спектру полезных сигналов. Основное различие спектров состоит в их интенсивности и частотной локализации. Если частотное различие упрощает задачу оптимальной обработки сигналов, то интенсивность помех, которая может на несколько порядков превышать таковую у сигналов, существенно усложняет задачу. Коррелированные помехи особенно актуальны в радиолокации. Их природа связана с рассеянием сигналов от большого количества хаотически расположенных в пространстве отражателей или неподвижных объектов.

Задача селекции полезных сигналов из их аддитивной смеси с помехой основана на различии скоростей движения объектов, порождающих эти сигналы [1]. Вопрос приема сигналов при действии коррелированных помех так же, как и для «белого» шума, решен уже давно [2]. Решение задачи селекции связано с применением выравнивателя, или обеливателя, — линейного фильтра, преобразующего коррелированную помеху в «белый» шум. Использование обеливателя основано на применении череспериодной компенсации помех [1]. В зависимости от свойств помех выбирают компенсаторы различной кратности [3].

Серьезный недостаток компенсаторов проявляется при сканировании антенны по азимуту, когда последовательность принимаемых сигналов смодулирована диаграммой направленности (ДН) антенны [1]. В этом случае возникают некомпенсированные остатки помехи из-за различия амплитуд в смежных перио-

дах повторения. Устранить недостатки можно за счет использования компенсаторов высокой кратности или сложных антенн с суммарной и разностной ДН [1].

Иная возможность устранения неполадок связана с селекцией помехи из смеси с сигналом и использованием ее при компенсации [4, 5]. По существу, данная методика представляет собой вариант работы обеливающего фильтра на основе нелинейного устройства. Анализ такого компенсатора коррелированных помех проводится далее.

Свойства помех

Коррелированная помеха в рассматриваемом случае представляет собой последовательность M -импульсов одинаковой формы $s_u(t)$, амплитуда которых содержит случайную составляющую и промодулирована огибающей ДН антенны $G_A(\varphi)$. Спектральные и временные характеристики таких сигналов известны [3]. Рассмотрим последовательность импульсов без учета ДН антенны:

$$N(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_m U_0 s_u(t - mT_r), \quad (1)$$

где $\alpha_m U_0$ — амплитуда сигнала;

T_r — период повторения;

$s_u(t)$ — комплексная функция, включающая в себя тип сигнала и несущую частоту;

α_m — безразмерный множитель, определяющий рассеяние амплитуд импульсов из-за случайности отражающих свойств объекта, создающего помеху;

α_m — случайная компонента, имеющая среднее $\bar{\alpha}_m$ и некоррелированные отклонения с дисперсией $\Delta\alpha_m^2$.

Спектральную плотность мощности помехи (1) определяют усредненным по времени квадратом модуля спектра

$$G_N(\omega) = \frac{1}{T_r} U_0^2 |s_u(\omega)|^2 \times \left(M \overline{\alpha_m^2} \left| \frac{\sin(\omega M T_r / 2)}{M \sin(\omega T_r / 2)} \right|^2 + \overline{\Delta \alpha_m^2} \right). \quad (2)$$

Средние значения помехи образуют области с большой спектральной плотностью, а отклонения – с малой, аналогичной «белому» шуму.

Поскольку ДН антенны мультипликативно изменяет сигнал (1) помехи $N_A(t) = G_A(t - t_1)N(t)$, изменения спектральной плотности (2) определяют сверткой спектров сомножителей. В случае ДН колокольной формы огибающая сигналов и соответствующий ей спектр определяют следующим образом:

$$G_A(t) = \exp \left[- \left(\frac{t}{\tau_A} \right)^2 \right], \quad (3)$$

$$S_A(\omega) = \sqrt{\pi} \tau_A \exp \left[- \left(\frac{\omega \tau_A}{2} \right)^2 \right],$$

где $\tau_A = M_1 T_r / 2 \sqrt{\ln \sqrt{2}}$ – постоянная времени, связанная со скоростью вращения антенны;

M_1 – количество импульсов на уровне $G_{A \max} / \sqrt{2}$.

Из уравнений (3) следует, что ширина спектра ДН находится на том же уровне $\Delta f_A = 2 \ln \sqrt{2} / (\pi M_1 T_r)$, и меньше таковой для сигнала (2), поэтому заметные искажения в спектре сигнала (2), который с учетом вращения антенны (3) определяется последовательностью

$$N_A(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \exp \left[- \left(\frac{m - m_0}{M_1} \right)^2 4 \ln \sqrt{2} \right] \times \alpha_m U_0 s_u(t - m T_r) \quad (4)$$

проявляются в основном в области боковых лепестков. На рис. 1 представлены сигналы (4) и их спектры (модули), нормированные на максимальное значение при разных положениях сигналов относительно ДН антенны. Зависимости получены при $M_1 = 22$, $M = 11$ и $m_0 = 5, 17, 29$ (зависимости (1)–(3)). Видно, что положение сигналов существенным образом влияет на форму боковых лепестков спектра.

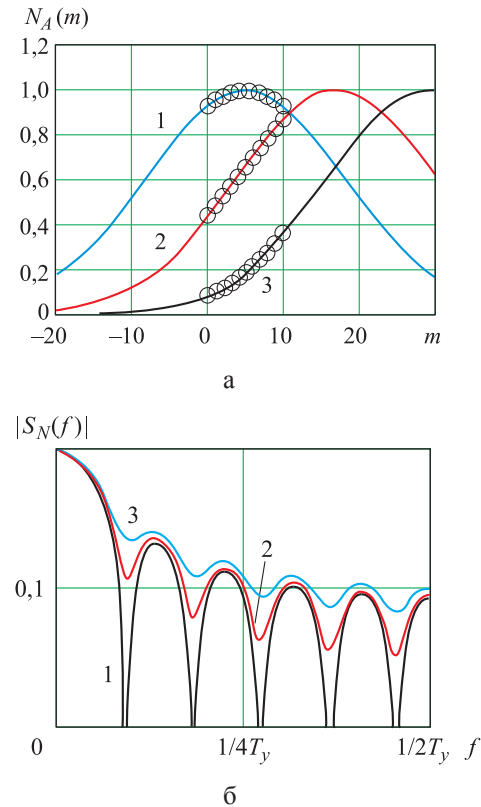


Рис. 1. Сигналы (а) и их спектры (модули) (б), нормированные на максимальное значение при разных положениях сигналов относительно ДН антенны

Составляющая спектра помехи (2), аналогичная «белому» шуму, также изменяется при сканировании антенны. Как видно из (4), в этом случае нарушается стационарный характер помехи, однако ее статистические характеристики остаются прежними, поэтому форма автокорреляционной функции для данной компоненты помехи тоже остается прежней, изменяется лишь мощность. Нетрудно показать, что с учетом ДН из (3) составляющая «белого» шума в (2)

$$g_A = \frac{\sqrt{\pi} M_1 \overline{\Delta \alpha^2}}{\sqrt{\ln \sqrt{2}}} \times \left\{ \left[\Phi \left(\frac{\sqrt{2 \ln \sqrt{2}} (m_0 + M - 1)}{M_1} \right) - \Phi \left(\frac{\sqrt{2 \ln \sqrt{2}} m_0}{M_1} \right) \right] / 2 \right\}, \quad (5)$$

где $\Phi(x) = \left(2 / \sqrt{2\pi} \right)^{-1} \int_0^x \exp(-0,5t^2) dt$ – интеграл вероятности.



Вращение антенны не изменяет характера составляющей помехи, но влияет на ее уровень. Если скорость вращения уменьшается ($M_1 \rightarrow \infty$), то $g_A \rightarrow \overline{\Delta\alpha_m^2}$, что соответствует случаю (2).

Таким образом, коррелированной помехе присущи узкие области как с высокой спектральной плотностью мощности, так и с меньшей, рассеянной во всем диапазоне частот (2). Оптимальная обработка, как показано в [3], предполагает межпериодную компенсацию. В результате устраняются области большой спектральной плотности и практически не изменяются боковые лепестки спектра, поэтому компенсирующие устройства можно рассматривать как вариант обеливающего фильтра. Однако такой фильтр решает задачу неудовлетворительно, о его недостатках было сказано во введении.

Устройства компенсации

Как известно, устройства череспериодной компенсации являются линейными фильтрами [1]. Нулевые точки в их частотной характеристике приходятся на максимальные значения спектральной плотности помехи (2). Именно эти свойства компенсатора должны обеспечивать обеливание помехи. Напомним, что простейший компенсатор, образуя разность $\Delta s(t) = s(t - T_r) - s(t)$ сигнала (1), устраняет лишь стационарную составляющую коррелированной помехи (1). Действительно, мощность помехи после однократного компенсатора содержит удвоенную мощность случайной составляющей сигнала:

$$\overline{\Delta s^2} = 2U_0^2 P_s \overline{\Delta\alpha_m^2} = 2U_0^2 P_s \overline{\alpha_m^2} (1 - r_s), \quad (6)$$

где $r_s = \overline{\alpha_m^2} / (\overline{\alpha_m^2} + \overline{\Delta\alpha_m^2})$ – коэффициент межпериодной корреляции помехи;

P_s – мощность одиночного сигнала $s_u(t)$.

Однако это не единственная компонента помехи на выходе компенсатора. Компенсаторы такого вида считают линейными устройствами, и переходные процессы являются источниками определенных помех на выходе. Убедиться в этом можно на примере помехи (1) с коэффициентом корреляции $r_s = 1$. В этом случае периодическую структуру спек-

тра (2) на выходе однократного компенсатора определяют величиной $2\overline{\alpha_m} \sin(\omega M T_r / 2)$. Ясно, что этот спектр связан с сигналом $U_0 \overline{\alpha_m} [s_u(t) - s_u(t - M T_r)]$, т. е. с импульсами, существование которых обусловлено только переходными процессами в компенсаторе. Следует заметить, что с увеличением кратности компенсатора длительность переходных процессов, а значит, и их весомость, только возрастает. Переходный процесс заканчивается при поступлении в компенсатор двух и более импульсов, поэтому при длительных последовательностях помех эти составляющие не имеют существенного значения.

При азимутальном сканировании огибающая помехи изменяется (4) и амплитуды помех в смежных периодах повторения становятся различными. В качестве приближения разности амплитуд можно принять:

$$\begin{aligned} \Delta N(m) &= N(t - m T_r - T_r) - N(t - m T_r) \approx \\ &\approx \alpha_m U_0 s_u(t) \dot{G}_A(m T_r) T_r, \end{aligned} \quad (7)$$

где G_A – производная ДН (3) по времени.

В результате на выходе возникают стационарные «остатки» помех, которые принципиально неустраняемы в компенсаторах подобного типа [1]. На рис. 2 представлены «остатки» напряжения помехи (7) (зависимости (1)–(3)) для ситуаций, аналогичных приведенным на рис. 1, а. Видно, что «остатки» помех минимальны в области максимума ДН и увеличены на ее склонах.

Таким образом, устройства межпериодной компенсации можно считать некоторым приближением к обеливающим фильтрам, поскольку нули их частотной характеристики

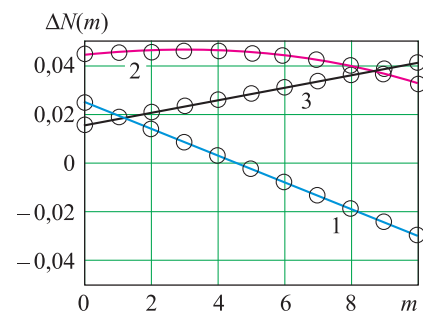


Рис. 2. «Остатки» напряжения помехи



приходятся на области большой спектральной плотности мощности помех. Однако наилучшим образом такие свойства компенсаторов проявляются при неизменной амплитуде помех, т. е. в условиях дискретного обзора пространства. При непрерывном обзоре изменение амплитуд приводит к неполной компенсации помех (см. рис. 2). Этот недостаток компенсаторов считается достаточно серьезным, поскольку для его устранения рассматриваются антенны с суммарно-разностными ДН [1]. Уменьшение его достигается также при использовании компенсаторов большей кратности, но в этом случае уменьшается полоса режекции полезных сигналов и увеличивается время переходных процессов.

Нелинейный компенсатор

Рассмотрим иную возможность компенсации коррелированных помех (1). Особенность такого способа компенсации связана с необходимостью предварительной селекции помехи (1) из ее аддитивной смеси $x(t) = N(t) + s_u(t) + n(t)$ с полезными сигналами и шумом. Выделенную помеху можно использовать для компенсации [4, 5]. Операции можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned} Q[x(t)] &= N(t - t_L), \\ \Delta s(t) &= x(t - t_L) - N(t - t_L) = \\ &= s_u(t - t_L) + n(t - t_L), \end{aligned} \quad (8)$$

где t_L – временная задержка операции селекции помехи.

Соотношения (8) определены идеализированно без учета ошибки операции Q . В этих условиях селекция помехи и ее последующая компенсация, по существу, позволяют выполнить операцию обеливания коррелированной помехи. Далее обработка сигналов происходит с учетом действия «белого» шума (8). Ясно, что операция Q может быть реализована лишь приближенно, поэтому алгоритм (8) имеет смысл при условии, что ошибка селекции помехи будет существенно меньше остатка некомпенсированной помехи (см. рис. 2).

Главная особенность операции Q заключается в том, что соотношение (8) предполагает получение приемлемой копии конечного во времени напряжения помехи (4). Представляется, что селектор помехи с такими свойствами,

т. е. без переходных процессов, можно реализовать в виде нелинейного устройства. При этом речь идет не о конкретной нелинейности в координатах напряжения «вход – выход», а об использовании линейных структур, параметры которых изменяются во времени. В данном случае, применяя спектральные преобразования на основе ортогональных функций $P_j(t)$ [6], операцию Q можно представить следующим образом:

$$c_j = \int x(t) P_j(t) dt \quad \text{и} \quad x_2(t) = \sum_j c_j P_j(t). \quad (9)$$

Структура данного устройства очевидна. Коэффициенты c_j определяют спектр $x(t)$ по функциям $P_j(t)$ и реализуются преобразованием $Q[x(t)]$. Далее при использовании обратной операции $Q^{-1}(c_j)$ получают напряжение, являющееся копией помехи. Таким образом, рассматриваемое устройство можно считать нелинейным, точнее, механизмом с изменяющимися во времени параметрами.

При выборе функций $P_j(t)$ следует иметь в виду, что они не должны быть гармоническими, поскольку последние определяют полезные сигналы (8). Если учесть форму ДН (3), то лучше использовать низкочастотные степенные полиномы. Среди них наиболее удобными следует считать ортогональные полиномы Лежандра I рода, имеющие единичный вес [6]:

$$\begin{aligned} P_0(t) &= 1, \quad P_1(t) = t, \\ P_2(t) &= \frac{3t^2 - 1}{2}, \quad P_3(t) = \frac{5t^3 - 3t}{2}. \end{aligned} \quad (10)$$

В нашем случае непрерывные полиномы следует преобразовать для дискретных отсчетов сигналов и нормировать их на $\sqrt{\sum_m P_j^2(m)}$, поэтому с учетом симметрии полиномов спектральные преобразования выполняют для дискретных отсчетов $m \in [-m_1, m_1]$ с интервалом $\Delta m = 2/(M_1 - 1)$ и $m_1 = (M_1 - 1)/2$.

Используя (9), (10), можно селектировать (синтезировать) копию сигнала помехи с огибающей из (3), (4). Для действительных величин (10) операцию следует выполнять на видеочастотах после фазового детектирования.

При оценке точности воспроизведения ограничимся пока действием помехи. В результате получаем



$$c_j = \sum_{m=-m_1}^{m_1} \exp \left[- \left(\frac{m-m_0}{M_1} \right)^2 4 \ln \sqrt{2} \right] P_j(m) \quad (11)$$

и $N_L(m) = \sum_j c_j P_j(m).$

Далее следует определить разность оригинала (4) и копии помехи (11), т. е. $\Delta N_L(m) = N(m) - N_L(m)$. При использовании соотношений (11) для квадрата разности получаются известные оценки

$$\sum_m \Delta N_L^2(m) = \sum_m N^2(m) - \sum_j c_j^2. \quad (12)$$

Разность напряжений на выходе однократного компенсатора $\Delta N(m)$ (7) и разность $\Delta N_L(m)$ оригинала и копии (зависимости (1) и (2)), полученные с использованием спектральных преобразований (9) и полиномов (10), представлены на рис. 3. При этом длительность последовательности $M = 17$, т. е. практически определена длительностью сигналов на уровне половинной мощности ДН антенны (3). Ясно, что в подобных условиях ошиб-

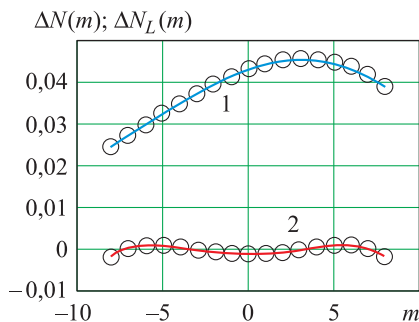


Рис. 3. Разность напряжений на выходе однократного компенсатора и разность оригинала и копии (зависимости (1) и (2))

ки воспроизведения помехи максимальны. Видно, что качество компенсации помехи с использованием ее селектированной копии существенно лучше, чем при однократной компенсации. Изменение мощности (12) в зависимости от количества используемых полиномов показано ниже:

j	0	1	2	3
$\sum_m \Delta N_L^2$	0,67	$3,96 \cdot 10^{-3}$	$4,11 \cdot 10^{-3}$	$1,24 \cdot 10^{-5}$
$\sum_m N^2$	4,17	4,17	4,17	4,17
$\sum_m \Delta N^2$	$27 \cdot 10^{-3}$	$27 \cdot 10^{-3}$	$27 \cdot 10^{-3}$	$27 \cdot 10^{-3}$

Во второй и третьей строках – изменение мощности помехи и напряжения однократного компенсатора.

Для реализации напряжения помехи, даже при использовании двух полиномов, некомпенсированное напряжение уменьшается на $\approx 7,5$ дБ по сравнению с одноступенчатым компенсатором. С увеличением числа полиномов до четырех эта величина возрастает до ≈ 32 дБ.

Таким образом, качество компенсации с использованием полиномов Лежандра следует считать хорошим. Отметим, что в нашем случае рассматривали помеху от одиночного источника отраженного сигнала. На практике сигналы помех могут создавать несколько источников, смещенных по азимуту. В этом случае напряжение помехи представляет собой суперпозицию напряжений (4) с различными m_0 . Форма ДН антенны неизменна, и, следовательно, полоса частот сигналов остается прежней. Поэтому линейные по отношению к сигналу преобразования (11) будут аналогично реагировать на такие изменения огибающей помехи.

Действие сигналов и шума

Выше было рассмотрено действие помехи без учета ее случайной компоненты (2) и показана возможность практически полной компенсации компоненты, что, собственно, является результатом обеливания. Линейность операции определения спектральных коэффициентов по полиномам Лежандра (11) позволяет отдельно рассмотреть действие составляющих входного напряжения. Полезный сигнал с учетом частоты Доплера (ω_D) можно получить из (1):

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} U_0 s_u(t - mT_r) \exp[i\omega_D(t - mT_r)]. \quad (13)$$

Спектральные коэффициенты c_j для такого сигнала представляют собой преобразование полиномов Фурье (10). Для сигнала с прямоугольной огибающей и $\omega_D = 0$, а также для коррелированной помехи используют только коэффициент $c_0 \neq 0$, что достаточно для обеливания таких сигналов. В реальном случае помеха и сигналы смодулированы ДН антенны (4), поэтому при обработке актуальны и последующие коэффициенты c_j . В случае сигналов с $\omega_D > 0$ спектральные коэффициенты определяют боковыми лепестками Фурье-спектра полиномов, что не

позволяет создать полноценную копию сигнала (9). В результате компенсации сигналов не происходит. На рис. 4 представлены Фурье-спектры сигналов (14) после преобразований (9), (10) для $\omega_D \in [0, 2\pi/T_r]$ с интервалом $\Delta\omega_D = \pi/10T_r$. Количество сигналов в последовательности $M = 11$, а положение их относительно ДН соответствует промежуточному на рис. 1, а. Пунктиром отмечен уровень максимально возможных сигналов. Изменение амплитуды сигналов связано с боковыми лепестками Фурье-спектра полиномов, так как именно они определяют величины c_j и последующие копии сигналов. Значения спектральных коэффициентов для этих частот сигнала слишком малы, чтобы компенсировать их, но достаточно велики, чтобы изменять их амплитуду. Сигналы с частотами, близкими к $\omega_D = 0$, компенсируются как коррелированная помеха. Ширина области компенсации становится больше при увеличении количества используемых коэффициентов c_j .

Линейность операции определения коэффициентов c_j проявляется при приеме суперпозиции сигнала и помехи (4), (13). В этом случае доминирующими оказываются c_j для помехи, определяемой основными лепестками Фурье-спектра полиномов. В результате помеха компенсируется, а сигналы проходят вне полосы ее режекции. Этот случай представлен на рис. 5 для условий, аналогичных показанным на рис. 4. Уровень помехи увеличен на 60 дБ по сравнению с сигналом. На рис. 5 пунктирной линией показан уровень «остатка» помехи (1, 2).

Рассмотрим влияние некоррелированных компонентов помехи и шумов на работу компенсатора. Если объединить эти состав-

ляющие, то напряжение можно представить суммой $u(t) = s(t) + n(t)$ детерминированных (4), (13) и некоррелированных составляющих. Спектральные коэффициенты для этого напряжения

$$c_j = \sum_{m=-m_1}^{m_1} s_m P_j(m) + \sum_{m=-m_1}^{m_1} n_m P_j(m) = c_{sj} + c_{nj}. \quad (14)$$

Напряжение после компенсатора (9), определяемое коэффициентами $u_2(m) = \sum_j c_{sj} P_j(m) + \sum_j c_{nj} P_j(m) = s_2(m) + n_2(m)$ также имеет случайную компоненту. Среднее ее значение по множеству и по времени $\langle n_2(m) \rangle = \overline{n_2(m)} = 0$, поэтому средний квадрат случайной компоненты для конкретного j определяют с учетом (14) следующим образом:

$$\begin{aligned} \langle n_2^2(m) \rangle &= \\ &= P_j^2(m) \sum_m \sum_k \langle n_m n_k \rangle P_j(m) P_j(k) = \\ &= \langle n_m^2 \rangle P_j^2(m). \end{aligned} \quad (15)$$

Теперь можно определить среднюю величину шумов на выходе компенсатора для всех используемых спектральных коэффициентов $j \in [0, j_{\max}]$:

$$\begin{aligned} \overline{\langle n_2^2(m) \rangle} &= \overline{\langle n_m^2 \rangle} \sum_{j=0}^{j_{\max}} P_j^2(m) = \\ &= \frac{1}{M} \langle n_m^2 \rangle (1 + j_{\max}). \end{aligned} \quad (16)$$

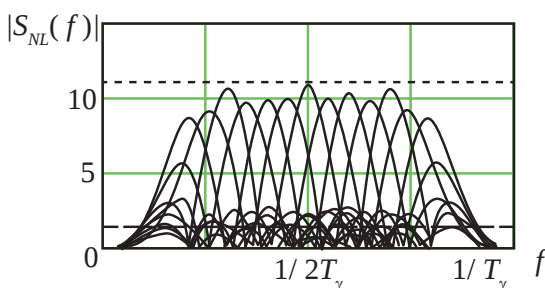


Рис. 4. Фурье-спектры сигналов после преобразований. Пунктиром отмечен уровень максимально возможных сигналов

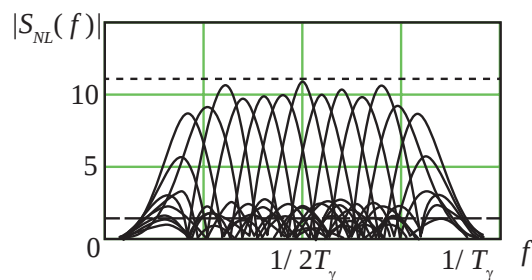


Рис. 5. Фурье-спектры сигналов после преобразований. Уровень помехи увеличен на 60 дБ по сравнению с сигналом. Уровень «остатка» помехи показан пунктирной линией



Необходимо отметить, что случайная компонента является результатом искажения спектральных коэффициентов шумами (14). В среднем искажения равны нулю, а их средний квадрат не превышает уровень шума (16), поэтому аналогичными будут и изменения копий коррелированной помехи, что после компенсации не приведет к существенному изменению ее «остатка».

Обсуждение результатов

Анализ задачи обнаружения последовательности сигналов в аддитивной смеси с коррелированной помехой доказал необходимость ее череспериодной компенсации [3]. При этом более строгие исследования [7] показали, что оптимальная внутрипериодная обработка, компенсация помех и междупериодная обработка могут проводиться последовательно, что подтверждает основополагающие результаты [2]. При этом компенсаторы реализуют обеливание коррелированной помехи, что необходимо для оптимальной обработки [2]. Однако рассматриваемые в [1, 3, 7] компенсаторы являются линейными фильтрами с серьезными недостатками. Имея область режекции около нулевых частот, фильтры практически не изменяют спектр помехи в области боковых лепестков, что при азимутальном сканировании антенны особенно актуально (4).

Обеливание коррелированной помехи можно реализовать в нелинейных компенсаторах [4]. Принципиальное отличие такой методики от других в том, что без переходных процессов можно получить копию помехи, в которой практически отсутствуют полезные сигналы (11). Для этого используют прямое и обратное спектральные преобразования по ортонормированным полиномам Лежандра (9), (10). Именно полиномы, а не гармонические функции позволяют селективировать помехи с низкочастотными огибающими (4) из их аддитивной смеси с гармоническими полезными сигналами (13). Нелинейность компенсатора проявляется в том, что спектральные коэффициенты используются в обратном спектральном преобразовании (9), т. е. оно может быть реализовано только после их определения.

Таким образом, данный компенсатор является нелинейным устройством с изменяю-

щимися во времени параметрами. Его важная особенность – отсутствие переходных процессов, в результате чего копия помехи повторяет саму помеху на всем интервале ее существования (см. рис. 3).

Еще одно полезное свойство компенсатора связано с использованием нескольких полиномов Лежандра (9), (10), что позволяет получать копию помехи с изменяющейся амплитудой. Поэтому при компенсации устраняется не только главный лепесток спектра помехи (2), но и все боковые лепестки (см. рис. 3). Рассматриваемый компенсатор коррелированной помехи действительно реализует операцию обеливания помехи и, в отличие от устройств череспериодной компенсации, выполняет ее во всем диапазоне частот помехи (см. рис. 2, 3, 5). Как видно из зависимостей (см. рис. 5), нелинейный обеливатель позволяет компенсировать помеху с интенсивностью +60 дБ над уровнем сигнала. При этом уровни полезных сигналов по крайней мере на +6...10 дБ превышает максимальный уровень напряжения помехи, равный $\approx 1,2$. Сопоставление зависимостей (см. рис. 4, 5) показывает, что полезные сигналы при действии помехи и в ее отсутствие практически не различаются, т. е. линейность сигнального тракта реализуется полностью.

Полученные зависимости характеризуют прохождение коррелированной составляющей помехи. Некоррелированная часть никакими устройствами не компенсируется (5). Оценки показывают, что шум передается на выход за счет искажений спектральных коэффициентов. При этом искажения определяются шумами, уровень которых меньше действующего шума (16).

Заключение

Работа устройства устранения коррелированных помех, как и компенсаторов, содержащих линии задержки, основана на использовании напряжения, близкого по форме и свойствам к напряжению помехи для ее компенсации (8), (9). Напряжения помехи в соседних периодах повторения оказались наиболее удобными и очевидными для компенсации. Однако в компенсаторах, которые являются линейными фильтрами, действуют напряжения, связанные с переходными процессами. В результа-



те полной компенсации коррелированной составляющей помехи не происходит, что особенно сильно проявляется при сканировании антенны.

В рассматриваемом устройстве компенсации получение копии помехи реализуется принципиально иным способом с помощью нелинейного устройства на основе прямого и обратного спектрального преобразования (9), (11). Учитывая частотные различия полезных сигналов и помех (3), (13), целесообразно использовать ортогональные полиномы Лежандра (10). Существенно то, что спектральные преобразования выполняют в нереальном времени фильтрами, по терминологии [7] – I рода, которые оказываются свободными от переходных процессов. Именно это обстоятельство позволяет полностью устранить коррелированную составляющую помехи при условии сканирования антенны. Следует заметить, что при этом могут быть реализованы достаточно широкие полосы пропускания полезных сигналов ($\approx 0,8/T_r$) при уровне помех +60 дБ.

Устройство компенсации коррелированных помех на основе спектральных преобразований следует считать хорошим приближением к идеальному обеливающему устройству [2]. Однако реализуется оно не в виде линейного фильтра, как это предполагается в [2], а в виде нелинейного, с образованием копии помехи и использованием ее для последующей компенсации. Ясно, что подобный фильтр адаптивен,

поскольку при компенсации учитывается текущая форма огибающей помехи. Таким образом, необходимость применения антенн с суммарными и разностными ДН [1] исключена. Следует отметить, что рассмотренный способ компенсации может быть применим в случае с различными интервалами между импульсами последовательности.

Список литературы

1. Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника. М.: Советское радио, 1979. Т. 3. 528 с.
2. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.; Л.: Гос. энергет. изд-во, 1956. 152 с.
3. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
4. Способ обработки сигналов для селекции движущихся целей: пат. № 2035051 Российская Федерация / М. В. Литвин, С. Ф. Лукьянов. Заявлено 16.10.1989. Опубликовано 10.05.1995.
5. Литвин М. В., Лукьянов С. Ф. О способе компенсации сигналов неподвижных объектов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ. 2009. Вып. 1. с. 139–146.
6. Зиновьев А. Л., Филиппов Л. И. Введение в теорию сигналов и цепей. 2-е изд. М.: Высшая школа, 1975.
7. Вайнштейн Л. А., Зубаков В. Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. М.: Советское радио, 1960. 449 с.

Поступила 08.02.16

Литвин Михаил Владимирович – кандидат технических наук, доцент Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород.

Область научных интересов: радиолокация, радиотехника, обработка сигналов.

Автор выражает благодарность сотруднику АО «ФНПЦ «ННИИРТ» С. Ф. Лукьянову за полезные обсуждения.

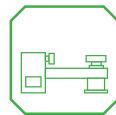
On cancellation of correlated interference

The article considers a problem of receiving the pulse signal mixed additively with correlated interference. It shows that a whitening transformation may be implemented via a non-linear device performing interference selection and subsequent cancellation. Reception quality is evaluated.

Keywords: pulse signals, whitener, correlated interference, spectral density.

Litvin Mikhail Vladimirovich — Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, National Research Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod, Nizhny Novgorod.

Research interests: radiolocation, radioengineering, signal processing.



УДК 623.4.01

А. В. Королёв, Р. Ф. Теляков, Д. К. Щеглов

Анализ методик динамической балансировки антенных постов

Рассмотрены две методики динамической балансировки вращающихся антенных постов. В первой методике сила и суммарный момент дисбаланса антенного поста уравниваются балансировочным грузом на одной определенной частоте вращения, во второй, универсальной методике сила и момент дисбаланса уравновешены балансировочными грузами на всем интервале частот вращения антенного поста.

Ключевые слова: динамическая балансировка, антенный пост, дисбаланс.

В числе требований, предъявляемых к антенным постам (АП), важное место занимает обеспечение высокой точности измерения координат объекта слежения и наводимых ракет. В них может вносить погрешность деформация несущих металлоконструкций АП. Возмущающими факторами, определяющими деформацию и вызывающими механические колебания, в частности, являются нагрузки, создаваемые статическим и динамическим дисбалансом вращающейся части АП. Механические колебания вносят случайные динамические погрешности в измерения координат объекта слежения и при отсутствии требований к жесткостным характеристикам металлоконструкции АП и точности балансировки могут давать существенные ошибки в измерениях.

Снижение динамических погрешностей углового положения антенного устройства АП относительно заданного в пространстве положения и достижение необходимой долговечности металлоконструкции и подшипника опорно-поворотного устройства (ОПУ) может быть достигнуто обеспечением необходимой жесткости металлоконструкции и снижением статического и динамического дисбалансов вращающегося АП.

Задачу балансировки АП можно подразделить на три части [1]:

- определение статического и динамического дисбаланса конструкции АП;
- устранение дисбаланса путем установки балансировочных грузов;
- проверка результатов балансировки.

Основные причины дисбаланса конструкции АП:

- конструктивные – обусловлены неоптимальным распределением оборудования в пространстве аппаратного контейнера антенного поста;

- технологические – обусловлены погрешностями изготовления;

- эксплуатационные – обусловлены износом оборудования.

АП считают статически и динамически сбалансированным, если центр масс расположен на вертикальной оси вращения $x_c = 0, y_c = 0$ и ось вращения является главной центральной осью инерции АП.

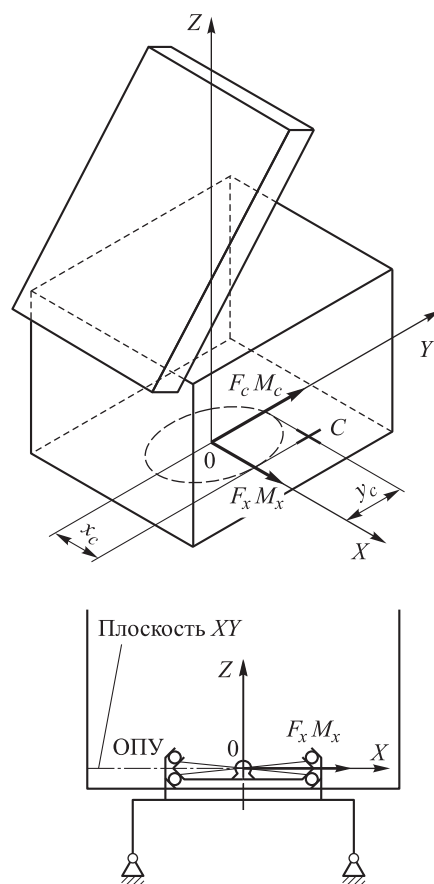


Рис. 1. Система координат, связанная с АП

Расчет моментов статического и динамического дисбаланса проводят относительно плоскости качения шаров ОПУ. Система координат, связанная с АП и проходящая через его ось вращения, приведена на рис. 1.

Одним из критериев балансировки АП является сведение к минимуму динамических реакций в опорах ОПУ. При вращении АП на каждый элемент конструкции действует центробежная сила, направленная горизонтально. Сила тяжести и центробежная сила создают соответствующие моменты относительно плоскости качения шаров ОПУ. Суммарный момент дисбаланса получается суммированием моментов дисбаланса для каждого элемента АП. Рассмотрим два варианта балансировки (рис. 2).

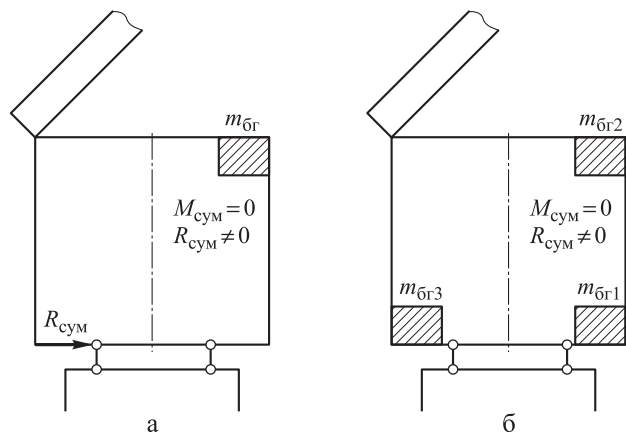


Рис. 2. Варианты балансировки АП:
а – вариант 1; б – вариант 2

Вариант 1.

На определенной заданной частоте вращения АП суммарный момент дисбаланса от сил тяжести и центробежных сил сводится к нулю ($M_{\text{сум}} = 0$); суммарная центробежная сила остается неуравновешенной ($R_{\text{сум}} \neq 0$).

Проекции момента статического дисбаланса от сил тяжести определяют по формулам [2]:

$$M_{\text{ст } x} = -g \sum_{i=1}^n (y_i m_i); \quad (1)$$

$$M_{\text{ст } y} = g \sum_{i=1}^n (x_i m_i), \quad (2)$$

где g – ускорение свободного падения, м/с^2 ;
 m_i – масса i -го элемента конструкции АП, кг ;
 x_i, y_i – координаты i -го элемента конструкции АП в системе координат XYZ , связанной с АП и осью вращения, м ;

n – расчетное число элементов конструкции АП.

Проекции момента динамического дисбаланса от центробежных сил при заданной скорости вращения АП находят по формулам [3]

$$M_{\text{цб } x}(\Omega) = -(\pi\Omega/30)^2 \sum_{i=1}^n (y_i z_i m_i); \quad (3)$$

$$M_{\text{цб } y}(\Omega) = (\pi\Omega/30)^2 \sum_{i=1}^n (x_i z_i m_i), \quad (4)$$

где Ω – заданная скорость вращения АП, об/мин ;

z_i – координата i -го элемента конструкции АП от плоскости вращения ОПУ, м .

Проекции суммарного момента дисбаланса при заданной скорости вращения АП определяют по формулам

$$M_{\text{цб } x}(\Omega) = M_{\text{ст } x} + M_{\text{цб } x}(\Omega); \quad (5)$$

$$M_{\text{сум } y}(\Omega) = M_{\text{ст } y} + M_{\text{цб } y}(\Omega). \quad (6)$$

Направление вектора суммарного момента дисбаланса и расположение плоскости установки балансировочного груза показаны на рис. 3. Угол наклона плоскости установки балансировочного груза рассчитывают по формуле

$$\gamma_0 = \arctg \left(-\frac{M_{\text{сум } y}(\Omega)}{M_{\text{сум } x}(\Omega)} \right). \quad (7)$$

Для минимизации массы балансировочного груза необходимо установить его на крыше аппаратного контейнера АП в плоскости действия суммарного момента дисбаланса на максимально возможном удалении от оси вращения.

Координату центра тяжести балансировочного груза по оси X определяют с помощью выражения:

$$x_{\text{бг}} = y_{\text{бг}} \text{tg}(\gamma_0), \quad (8)$$

где $y_{\text{бг}}$ – координата центра тяжести балансировочного груза по оси Y , определяемая конструктивно возможным местом установки груза на аппаратном контейнере АП, м .

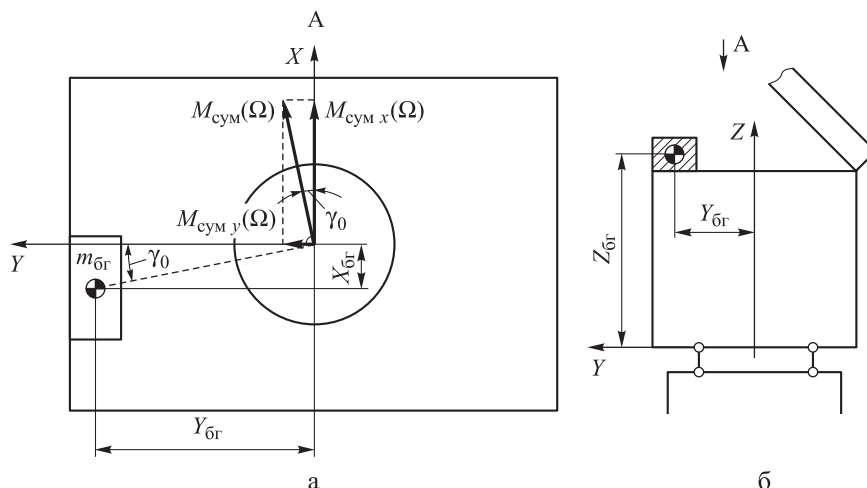
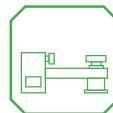


Рис. 3. Расположение плоскости установки балансировочного груза:
а – вид слева, б – вид справа

Массу балансировочного груза, необходимую для уравнивания суммарного момента дисбаланса при заданной частоте вращения АП, определяют выражением

$$m_{bg} = \frac{\sqrt{(M_{sumx}(\Omega))^2 + (M_{sumy}(\Omega))^2}}{((\pi\Omega/30)^2 z_{bg} + g) \sqrt{(x_{bg})^2 + (y_{bg})^2}}, \quad (9)$$

где z_{bg} – координата места установки балансировочного груза по оси Z, заданная расстоянием от плоскости ОПУ до конструктивно возможной плоскости установки груза на аппаратном контейнере АП, м.

Результаты расчета балансировочных грузов на заданной частоте вращения АП приведены на рис. 4 и в табл. 1.

Графики изменения проекций суммарного момента дисбаланса от времени при разгоне АП до заданной частоты вращения при установленном балансировочном грузе $m_{bg} = 535$ кг в неподвижной системе координат представлены на рис. 5.

Вариант 2 (универсальный).

На всем интервале частот вращения АП суммарный момент дисбаланса и центробежную силу сводят к нулю: $M_{sum} = 0$, $R_{sum} = 0$.

Статическая балансировка обеспечена установкой на нижней части АП (днище аппаратного контейнера) балансировочного груза, уравнивающего момент дисбаланса от сил тяжести. Установка груза на нижней части контейнера обусловлена минимальным расстоянием z_{bg} до плоскости ОПУ и соответствен-

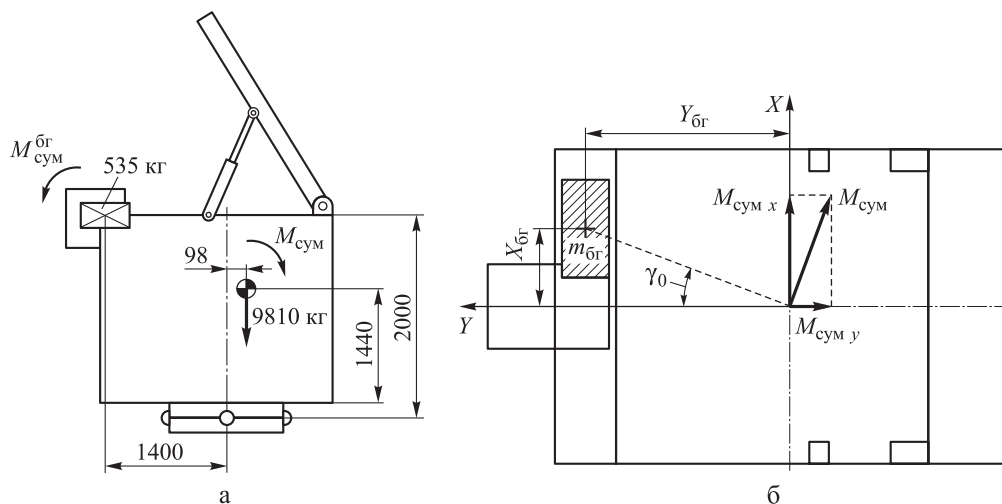


Рис. 4. Результаты расчета балансировки одним грузом:
а – вид сбоку; б – вид сверху



Таблица 1

Результаты расчета параметров балансировочных грузов

Расчетная методика	Параметр		Обозначение	Величина
1	2		3	4
Вариант 1. Балансировка на заданной частоте вращения АП	Масса груза		$m_{бг}$	535 кг
	Координата груза по оси	x	$x_{бг}$	0,100 м
		y	$y_{бг}$	1,400 м
		z	$z_{бг}$	2,000 м
Вариант 2. Балансировка на всем интервале частот вращения АП (три груза)	Масса груза 1		$m_{бг}^{стат}$	685 кг
	Координата груза 1 по оси	x	$x_{бг}^{стат}$	0,100 м
		y	$y_{бг}^{стат}$	1,400 м
		z	$z_{бг}^{стат}$	0
	Масса груза 2		$m_{бг}^{дин.1}$	430 кг
	Координата груза 2 по оси	x	$x_{бг}^{дин.1}$	0,116 м
		y	$y_{бг}^{дин.1}$	1,620 м
		z	$z_{бг}^{дин.1}$	2,000 м
	Масса груза 3		$m_{бг}^{дин.2}$	630 кг
	Координата груза 3 по оси	x	$x_{бг}^{дин.2}$	-0,080 м
		y	$y_{бг}^{дин.2}$	-1,100 м
		z	$z_{бг}^{дин.2}$	0
Вариант 2. Балансировка на всем интервале частот вращения АП (два груза)	Масса груза 1		$m_{бг}^{стат}$	190 кг
	Координата груза 1 по оси	x	$x_{бг}^{стат}$	0,100 м
		y	$y_{бг}^{стат}$	1,400 м
		z	$z_{бг}^{стат}$	0
	Масса груза 2		$m_{бг}^{дин.1}$	430 кг
	Координата груза 2 по оси	x	$x_{бг}^{дин.1}$	0,116 м
		y	$y_{бг}^{дин.1}$	1,620 м
		z	$z_{бг}^{дин.1}$	2,000 м

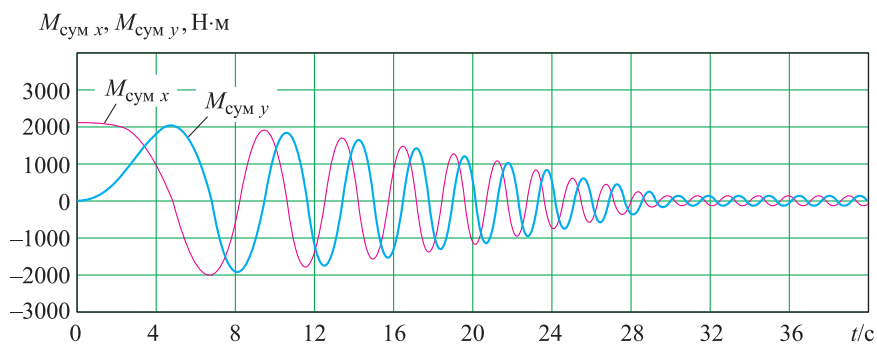
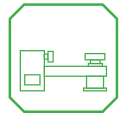


Рис. 5. Расчетная зависимость проекций суммарного момента дисбаланса от времени



но минимальным дополнительным моментом дисбаланса от центробежной силы, создаваемым балансировочным грузом.

Угол наклона плоскости установки балансировочного груза определяют выражением

$$\gamma_{\text{ст}} = \arctg \left(-\frac{M_{\text{ст}y}}{M_{\text{ст}x}} \right), \quad (10)$$

где $M_{\text{ст}x}$, $M_{\text{ст}y}$ – проекции момента статического дисбаланса, рассчитанные по формулам (1) и (2).

Координату центра тяжести балансировочного груза по оси Y определяют расстоянием от оси вращения АП до конструктивно возможного места установки груза $y_{\text{бг}}^{\text{ст}}$ (рис. 6)

Координату центра тяжести балансировочного груза по оси X определяют выражением

$$x_{\text{бг}}^{\text{ст}} = y_{\text{бг}}^{\text{ст}} \text{tg}(\gamma_{\text{ст}}). \quad (11)$$

Массу балансировочного груза, необходимую для уравнивания опрокидывающего момента от сил тяжести, вычисляют по формуле

$$m_{\text{бг}}^{\text{ст}} = \frac{\sqrt{M_{\text{ст}x}^2 + M_{\text{ст}y}^2}}{g \sqrt{(x_{\text{бг}}^{\text{ст}})^2 + (y_{\text{бг}}^{\text{ст}})^2}}. \quad (12)$$

Динамическую балансировку АП получают с помощью установки пары балансировочных грузов на верхней (крыша аппаратного контейнера) и нижней (днище аппаратного контейнера) частях АП, уравнивающих

динамический момент от центробежных сил без нарушения статической балансировки. Угол наклона плоскости установки балансировочных грузов определяют выражением

$$\gamma_{\text{дин}} = \arctg \left(-\frac{M_{\text{цб}y}(\Omega) + (\pi\Omega/30)^2 x_{\text{бг}}^{\text{ст}} z_{\text{бг}}^{\text{ст}} m_{\text{бг}}^{\text{ст}}}{M_{\text{цб}x}(\Omega) - (\pi\Omega/30)^2 y_{\text{бг}}^{\text{ст}} z_{\text{бг}}^{\text{ст}} m_{\text{бг}}^{\text{ст}}} \right), \quad (13)$$

где $M_{\text{цб}x}(\Omega)$, $M_{\text{цб}y}(\Omega)$ – проекции момента динамического дисбаланса, определяемые по формулам (3) и (4);

$z_{\text{бг}}^{\text{ст}}$ – координата конструктивно возможного места установки груза по оси Z .

Координата центра тяжести верхнего балансировочного груза по оси Y равна расстоянию от оси вращения контейнера до конструктивно возможного места установки груза на верхней части АП $y_{\text{бг}}^{\text{дин1}}$ (рис. 7). Координату центра тяжести верхнего балансировочного груза по оси X рассчитывают так:

$$x_{\text{бг}}^{\text{дин1}} = y_{\text{бг}}^{\text{дин1}} \text{tg}(\gamma_{\text{дин}}). \quad (14)$$

Координату центра тяжести нижнего балансировочного груза по оси Y считают от оси вращения контейнера до конструктивно возможного места установки груза на нижней части АП (см. рис. 7). Координата центра тяжести нижнего балансировочного груза по оси X вычисляют по формуле

$$x_{\text{бг}}^{\text{дин2}} = y_{\text{бг}}^{\text{дин2}} \text{tg}(\gamma_{\text{дин}}). \quad (15)$$

Условие сохранения статической балансировки при установке грузов следующее:

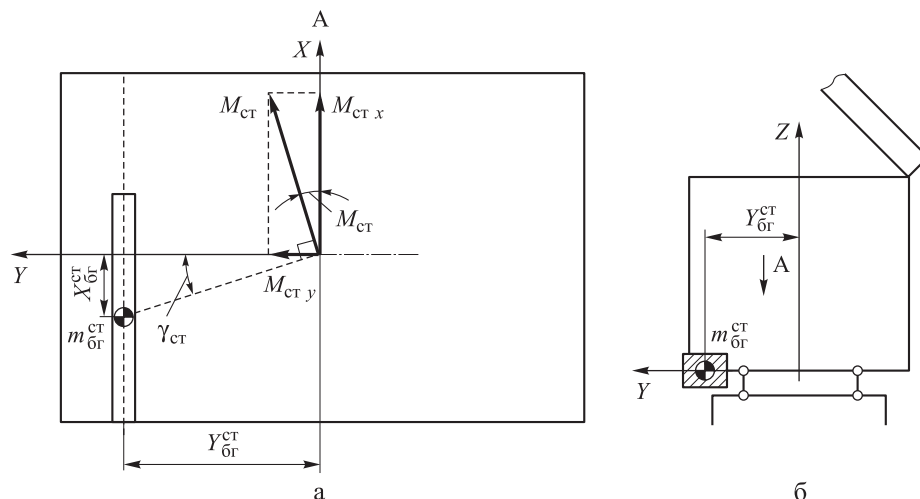
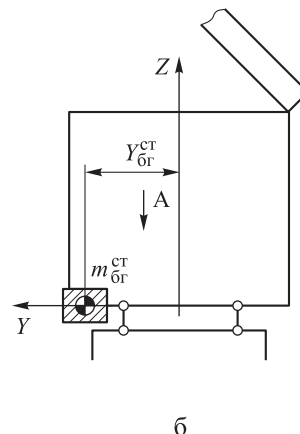


Рис. 6. Расчетная схема статической балансировки АП



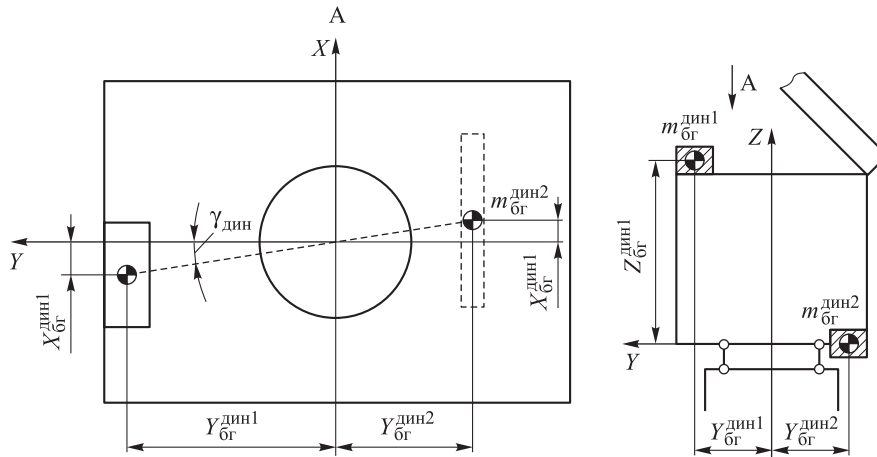


Рис. 7. Расчетная схема динамической балансировки АП

$$m_{бг}^{дин1} \sqrt{(x_{бг}^{дин1})^2 + (y_{бг}^{дин1})^2} - m_{бг}^{дин2} \sqrt{(x_{бг}^{дин2})^2 + (y_{бг}^{дин2})^2} = 0, \quad (16)$$

где $m_{бг}^{дин1}$ – масса верхнего балансировочного груза;

$m_{бг}^{дин2}$ – масса нижнего балансировочного груза.

Условие уравнивания динамического момента от центробежных сил [4]:

$$m_{бг}^{дин1} - \left(\frac{\pi \times \Omega}{30} \right)^2 \sqrt{(x_{13}^{дин1})^2 + (y_{13}^{дин1})^2} z_{13}^{дин1} - m_{бг}^{дин2} \left(\frac{\pi \times \Omega}{30} \right)^2 \sqrt{(x_{13}^{дин2})^2 + (y_{13}^{дин2})^2} z_{13}^{дин2} - M_{цб}(\Omega) = 0, \quad (17)$$

где $z_{бг}^{дин1}$ – координата центра тяжести верхнего балансировочного груза по оси Z, определяемая конструктивно возможным местом установки груза на верхней части АП;

$z_{бг}^{дин2}$ – координата центра тяжести нижнего балансировочного груза по оси Z, определяемая конструктивно возможным местом установки груза на нижней части АП;

$M_{цб}(\Omega)$ – суммарный динамический момент от центробежных сил,

$$M_{цб}(\Omega) = \left[\left(M_{цб\ y}(\Omega) + (\pi \times \Omega / 30)^2 x_{бг}^{ст} z_{бг}^{ст} m_{бг}^{ст} \right)^2 + \left(M_{цб\ x}(\Omega) - (\pi \times \Omega / 30)^2 y_{бг}^{ст} z_{бг}^{ст} m_{бг}^{ст} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (18)$$

Решая систему уравнений (16)–(18), получим значения $m_{бг}^{дин1}$, $m_{бг}^{дин2}$.

Если нет возможности установить груз в плоскости действия момента дисбаланса, то набор грузов необходимо поместить на имеющихся местах таким образом, чтобы общий центр масс грузов находился наиболее близко к плоскости действия момента дисбаланса.

Рассчитаем массы и координаты расположения балансировочных грузов для перспективного образца АП.

Антенный пост имеет следующие конструктивные параметры:

- масса вращающейся части АП $M = 9810$ кг;
- координаты центра масс АП $X_c = -0,007$ м; $Y_c = -0,098$ м; $Z_c = 1,440$ м;
- заданная частота вращения АП $\Omega = 40$ об/мин.

Результаты расчета моментов дисбаланса АП без установки балансировочных грузов приведены в табл. 2.

Графики зависимостей проекций суммарного момента дисбаланса от времени при разгоне АП до заданной частоты вращения без установки балансировочных грузов в неподвижной системе координат приведены на рис. 8.

Результаты расчета балансировочных грузов на всем интервале частот вращения АП даны на рис. 9 и указаны в табл. 1.

На рис. 9, а видно, что два нижних балансировочных груза $m_{бг}^{ст} = 685$ кг и $m_{бг}^{дин2} = 630$ кг и частично уравнивают друг друга, поэтому вместо двух балансировочных грузов можно использовать один груз массой $m_{бг}^{ст} = 190$ кг.

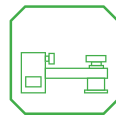


Таблица 2

Расчетные моменты дисбаланса АП без установки балансировочных грузов

Параметр	Обозначение	Величина
Момент статического дисбаланса	$M_{ст\ x}$	9431 Н·м
	$M_{ст\ y}$	–674 Н·м
Угол наклона плоскости действия момента статического дисбаланса	$\gamma_{ст}$	4,1°
Момент динамического дисбаланса	$M_{дб\ x}$	24290 Н·м
	$M_{дб\ y}$	–1735 Н·м
Угол наклона плоскости действия момента динамического дисбаланса	$\gamma_{дин}$	4,1°
Момент суммарного дисбаланса	$M_{сум\ x}$	33721 Н·м
	$M_{сум\ y}$	–2409 Н·м
Угол наклона плоскости действия момента суммарного дисбаланса	γ_0	4,1°

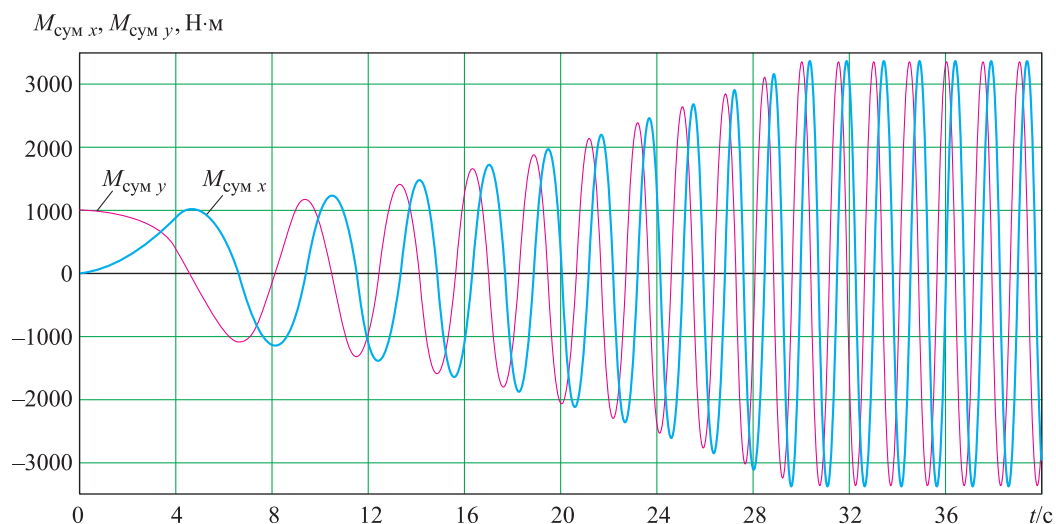


Рис. 8. Расчетная зависимость проекций суммарного момента дисбаланса от времени

Графики зависимости изменения проекций суммарного момента дисбаланса от времени при разгоне АП до заданной частоты вращения при установленных балансировочных грузах $m_{бг}^{дин1} = 430$ кг и $m_{бг}^{ст} = 190$ кг в неподвижной системе координат приведены на рис. 10.

Расчет показал, что для балансировки АП на одной определенной частоте вращения необходим балансировочный груз массой $m_{бг} = 535$ кг; для балансировки на всем интервале частот вращения АП нужно использовать три балансировочных груза суммарной массой $m_{бг} = 1745$ кг; для данного случая – два балансировочных груза суммарной массой $m_{бг} = 620$ кг.

Согласно приведенным расчетным оценкам для перспективного образца АП, наиболее эффективной по минимальной массе грузов является методика балансировки с использованием одного балансировочного груза. Такая балансировка привязана к номинальной частоте вращения АП. При наличии разброса частоты вращения АП могут возникнуть динамические реакции в ОПУ.

Последовательная балансировка двумя и более грузами универсальна для всех частот вращения АП и обеспечивает равенство нулю расчетных динамических моментов дисбаланса.

Выбор методики балансировки зависит от конструктивной возможности установки на АП необходимого количества балансировочных

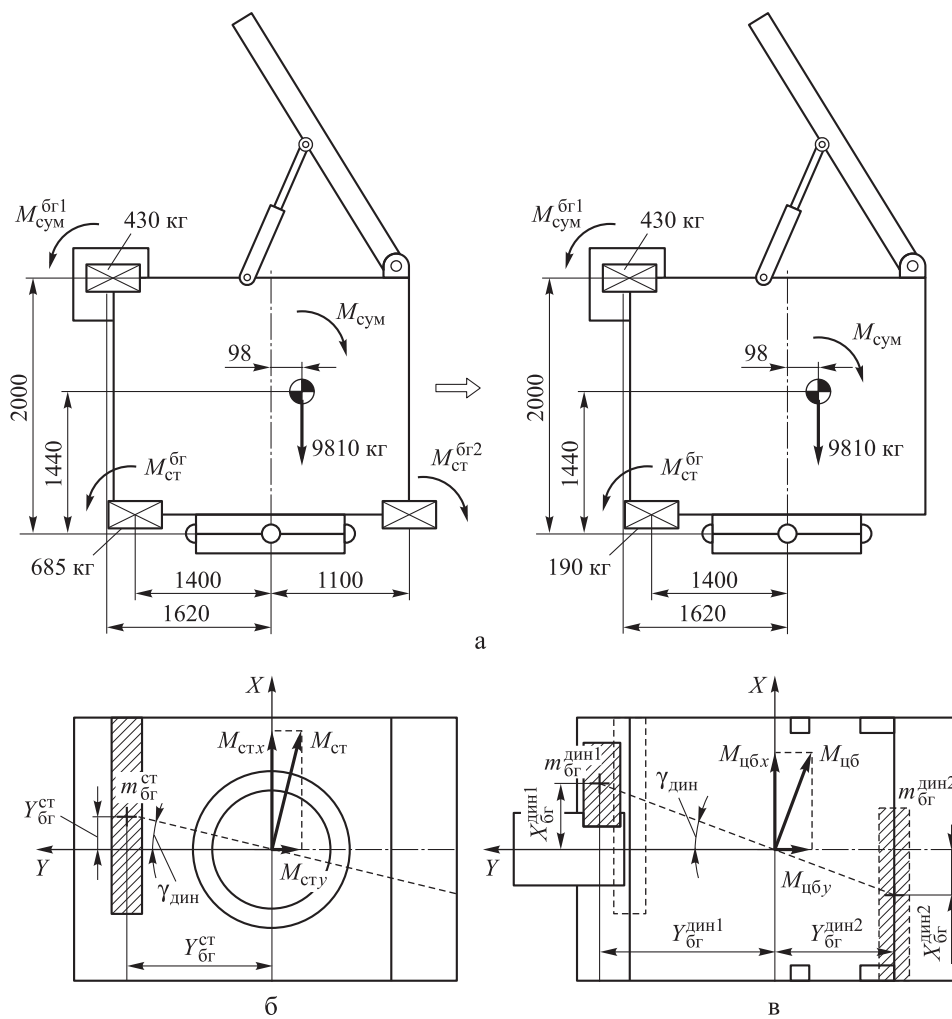


Рис. 9. Результаты расчета балансировки тремя грузами:
а – вид сбоку; б – вид снизу; в – вид сверху

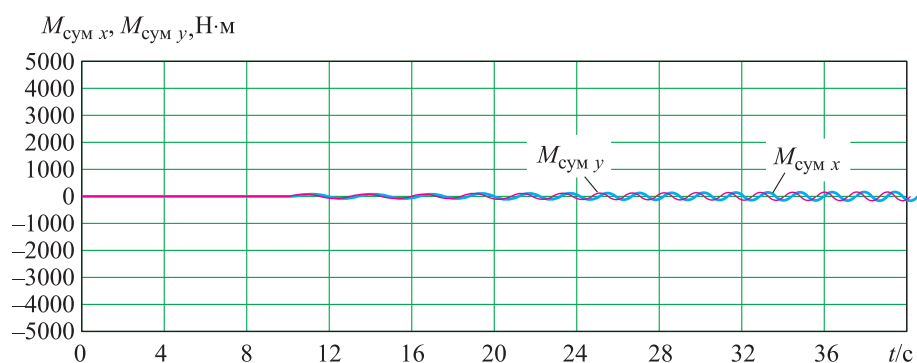
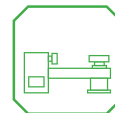


Рис. 10. Расчетная зависимость проекций суммарного момента дисбаланса от времени

грузов (компоновки АП и грузоподъемности), заданной точности балансировки, определяемой жесткостью металлоконструкции, техническими характеристиками привода вращения ОПУ и возможным диапазоном частот вращения АП.

Для перспективного образца АП использована универсальная методика балансировки на всем интервале частот вращения, на основании которой было разработано программное обеспечение для автоматизированного расчета параметров балансировки и балансировочных



грузов. Благодаря этим программам успешно проведена статическая и динамическая балансировка опытного образца перспективного АП.

Список литературы

1. Щепетельникова В. А. Основы балансировочной техники. Том 1. Уравновешивание жестких роторов и механизмов. М.: Машиностроение, 1975. 527 с.

2. Левит М. Е., Рыженков В. М. Балансировка деталей и узлов. М.: Машиностроение, 1986. 248 с.

3. Степанов А. Г. Динамика машин. Екатеринбург: УрО РАН, 1999. 302 с.

4. Гусаров А. А. Балансировка роторов машин. М.: Наука, 2005. 383 с.

Поступила 26.01.16

Королёв Андрей Валерьевич – начальник расчетно-исследовательского отдела АО «Конструкторское бюро специального машиностроения», старший преподаватель базовой кафедры «Средства ВКО и ПВО» Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» имени Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург. Область научных интересов: создание наземного оборудования комплексов ВКО, ПВО и ВМФ, прикладная прочность конструкций, гидроприводы.

Теляков Рифат Фаридович – ведущий инженер расчетно-исследовательского отдела АО «Конструкторское бюро специального машиностроения», аспирант кафедры «Процессы управления» Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» имени Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург. Область научных интересов: теория оптимального управления, теория дифференциальных игр, динамика полета, численные методики расчета, разработка алгоритмов и расчетных программ.

Щеглов Дмитрий Константинович – кандидат технических наук, заместитель начальника расчетно-исследовательского отделения – начальник лаборатории информационных технологий АО «Конструкторское бюро специального машиностроения», заведующий базовой кафедрой «Средства ВКО и ПВО» Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова, г. Санкт-Петербург. Область научных интересов: информационно-коммуникационные технологии, системный анализ, управление проектно-конструкторскими данными, системы поддержки принятия решений.

Analysis of dynamic balancing techniques for antenna stations

Two techniques of dynamic balancing of rotating antenna stations are considered. In the first one, the unbalance force and total momentum of an antenna station are neutralised by a balance weight at a single specific rotation frequency; in the second (universal) one, the unbalance force and momentum are neutralised by balance weights across the whole rotation frequency range of an antenna station.

Keywords: dynamic balancing, antenna station, rotating unbalance.

Korolev Andrey Valeryevich – Head of the Computation and Research Department, Joint stock company “Konstruktorskoye Byuro Spetsialnogo Mashinostroyeniya”; Senior Lecturer of the base Department of Aerospace and Anti-Air Defence Facilities, Baltic State Technical University “VOENMEH” named after D. F. Ustinov, St. Petersburg. Research interests: developing ground-based equipment of aerospace defence, anti-air defence and Navy systems, applied durability of structures, and hydraulic actuators.

Telyakov Rifat Faridovich – Chief Engineer, Computation and Research Department, Joint stock company “Konstruktorskoye Byuro Spetsialnogo Mashinostroyeniya”; postgraduate student of the Management Processes Department, Baltic State Technical University “VOENMEH” named after D.F. Ustinov, St. Petersburg. Research interests: optimal control theory, differential game theory, flight dynamics, numerical computation techniques, and algorithm and computation software development.

Scheglov Dmitriy Konstantinovich – Candidate of Engineering Sciences, Deputy Head of Computation and Research Department, Head of Information Technologies Laboratory, Joint stock company “Konstruktorskoye Byuro Spetsialnogo Mashinostroyeniya”; Head of the base Department Aerospace and Anti-Air Defence Facilities, Baltic State Technical University “VOENMEH” named after D.F. Ustinov, St. Petersburg. Research interests: information and communication technologies, systems analysis, design project data management, decision-making support systems.



УДК 623.454.8

Д. С. Горюшкин, Ю. С. Зуев, А. В. Стахеев

Ползучесть материалов в специальных конструкциях

Предложена методика расчета наукоемких изделий при воздействии на них статических механических нагрузок при комнатных температурах. Проведенные численные расчеты на образцах из инертных материалов дают предварительные оценки величины прогибов и деформаций ползучести в конструкциях. Исследуется возможность переноса результатов численных расчетов на масштабные модели.

Ключевые слова: критические нагрузки, инертные материалы, перемещение, деформация ползучести, конечно-элементная модель, экспериментальное обоснование.

Введение

В элементах специальных контейнеров при транспортировке опасных грузов под воздействием нагрузок и температур, изменяющихся во времени, у конструктивных материалов можно обнаружить новое свойство – ползучесть. Явление ползучести зависит от множества факторов, как внешних, так и внутренних (старение материала, размер зерна). Как известно, ползучесть материалов описывает кривая ползучести, которая представляет собой зависимость деформации от времени при постоянной температуре и приложенной нагрузке (или напряжении). Зависимость деформации ползучести от времени имеет нелинейный характер и в значительной степени определяется приложенной нагрузкой. Время действия нагрузки исчисляется от долей секунды до нескольких лет. Механические свойства материалов в зависимости от указанных обстоятельств проявляются по-разному. Возникновение деформаций ползучести в специальных контейнерах может привести к нарушению конструкторской схемы изделия. Исследование характеристик ползучести материалов для обоснования прочности и надежности специальных конструкций является актуальным.

Постановка задачи

Обобщающий анализ свойств материалов с учетом времени действия нагрузки и температуры очень сложен и не всегда его можно уложить в экспериментально полученные данные. Из-за изгибного характера деформирования материалов внутри специального контейнера при испытаниях на ползучесть необходимо использовать аналогичные схемы нагружения образцов из исследуемого материала.

В настоящей работе на основе численного метода рассмотрено поведение материалов при комнатной температуре и низких уровнях нагружения. Верификация предложенной методики выполнена на основе экспериментов на образцах из инертных материалов.

В ходе экспериментальной работы исследованы образцы из инертных материалов, проведены испытания на изгиб с определением разрушающей нагрузки F_p и исследованы характеристики ползучести материала при постоянной нагрузке в интервале $0,1-0,6$ от значения разрушающей нагрузки F_p .

Экспериментальное исследование образцов из инертных материалов на изгиб и ползучесть

Для верификации результатов численных расчетов проведены исследования на изгиб и ползучесть. Для отработки нагружения использованы образцы из алюминиевого сплава Д16 ГОСТ 4784–97 (далее – сплав Д16) и меди М1 ГОСТ 859–2001 (далее – медь М1).

Выбор и обоснование характеристик материалов при исследовании на изгиб осуществлен в соответствии с ГОСТ 14019–2003 [1].

Согласно ГОСТ 14019–2003 при испытании образцов на изгиб использовано изгибающее устройство с тисками (рис. 1). После проведения предварительного численного расчета были определены форма и размеры образца: длина – 55 мм, толщина – 2 мм, ширина – 10 мм с прямоугольным сечением. Такая форма более удобна для проведения измерений перемещений, деформаций образца.

Исследуемые образцы закреплены с помощью оправки и тисков. Материал оправки, тисков и пуансона – сталь Х12М по ГОСТ 5950–73. К тискам применена поджимающая сила F_1 (ее уровень в ГОСТ 14019–2003 не регламентирован), к пуансону – нагрузка F_n .

© Горюшкин Д. С., Зуев Ю. С., Стахеев А. В., 2016

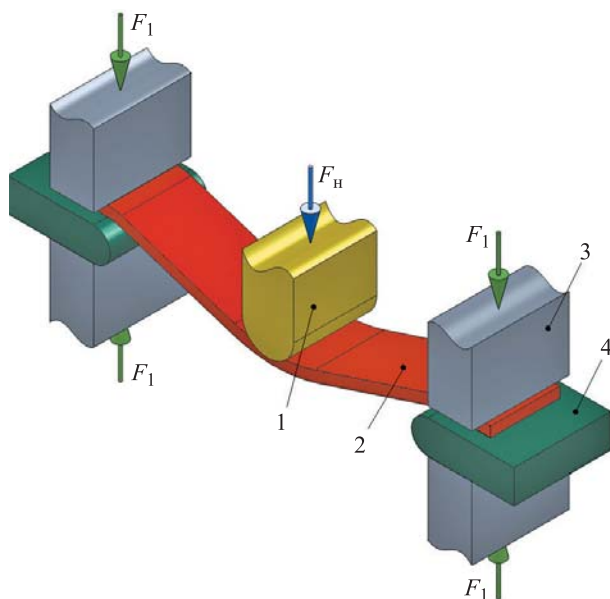
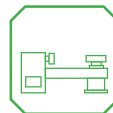


Рис. 1. Схема испытаний образцов на изгиб:
1 – образец; 2 – пуансон; 3 – тиски; 4 – оправка

Исследуемый образец доведен до разрушения. Скорость нагружения образцов ≈ 1 мм/мин. В ходе исследований было проведено измерение прогиба исследуемых образцов и разрушающей нагрузки F_p .

Для проведения экспериментальных исследований на ползучесть была разработана оснастка (рис. 2). Ее конструкция позволяет нагружать статической силой исследуемый образец из инертного материала. Уровень воздействующей на образец нагрузки определяет масса груза, входящего в состав оснастки. Образец нагружают с помощью пуансона, конструкция которого позволяет передавать нагрузку от составного груза к образцу. Усилие распределяют с помощью резьбовых шпилек, вкрученных в тело пуансона и опоры грузов.

Численное исследование образцов из инертных материалов на изгиб и ползучесть

Численные расчеты на образцах из инертных материалов проведем в последовательности, аналогичной опытам:

- расчет на изгиб образца по определению уровня нагрузки F_p , при которой достигается предельное значение деформаций в исследуемом образце (для выбора уровней нагружения при расчетах на ползучесть);

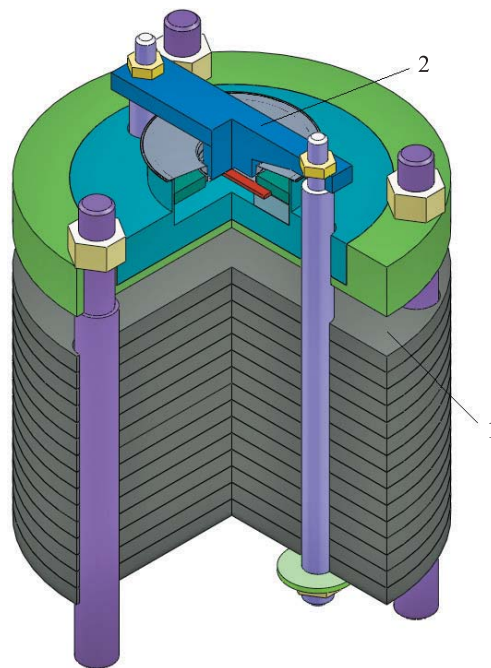


Рис. 2. Общий вид испытательной оснастки:
1 – система грузов; 2 – пуансон

- расчеты на ползучесть при постоянном усилии на образец в интервале значений $0,3F_p - 0,5F_p$ с выдержкой по времени.

По результатам численных расчетов построим зависимости изменения прогиба образцов, нагруженных постоянной силой, от времени проведения испытания, а также зависимость изменения деформации от времени.

Численный расчет проведен по программе конечно-элементного анализа в нелинейной упругопластической постановке с использованием двухмерной симметричной модели. Расчетная симметричная конечно-элементная модель схемы нагружения образцов из инертных материалов на изгиб и ползучесть представлена на рис. 3.

Узлы, попадающие в плоскость симметрии, имеют соответствующие ограничения по перемещениям по оси OY . Узлы, лежащие в основании оправки, жестко закреплены во всех направлениях. Узлы, находящиеся на торце оснастки, ограничены по оси OX .

Взаимодействие между элементами сборки «образец – оснастка» и «образец – пуансон» задано контактными элементами. Коэффициент трения для контактирующих деталей принят равным 0,3 [2]. В численных расчетах осевое усилие F_n равномерно приложе-

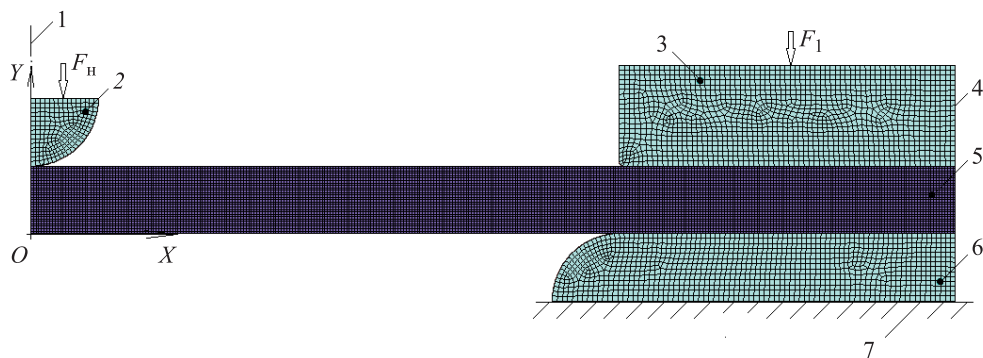


Рис. 3. Конечно-элементная модель исследуемых образцов:

- 1 – плоскость симметрии; 2 – пуансон, сталь X12M;
3 – тиски, сталь X12M; 4 – ограничение перемещений по оси OX ;
5 – образец инертного материала; 6 – оправка, сталь X12M;
7 – ограничение перемещений по осям OX, OY

но к верхней плоской поверхности пуансона. В расчет принимали значения физико-механических свойств материалов [3, 4], представленные в табл. 1.

В [4] были проведены исследования ползучести материалов (меди М1 и сплава Д16) при комнатной температуре и уровнях нагружения, соответствующих $0,7-1,1 \sigma_{0,2}$.

Экспериментальные значения скорости ползучести для исследованных материалов в зависимости от напряжения представлены в табл. 2.

Проведена аппроксимация данных (см. табл. 2) и построены степенные зависимости скорости ползучести материалов от напряжения (рис. 4).

Таблица 1

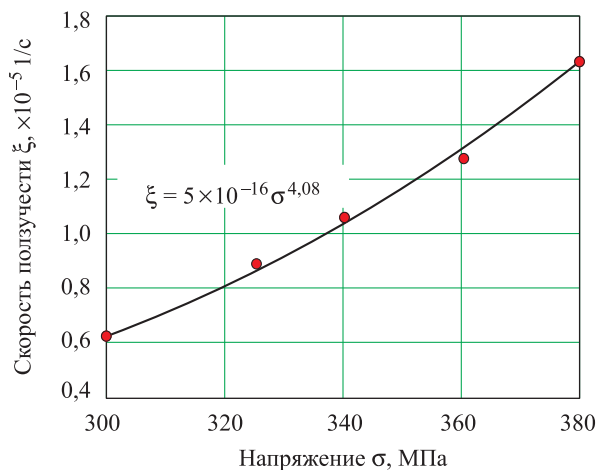
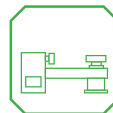
Физико-механические свойства материалов

Параметр	Материал		
	Медь М1	Сплав Д16	Сталь X12M
Условный предел текучести $\sigma_{0,2}$, МПа	330	447	–
Предел прочности при растяжении σ , МПа	350	560	–
Модуль упругости E , МПа	$1,17 \cdot 10^5$	$0,72 \cdot 10^5$	$2,02 \cdot 10^5$
Относительное удлинение при растяжении δ , %	13	8,5	–
Модуль упрочнения E' , МПа	153,6	1305,3	–
Коэффициент Пуассона μ	0,35	0,3	0,28

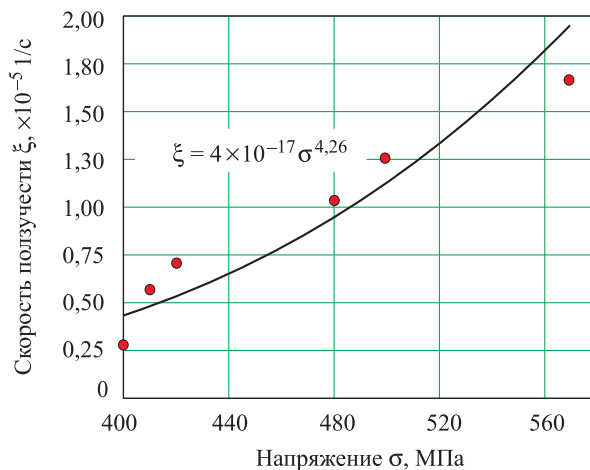
Таблица 2

Экспериментальные данные характеристик ползучести материалов

Действующее напряжение в материале образца σ , МПа	Скорость ползучести материала $\dot{\epsilon}$, s^{-1}	
	Медь М1	Сплав Д16
400	$2,78 \cdot 10^{-6}$	$6,11 \cdot 10^{-6}$
410	$5,56 \cdot 10^{-6}$	$8,88 \cdot 10^{-6}$
480	$1,02 \cdot 10^{-5}$	$1,05 \cdot 10^{-5}$
500	$1,25 \cdot 10^{-5}$	$1,27 \cdot 10^{-5}$
570	$1,67 \cdot 10^{-5}$	$1,63 \cdot 10^{-5}$



а



б

Рис. 4. Степенная зависимость скорости ползучести от напряжения:
а – для меди М1; б – для сплава Д16

Значения физико-механических свойств материалов, представленные в табл. 1, и степенные законы ползучести для каждого исследуемого материала (см. рис. 4) используют в численных расчетах на ползучесть.

Результаты и анализ

численного исследования

Для определения критической нагрузки F_p проведены численные исследования образцов из инертных материалов на изгиб при комнатной температуре T_k . В расчетах в качестве критерия прочности образцов принимали достижение деформациями предельного значения, равного относительному удлинению материала в испытаниях на растяжение [5].

На рис. 5 представлен характер распределения напряжений и деформаций в образце из меди М1 при нагружении силой F_n . Результаты приведены на момент действия нагрузки, при которой деформации в исследуемом образце достигают предельного значения.

Как видно из рис. 5, максимальные напряжения и деформации при нагружении образца из меди М1 локализованы на нижней поверхности образца под пуансоном (точка 1) и в области заделки (точка 2). При нагружении образца из сплава Д16 проявляется аналогичный вид напряженно-деформированного состояния (НДС), различаются уровни напряжений и деформаций. Результаты расчетов НДС для точек 1 и 2 исследуемых образцов представлены в табл. 3.

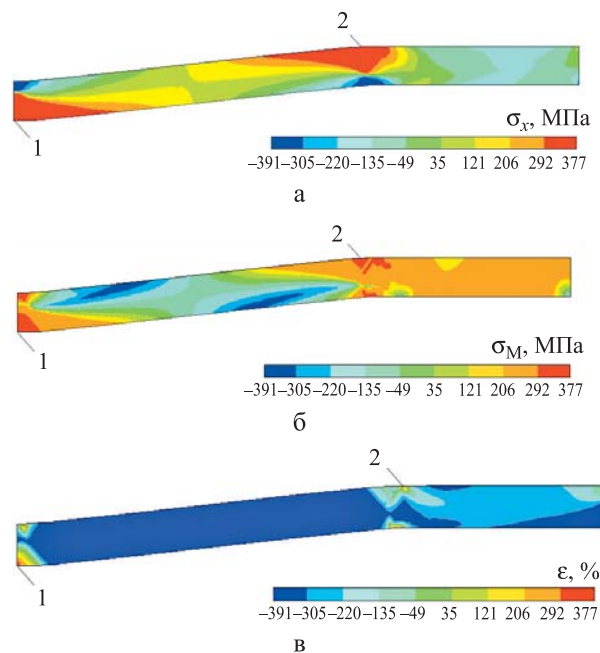


Рис. 5. Распределения напряжений и деформаций в образце из меди М1:
а – напряжения, действующие по оси X, МПа;
б – напряжения по Мизесу, МПа;
в – деформации, %

Из табл. 3 следует, что наибольшая величина напряжений и деформаций при нагружении образцов проявляется на нижней поверхности образца под пуансоном (точка 1).

Будем считать, что разрушение исследуемого образца должно произойти в точке 1.

На рис. 6 приведены графики зависимости деформаций в точке 1 от уровня приложенной нагрузки при исследованиях на изгиб, на рис. 7 – графики зависимости прогибов в точке 1 от уровня приложенной нагрузки.

Таблица 3

Экспериментальные данные характеристик ползучести материалов

Параметр	Материал	
	Медь М1	Сплав Д16
Прогиб h , мм	1,78/–	1,67/ –
Деформации ε , %	13,0/11,2	8,5/6,8
Максимальные напряжения, действующие по оси X σ_x , МПа	377,0/351,0	644,0/587,0
Максимальные напряжения по Мизесу σ_m , МПа	368,0/345,0	565,0/525,0

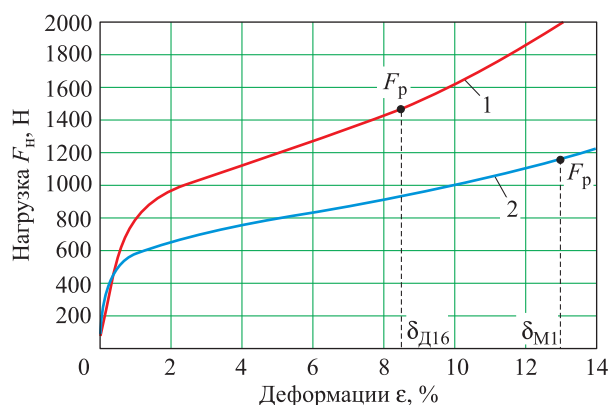


Рис. 6. Зависимость деформаций образцов от приложенной нагрузки:
1 – сплав Д16; 2 – медь М1

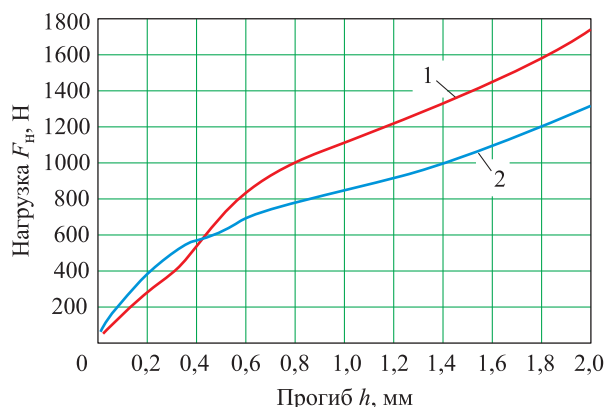


Рис. 7. Зависимость прогиба образцов от приложенной нагрузки:
1 – сплав Д16; 2 – медь М1

Численные расчеты показывают, что достижение уровня предельной деформации в образце из меди М1 происходит при нагрузке $F_p \approx 1200$ Н, в образце из сплава Д16 – при нагрузке $F_p \approx 1500$ Н. Проведенные численные расчеты позволяют дать предварительную оценку величин прогибов и НДС в исследуемых образцах во всем диапазоне изменения усилий вплоть до критических нагрузок.

При исследовании на ползучесть НДС образцов рассматривали при комнатной температуре T_k и уровнях нагрузки $0,3F_p - 0,5F_p$ с выдержкой по времени в течение 96 ч. Расчетная схема аналогична использованной в исследовании образцов из инертного материала на статический изгиб.

На рис. 8 показаны распределения напряжений и деформаций ползучести в образце из меди М1 для уровня нагружения $0,5F_p$ (600 Н) с выдержкой в течение 96 ч при комнатной температуре.

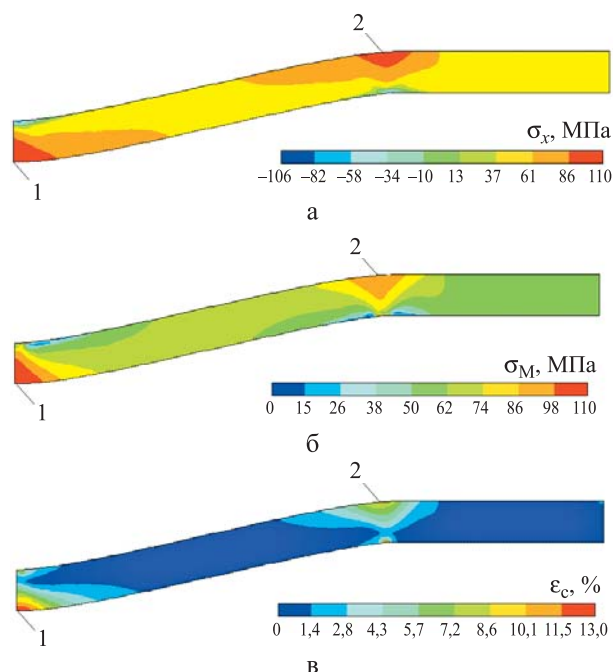


Рис. 8. Распределения напряжений и деформаций ползучести в образце из меди М1:
а – напряжения, действующие по оси X , МПа;
б – напряжения по Мизесу, МПа;
в – деформации ползучести, %

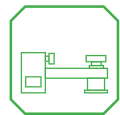


Таблица 4

Результаты численных расчетов образцов на ползучесть
(числитель – точка 1, знаменатель – точка 2)

Параметр	Нагрузка					
	$0,3F_p$		$0,4F_p$		$0,5F_p$	
	Медь М1	Сплав Д16	Медь М1	Сплав Д16	Медь М1	Сплав Д16
Прогиб h , мм	2,0/–	1,7/–	2,7/–	2,4/–	3,3/–	2,9/–
Деформация ползучести ϵ_s , %	7,0/5,0	6,0/4,5	10,0/6,8	9,0/6,4	13,0/8,5	11,5/7,8
Максимальные напряжения, действующие по оси X σ_x , МПа	100/85	148/132	103/88	152/134	110/94	157/135
Максимальные напряжения по Мизесу σ_m , МПа	102/88	150/135	105/90	156/136	112/100	171/140

Как следует из рис. 8, максимальные напряжения и деформации ползучести в образце из меди М1 локализованы на нижней поверхности образца под пуансоном (точка 1) и в области заделки (точки 2). Данные по расчетным параметрам, полученные в точках 1 и 2 исследуемых образцов для разных уровней нагрузки, представлены в табл. 4.

Как видно из табл. 4, наибольшая величина напряжений и деформаций ползучести при нагружении образца из меди М1 проявляется на нижней поверхности образца под пуансоном (точка 1). При различных уровнях прикладываемой нагрузки (от $0,3F_p$ до $0,5F_p$) у разных материалов характер распределения напряжений и деформаций ползучести существенно не меняется, изменился только их уровень.

На рис. 9 приведены графики зависимости деформации ползучести в исследуемых образцах в точке 1 (см. рис. 8) от времени про-

ведения испытаний при различных уровнях нагружения.

Графики зависимости прогибов в образцах в точке 1 (см. рис. 8) от времени проведения испытания при различных уровнях нагружения представлены на рис. 10.

Прогибы при действующем в течение 96 ч усилии, равном $0,3F_p$ – $0,5F_p$, составляют: образца из меди М1 – от 2,0 до 3,3 мм, образца из сплава Д16 – от 1,7 до 2,9 мм соответственно.

Заключение

Численные расчеты образцов из инертных материалов на ползучесть показали, что изменение уровня нагрузки на 20 % влияет на скорость ползучести материала. Максимальные значения напряжений и деформаций локализованы на нижней поверхности исследуемого образца под пуансоном. Вид распределения деформаций и напряжений при различных уровнях прикладываемой нагрузки (от $0,3F_p$

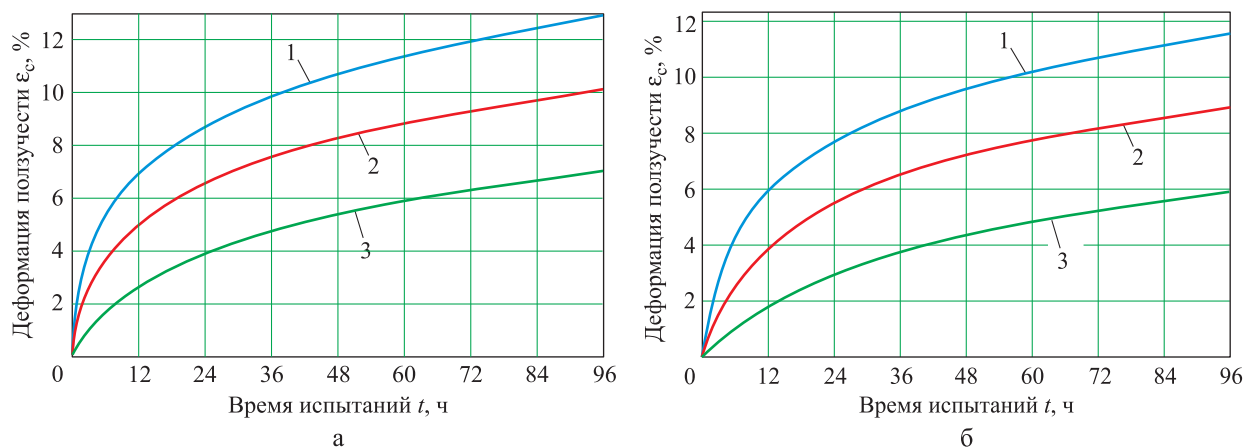


Рис. 9. Зависимость деформации ползучести от времени:
а – образца из меди М1; б – образца из сплава Д16;
1 – $0,5F_p$; 2 – $0,4F_p$; 3 – $0,3F_p$

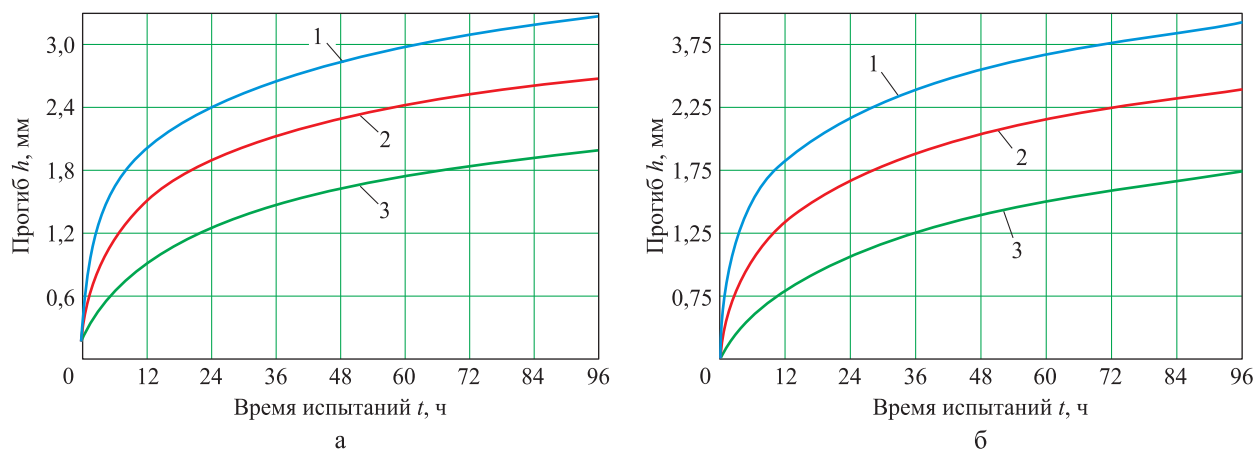


Рис. 10. Зависимость прогиба от времени:
а – образца из меди М1; б – образца из сплава Д16;
1 – $0,5F_p$; 2 – $0,4F_p$; 3 – $0,3 F_p$

до $0,5F_p$) у разных исследуемых материалов (медь М1 и сплав Д16) существенно не изменился, т. е. области локализации максимальных деформаций и напряжений в исследуемых образцах не сместились, изменился только их уровень.

Проведенные численные расчеты на образцах из инертных материалов дают ожидаемые уровни нагрузок при исследованиях на ползучесть при длительном нагружении и на изгиб при кратковременном нагружении, величины перемещений, деформаций и времени проведения испытаний в экспериментах. В дальнейшем будут рассмотрены другие материалы и в соответствии с требованиями МАГАТЭ иные диапазоны эксплуатационных температур.

Список литературы

1. ГОСТ 14019–2003. Материалы металлические. Метод испытания на изгиб. М.: Стандартинформ, 2003. 38 с.
2. Крагельский И. В., Виноградова И. Э. Коэффициенты трения: справочное пособие. 2-е изд. М.: Машгиз, 1962. 220 с.
3. Справочник металлста / под ред. А. Г. Рахштадта, В. А. Брострема. М.: Машиностроение, 1976. 720 с.
4. Савва С. П. Ползучесть некоторых конструкционных материалов при низких температурах // Проблемы прочности. 1975. № 7. С. 41–44.
5. Гольденблат И. И., Коннов В. А. Критерии прочности и пластичности конструкционных материалов: справочное пособие. М.: Машиностроение, 1968. 192 с.

Поступила 26.01.16

Горюшкин Дмитрий Сергеевич – аспирант СФТИ НИЯУ МИФИ, г. Снежинск Челябинской обл.

Область научных интересов: динамика и прочность машин.

Зуев Юрий Семенович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник, заведующий кафедрой технической механики СФТИ НИЯУ МИФИ, г. Снежинск Челябинской обл.

Область научных интересов: динамика и прочность машин, летательных аппаратов.

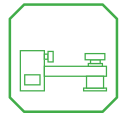
Стахеев Анатолий Владимирович.

Область научных интересов: динамика и прочность машин.

Creep of materials in special structures

The study proposes a technique for calculating characteristics of knowledge-intensive devices subjected to static mechanical loads at room temperature. Numerical computations carried out for inert material samples provide preliminary estimations of buckling and creep strain levels in structures. A possibility of transferring numerical simulation results onto scale models is investigated.

Keywords: critical stresses, inert materials, displacement, creep strain, finite element model, empirical validation.



Goryushkin Dmitriy Sergeevich – postgraduate student, Snezhinsk Physics and Technology Institute of the National Research Nuclear University MEPhI, Snezhinsk, Chelyabinsk region.

Research interests: dynamics and durability of machines.

Zuev Yuriy Semenovich – Candidate of Engineering Sciences, Senior Staff Scientist, Head of the Technical Mechanics Department, Snezhinsk Physics and Technology Institute of the National Research Nuclear University MEPhI, Snezhinsk, Chelyabinsk region.

Research interests: dynamics and durability of machines and aircraft.

Stakheev Anatoliy Vladimirovich.

Research interests: dynamics and durability of machines.

УДК 004.942

А. П. Коновальчик, М. В. Малышевский

Применение суперкомпьютерных технологий для исследования авиационных катастроф

Рассмотрен программный комплекс моделирования, визуализации полета и поражения целей зенитными управляемыми ракетами. Приведены результаты исследования авиационной катастрофы, произошедшей в июле 2014 г. на Украине.

Ключевые слова: суперкомпьютерные технологии, зенитная управляемая ракета, годограф, метод полного перебора.

С учетом исключительных знаний и компетенций, которые есть у Концерна ВКО «Алмаз – Антей» и его предприятий, и понимания необходимости точного и всестороннего исследования авиационной катастрофы малазийского самолета «Боинг» (рейс МН-17), произошедшей в июле 2014 г. над территорией Украины, руководством Концерна в мае 2015 г. были поставлены следующие задачи:

- создать точную математическую 3D-модель для анализа деталей летного происшествия;
- по результатам моделирования получить данные, необходимые для проведения натурных экспериментов;
- определить возможные точки старта зенитной управляемой ракеты (ЗУР).

Для выполнения поставленных задач, требующих исключительной вычислительной точности, был разработан программный комплекс моделирования авиационного происшествия с применением суперкомпьютера

«Орфей-К» (рис. 1) [1], состоящий из пяти программных модулей (ПМ).

Программный модуль расчета разлета осколков боевой части (БЧ) ЗУР производит расчет на основании годографа, определяющего зависимость скорости движения по всем поражающим элементам (легкая и тяжелая фракции, а также элементы корпуса БЧ) от их направления [2].

Модель разлета осколков позволяет вычислить скорость движения и координаты каждого из них в любой момент времени. Осколки в программном комплексе моделируют с помощью материальных точек, их движение описывается кинематическим уравнением прямолинейного равномерного движения:

$$\begin{cases} x_i = x_{0i} + v_{xi}t; \\ y_i = y_{0i} + v_{yi}t; \\ z_i = z_{0i} + v_{zi}t; \\ i = 0 \dots N - 1, \end{cases} \quad (1)$$

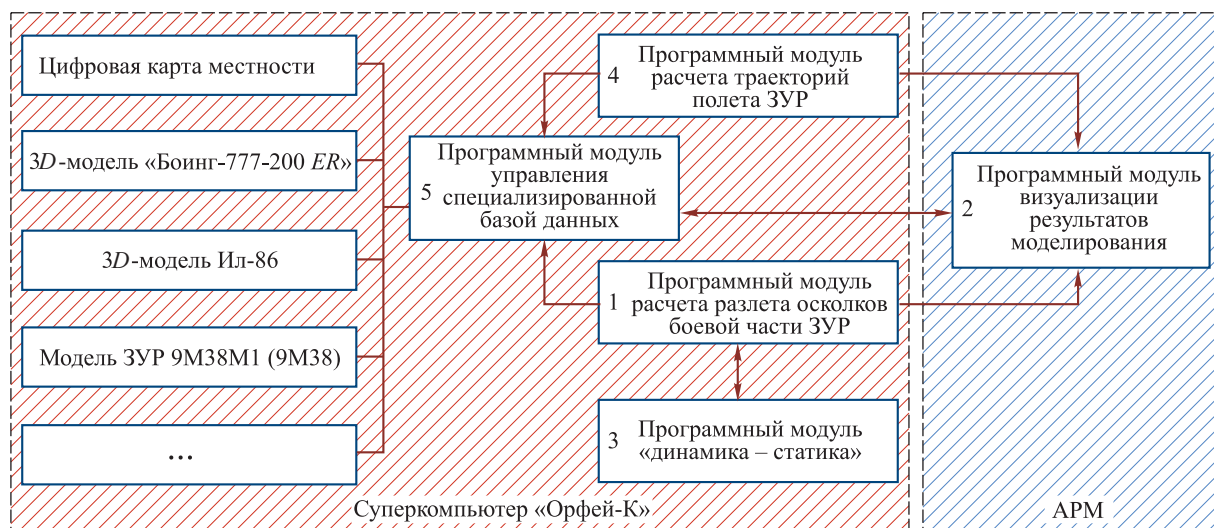


Рис. 1. Структура программного комплекса



где (x_i, y_i, z_i) – координаты осколков в момент времени t ;

(x_{0i}, y_{0i}, z_{0i}) – координаты осколков в начальный момент времени $t = 0$;

(v_{xi}, v_{yi}, v_{zi}) – компоненты скоростей движения осколков.

Скорость разлета каждого из осколков задает годограф, описывающий конкретную БЧ.

ПМ спроектирован таким образом, что позволяет работать практически с любой ЗУР, так как считывает данные о годографе из конфигурационного файла, сохраняет их в специализированной базе данных и использует для расчета в модели.

Программный модуль визуализации результатов моделирования предназначен для трехмерного отображения результатов моделирования: поверхностей корпусов самолетов («Боинг-777-200 ER» и Ил-86), поражения частей конструкции самолета (кабины пилота, остекления кабины, крыльев, двигателей, хвостового оперения, пассажирского салона и т. д.) различными фракциями поражающих элементов, углов входа поражающих элементов в части конструкции самолета, направления движения поражающих элементов, точек старта ЗУР с привязкой к местности и др. (рис. 2).

Программный модуль «динамика-статика» предназначен для выполнения трудоемких вычислений на суперкомпьютере «Орфей-К» и служит математической основой для натурных исследований. Очевидно, что проведение эксперимента в реальных условиях, когда цель и ЗУР подвижны, невозможно. В этом случае ПМ ведет поиск статического положения ЗУР, которое показывает повреждения на поверхности, максимально схожие с теми, которые нанесет ЗУР в движении [3].

Смысл алгоритма решения задачи «Поиск статики по динамике» в следующем. В некоторой области пространства производят подрыв БЧ ЗУР в «динамике», когда БЧ и цель движутся. Вычисляют траекторию движения каждого из осколков и точки пересечения траекторий с поверхностью самолета. Найденные точки сохраняют в массиве данных, каждый элемент которого представляет собой число пробойн, приходящихся на площадку с номером, соответствующим индексу элемента.

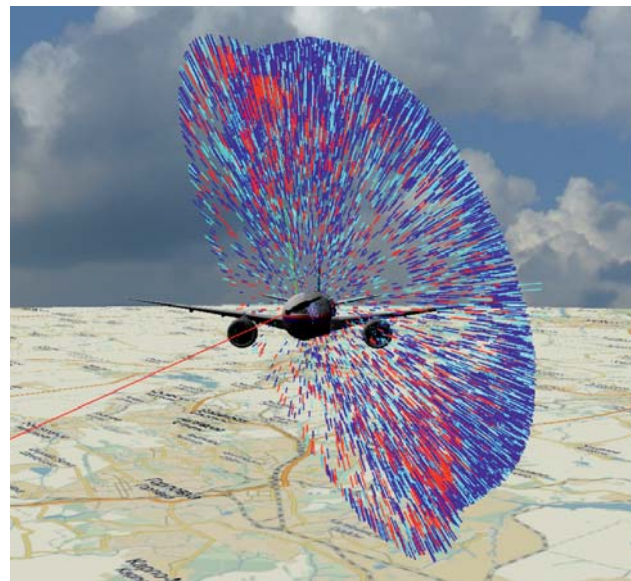


Рис. 2. Возможности ПМ-визуализации

Массив, хранящий число пробойн в каждой из площадок самолета для подрыва БЧ в динамике, назовем эталоном.

Далее скорость цели и ЗУР обнуляют и «выполняют» подрывы БЧ ЗУР в различных точках пространства с разными углами азимута и места. При каждом подрыве определяют точки пересечения траекторий осколков с поверхностью самолета. Затем формируют массив, хранящий число пробойн в каждой из площадок. Будем называть такие массивы аппроксимациями (приближениями).

Для всех найденных аппроксимаций вычисляют ошибку E , количественно характеризующую различия между массивом аппроксимации и эталоном и использующуюся в качестве критерия отбора массива аппроксимации, наиболее совпадающего с эталоном. Значение ошибки E для него – самое низкое среди значений остальных аппроксимаций.

В итоге решение задачи «Поиск статики по динамике» сводят к численному решению задачи оптимизации

$$E(\vec{p}^*) \rightarrow \min_{\vec{p} \in P} E(\vec{p}),$$

где $\vec{p} \equiv (x, y, z, a, e)$ – пятимерный вектор;

(x, y, z) – декартовы координаты центра БЧ ЗУР;

a и e – азимут и угол места БЧ ЗУР;

$\vec{p}^* \equiv (x^*, y^*, z^*, a^*, e^*)$ – искомое решение, доставляющее минимум функционалу $E(\vec{p})$.

Достоверность результатов оценивают в соответствии со следующим выражением:

$$\eta = \left| 1 - \frac{E}{M} \right| 100 \%. \quad (2)$$

Программный модуль расчета траекторий полета ЗУР предназначен для расчета траекторий полета ЗУР от точки стояния до цели. Возможные точки старта ПМ можно определить с помощью суперкомпьютера «Орфей-К».

Программный модуль управления специализированной базой данных предназначен для хранения информации о любых цифровых картах местности, моделях, описывающих цели (в нашем случае самолеты «Боинг-777-200 ER» и Ил-86), моделях любых ЗУР. ПМ также собирает и обрабатывает результаты расчетов на суперкомпьютере «Орфей-К», например области старта ЗУР с привязкой к цифровой карте местности, задачи «динамика–статика». База данных имеет открытую масштабируемую архитектуру и позволяет работать с широким набором исходных данных как по целям (например, F-16, F-22, Rafale, Eurofighter Typhoon, AGM 158 JASSM и др.), так и по ЗУР (48Н6Е, 9М317, 9М96, 9М100 и др.).

Проведение вычислительных экспериментов

Разработка трехмерной модели авиационного происшествя была начата с создания модели разлета осколков БЧ.

Скорость каждого из осколков задали годографом, начальные положения осколков соответствовали координатам на поверхности БЧ, характеристики которой были предоставлены предприятием-изготовителем. На рис. 3 представлены компьютерные модели разлета осколков БЧ ЗУР 9М38 и 9М38М1. На первом этапе была разработана простая модель их разлета из «точки» (рис. 3, а, б). Модель [5] предполагает, что в начальный момент времени все осколки расположены в одной точке:

$$\begin{cases} x_{0i} = x_0, \\ y_{0i} = y_0, \\ z_{0i} = z_0, \\ i = \overline{0, N-1}. \end{cases} \quad (3)$$

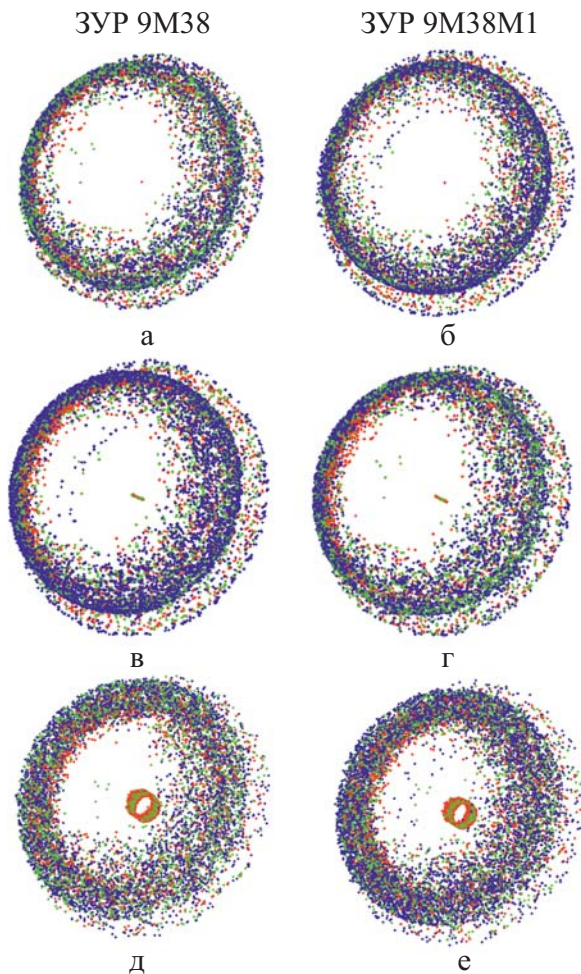


Рис. 3. Модели разлета осколков БЧ ЗУР

Далее разработанная модель была усовершенствована – разлет осколков производился с «отрезка» (рис. 3, в, г). Для этой модели осколки в начальный момент времени $t = 0$ расположены на отрезке AB с концами (x^A, y^A, z^A) и (x^B, y^B, z^B) :

$$\begin{cases} x_{0i} \in \{x^A + \chi(x^B - x^A) \mid \chi \in [0, 1]\}, \\ y_{0i} \in \{y^A + \chi(y^B - y^A) \mid \chi \in [0, 1]\}, \\ z_{0i} \in \{z^A + \chi(z^B - z^A) \mid \chi \in [0, 1]\}, \\ i = \overline{0, N-1}. \end{cases} \quad (4)$$

Осколки распределены по отрезку AB следующим образом. Отрезок разделили на равные части. Число осколков на каждой из них выбирали в соответствии с заданной плотностью распределения:



$$N_i^p = \frac{m_i}{100} N^p, i = \overline{0, M^p - 1},$$

$$p = \overline{0, P - 1}, N^p = \frac{N}{P}, M^p = \frac{M}{P}, \quad (5)$$

где m_i – плотность распределения осколков;

M – число подынтервалов, составляющих отрезок AB ;

P – число поворотов векторов скоростей осколков вокруг отрезка AB при повороте на полный угол, 360° .

После предоставления данных о геометрии БЧ была создана окончательная модель разлета осколков с боковой поверхности эллиптического цилиндра, форма которого практически совпадает с формой БЧ ЗУР (рис. 3, д, е). В данной модели осколки располагают вдоль отрезка в соответствии с выражениями (4) и (5). Для получения пространственного распределения осколков отрезок вращается вокруг центра цилиндра. В итоге были получены все типы разлета осколков – от точечного до цилиндрического.

В ходе численных экспериментов установлено, что необходимо учитывать форму БЧ ЗУР, так как она влияет на характер поражения цели из-за близкого расположения БЧ к поверхности цели. Варианты модели разлета осколков (см. рис. 3) отличаются по форме облака разлетающихся осколков.

Модель поверхности самолета «Боинг-777-200 ER» изначально была получена из открытых источников в формате *3D Max*. Но эта модель не соответствовала реальной модели самолета, более того, недопустимое отличие в форме кабины не позволяло провести полноценный вычислительный эксперимент. Для проведения исследования необходимо было сделать интерактивную модель самолета для того, чтобы видеть, какие поражения наносят оскол-

ки БЧ различным элементам конструкции самолета. После уточнения экспертами Концерна деталей чертежей модель была скорректирована (рис. 4).

Модель, разработанная в *3D Max*, сформирована из большого числа примитивных элементов, поэтому для обеспечения приемлемого быстродействия необходимо иметь модель, состоящую приблизительно из нескольких десятков тысяч элементарных треугольников. Для ее создания полученную информацию выгружают в специальный файл (хранится в специализированной базе данных), описывающий вершины треугольников и предназначенный для обработки в программных модулях визуализации средствами *OpenGL* и «динамика–статика».

Подготовка к первому натурному эксперименту и определила постановку первой трудоемкой задачи «Поиск статики по динамике». Иными словами, нужно найти такое статическое положение БЧ ЗУР («статика»), повреждения на поверхности цели от которого максимально совпадают с повреждениями на поверхности цели в динамике («динамика»), когда ЗУР и цель находятся в движении.

При выполнении численных расчетов для первого этапа натурального эксперимента был выбран следующий критерий для минимизации:

$$E = \sum_{i=0}^{M-1} |e_i - a_i|, \quad (6)$$

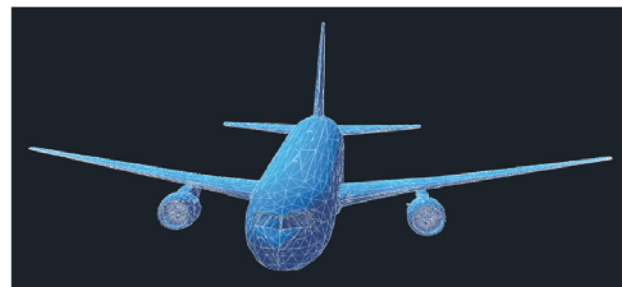
где M – число площадок, составляющих поверхность самолета «Боинг-777-200 ER»;

e – массив, хранящий число пробоев, приходящихся на каждую площадку в «динамике»;

a – массив, хранящий число пробоев, приходящихся на каждую площадку в «статике».



а



б

Рис. 4. Модель поверхности самолета «Боинг-777-200 ER»: а – первоначальная; б – уточненная

Число E в этом критерии соответствует количеству несовпавших повреждений. Выбор такого критерия обусловлен его очевидностью и простотой реализации.

Рассмотрим выражение (6) подробнее. Для самолета «Боинг-777-200 ER» $M = 5365$ (число площадок, реализованных в ПМ визуализации), общее число поражающих элементов 10 763. Таким образом, эталонный вектор (для первой фазы натурного эксперимента заполненный значениями при подрыве ЗУР относительно цели с углами 62° (азимутальный угол) и 22° (угол места)) будет иметь вид:

Номер площадки	0	1	2	...	15	...	23	...	1539	...	5364
Число осколков	2	0	0	...	1		1	...	4	...	0

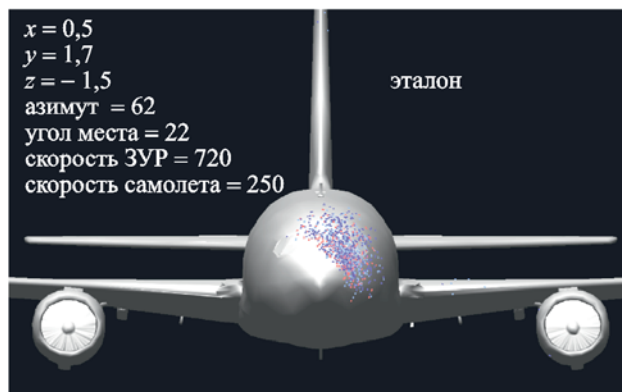
Общее число векторов, с которыми по формуле (6) сравнивают эталонный вектор, определено в формуле (7) и составляет 64 800 000 возможных положений ЗУР в пространстве. Достоверность результатов перебора оценивают выражением (2).

Для расчетов, обеспечивающих проведение первого этапа натурного эксперимента (рис. 5), были приняты следующие условия: годограф – ЗУР 9М38М1 с БЧ 9Н314М; поверхность самолета – «Боинг-777-200 ER»; углы ЗУР относительно цели – азимутальный угол 62° и угол места 22° (данные параметры соответствуют версии Концерна о событиях авиационной катастрофы).

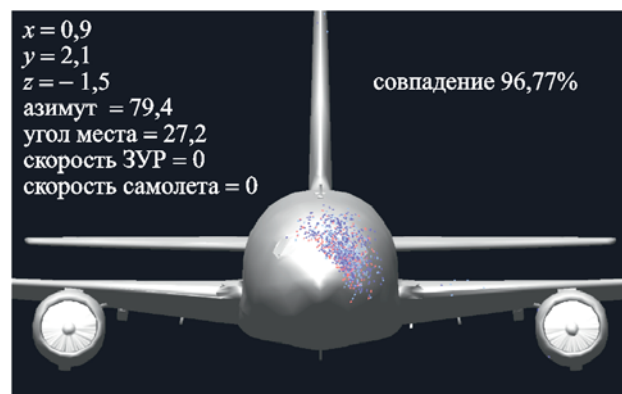
Для решения подобных задач нужно перебрать множество вариантов возможных положений ЗУР и их сравнений с эталонным значением. При этом варианты рассматривают по повреждениям в «статике», а эталоном считают повреждения в «динамике» [4] (рис. 6).



Рис. 5. Первый этап натурного эксперимента



а



б

Рис. 6. Поиск статического положения ЗУР для первого натурного эксперимента:
а – эталонные параметры (в «динамике»);
б – вычисленные параметры (в «статике»)

Положение БЧ в пространстве определяют с помощью пяти параметров: трех декартовых координат, угла места и азимута (рис. 7).

Метод полного перебора вычислительно трудоемкий и требует значительных временных затрат. Так, для расчета одного взрыва БЧ требуется около 2 с (данный показатель получен экспериментальными замерами на «Орфей-К» [6]). Перебор на «грубой» сетке (АРМ с процессором *Intel Xeon E5620* 2,4 ГГц) для расстояния 10 м, с шагом 0,5 м и для углов с шагом 1 м и поворотом на 90° займет около 4 лет и составит приблизительно 60 млн вариантов:

$$V_{\text{кол-во вариантов перебора}} = V_X V_Y V_Z V_A V_M, \quad (7)$$

где V_X – количество положений в пространстве по оси X , в нашем случае $10 \text{ м} / 0,5 = 20$ вариантов;

V_Y – количество положений в пространстве по оси Y , в нашем случае $10 \text{ м} / 0,5 = 20$ вариантов;

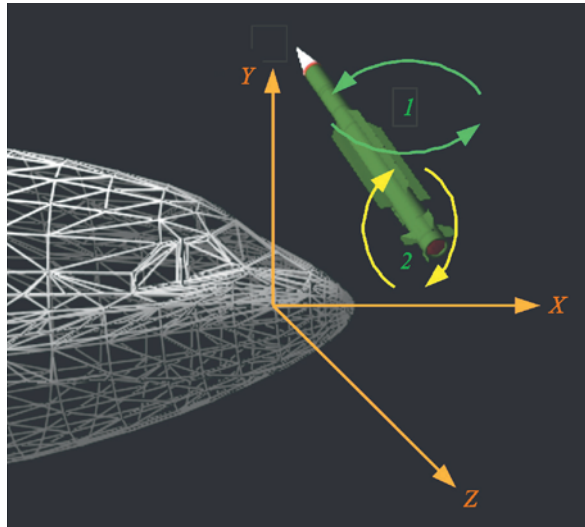


Рис. 7. Параметры для перебора положений ЗУР в пространстве:

X, Y, Z – положение ЗУР в пространстве;
1, 2 – азимут и угол места ЗУР

V_Z – количество положений в пространстве по оси Z , в нашем случае $10 \text{ м}/0,5 = 20$ вариантов;

V_A – количество положений по азимуту, в нашем случае $90^\circ/1^\circ = 90$ вариантов;

V_M – количество положений по углу места, в нашем случае $90^\circ/1^\circ = 90$ вариантов.

Итого:

$V_{\text{кол-во вариантов перебора}} = 20 \times 20 \times 20 \times 90 \times 90 = 64\,800\,000$ вариантов положения ЗУР в пространстве;

$T_{\text{полного перебора}} \text{ с} = V_{\text{кол-во вариантов перебора}} \times T_{\text{выполнения одного варианта}}$

$T_{\text{полного перебора}} \text{ с} = 64\,800\,000 \times 2 \text{ с} = 129\,600\,000 \text{ с};$

$129\,600\,000 \text{ с}/60/60/24/365 \approx 4,1 \text{ года}$ (8)
(на «грубой» сетке);

$138\,240\,000 \text{ с}/60/60/24/365 \approx 4,4 \text{ года}$
(на «тонкой» сетке).

Почти такое же время необходимо для выполнения перебора на «тонкой» сетке (расстояние 1,2 м с шагом 0,1 м и поворот на угол 20° с шагом 0,1 м). Перебрать надо приблизительно 70 млн вариантов (значение получено из формул (7) и (8)). Перебор на «грубой» сетке необходим для определения области пространства, в которой зафиксировано аппроксимирующее положение. Затем на «тонкой» сетке в

заданной области пространства с требуемой точностью можно вычислить наиболее подходящее положение. В итоге расчет занял бы около 8 лет.

Сократить время выполнения полного перебора удалось путем проведения расчетов на суперкомпьютере «Орфей-К» [5]. Для построения параллельного алгоритма была использована технология *MPI* (*Message Passing Interface* – наиболее распространенный интерфейс передачи сообщений при параллельном программировании [7]), так как именно такой подход позволяет оперативно создавать параллельные программные комплексы. Время полного перебора как на «грубой» сетке, так и на «тонкой» сократилось до 12 суток – алгоритм оказался идеальным для распараллеливания. Возможность распараллеливания расчетов обусловлена тем, что расчеты по каждой анализируемой точке пространства можно проводить независимо друг от друга, поэтому дополнительные меры для доведения алгоритма к параллельной архитектуре не нужны, так как он получился естественным образом

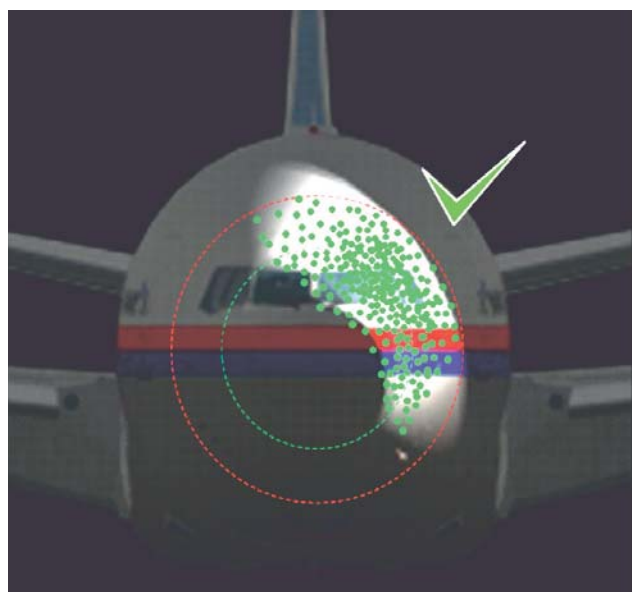
$$T_{\text{перенбор суперЭВМ}} = T_{\text{полного набора}} / \text{число вычислительных потоков}, \quad (9)$$

при раскладывании расчетов на доступные в «Орфей-К» вычислительные потоки:

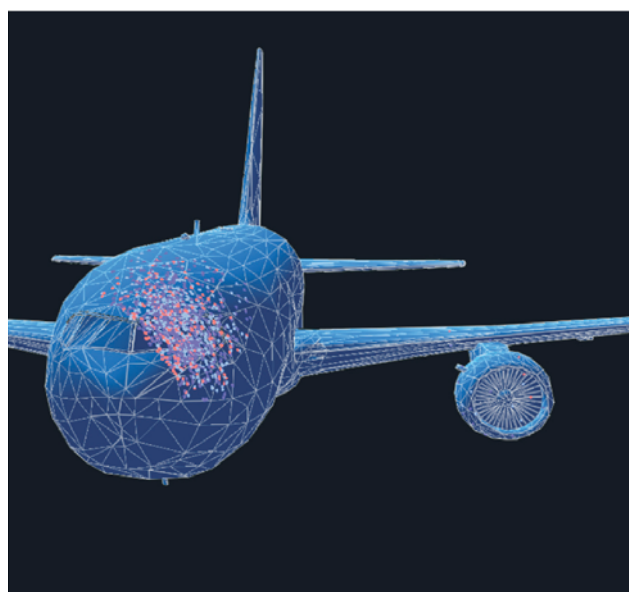
где $T_{\text{полного набора}} = 129\,600\,000$ (на «грубой» сетке) + $138\,240\,000$ (на «тонкой» сетке) = $267\,840\,000 \text{ с}$; количество вычислительных ядер (потоков) – 256;

$T_{\text{перенбор суперЭВМ}} = 267\,840\,000/256 \approx 12,1 \text{ сут.}$

Расчет был выполнен, найденные параметры положения БЧ в «статике» позволили провести первый этап натурного эксперимента. В качестве эталона был принят вектор, состоящий из номеров площадок, на которые разделили интерактивную модель поверхности самолета, и количества осколков, попавших в данную площадку. Вектор имел значения, полученные при подрыве БЧ ЗУР по версии Концерна (углы ЗУР относительно цели – азимутальный угол 62° и угол места 22°). Компьютерная модель показывала, что параметры рассчитанного статического положения ЗУР должны совпасть по результатам на 96,77 %.



а



б

Рис. 8. Сопоставление результатов компьютерного моделирования (а) и натурального эксперимента (б)

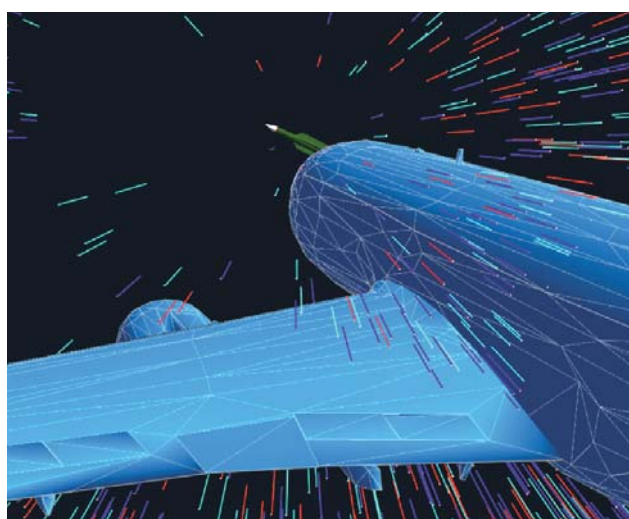
Проведенный вычислительный эксперимент подтвердил полученные расчеты (рис. 8).

В дальнейшем комплекс параллельных программ был усовершенствован: трудоемкие вычисления были вынесены в конфигурационные файлы для ПЛИС.

Кроме получения картины распределения осколков на поверхности самолета эксперимент установил характер проникновения осколков внутрь самолета, особенности деформации осколков, особенности поражения поверхности частицами разной фракции и многое др.

Одним из важнейших результатов первого этапа натурального эксперимента стало подтверждение факта поражения элементов *левого* двигателя (ориентацию элементов конструкции самолета определили по направлению движения самолета) и *левого* крыла. При этом распределение повреждений полностью совпало с расчетами на математической модели, что еще раз доказало правильность выводов экспертов Концерна относительно направления запуска ракеты (рис. 9, 10). Следует отметить, что все результаты натурального эксперимента были получены в ходе всего лишь одного подрыва БЧ с параметрами, вычисленными на суперкомпьютере.

После первого этапа натурального эксперимента было принято решение провести второй этап (см. рис. 10) и использовать реальный



а



б

Рис. 9. Поражение левого двигателя (а) и щита, имитирующего левый двигатель при подрыве БЧ (б)



Рис. 10. Установка для проведения второго натурального эксперимента

самолет в качестве цели. С учетом текущих возможностей был выбран Ил-86. Таким образом, условия для расчетов, обеспечивающих проведение второго этапа натурального эксперимента, были следующие: годограф – ЗУР 9М38М1 с БЧ 9Н314М; поверхность самолета – Ил-86; углы ЗУР относительно цели – азимутальный угол 17° и угол места 7° (данные параметры соответствуют версии Международной комиссии).

Очевидно, что и второй этап эксперимента провести в реальных условиях, когда цель и ЗУР находятся в движении, невозможно. Снова возникла необходимость решения задачи «Поиск статики по динамике». Для проведения компьютерного эксперимента была



Рис. 11. Цифровая модель поверхности самолета Ил-86

создана цифровая модель поверхности самолета Ил-86 (рис. 11).

При выполнении расчетов для второго этапа натурального эксперимента был выбран критерий

$$E = \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_i, \quad (10)$$

$$\varepsilon_i = \begin{cases} a_i & \text{при } e_i = 0 \text{ и } a_i \neq 0, \\ e_i & \text{при } a_i = 0 \text{ и } e_i \neq 0. \end{cases}$$

В данном случае была реализована идея (подтвержденная результатами расчетов) о получении распределения числа осколков на

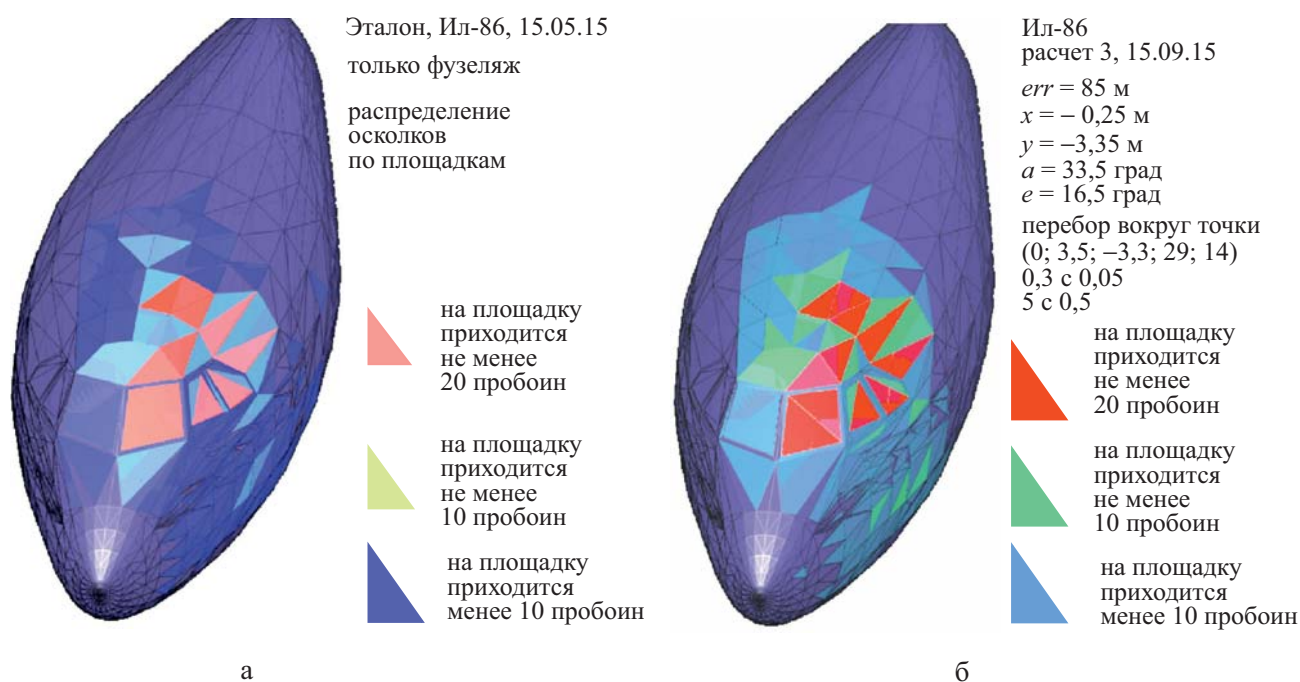


Рис. 12. Плотность распределения осколков:
а – эталонные параметры (в «динамике»);
б – вычисленные параметры (в «статике»)

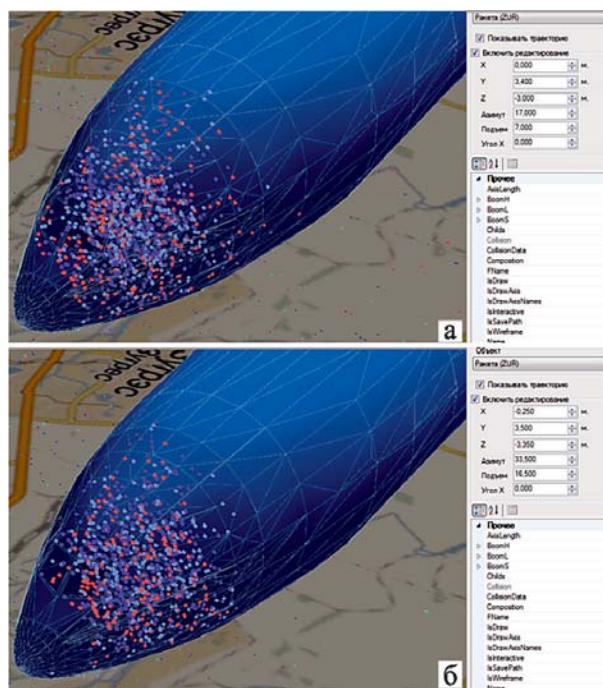


Рис. 13. Ил-86 ЗУР 9М38М1. Поиск статического положения ЗУР для второго натурного эксперимента:
а – эталон: $x = 0$ м, $y = 3,4$ м, $z = -3$ м, $a = 17$ град, $e = 7$ град; $v_{Zur} = 600$ м/с, $v_{Air} = 252$ м/с;
б – аппроксимация: $x = -0,25$ м, $y = 3,5$ м, $z = -3,35$ м, $a = 33,5$ град, $e = 16,5$ град; $err = 85$ пробоев, $v_{Zur} = 0$ м/с, $v_{Air} = 0$ м/с

поверхности кабины в статике, визуально похожего на распределение осколков в динамике. Действительно, если проанализировать плотности распределения осколков, приходящихся на площадку, для статического и динамического случаев, то заметно, что картины распределения плотности осколков имеют внешнее сходство (рис. 12).

Компьютерный эксперимент проводили на готовом программном комплексе. Из-за ограниченности во времени на пошагово сгущающихся сетках было перебрано приблизительно 49 млн вариантов. Наилучший по выбранному критерию вариант был найден в последнем «запуске», при этом число пробоев $E = 85$, что дает достоверность $\eta = 99,2\%$ (рис. 13).

Результаты компьютерного эксперимента были подтверждены. На рис. 13 видно, что картины площадок с числом повреждений более 20 в точности совпадают для статического (аппроксимация) и динамического (эталон) случаев.

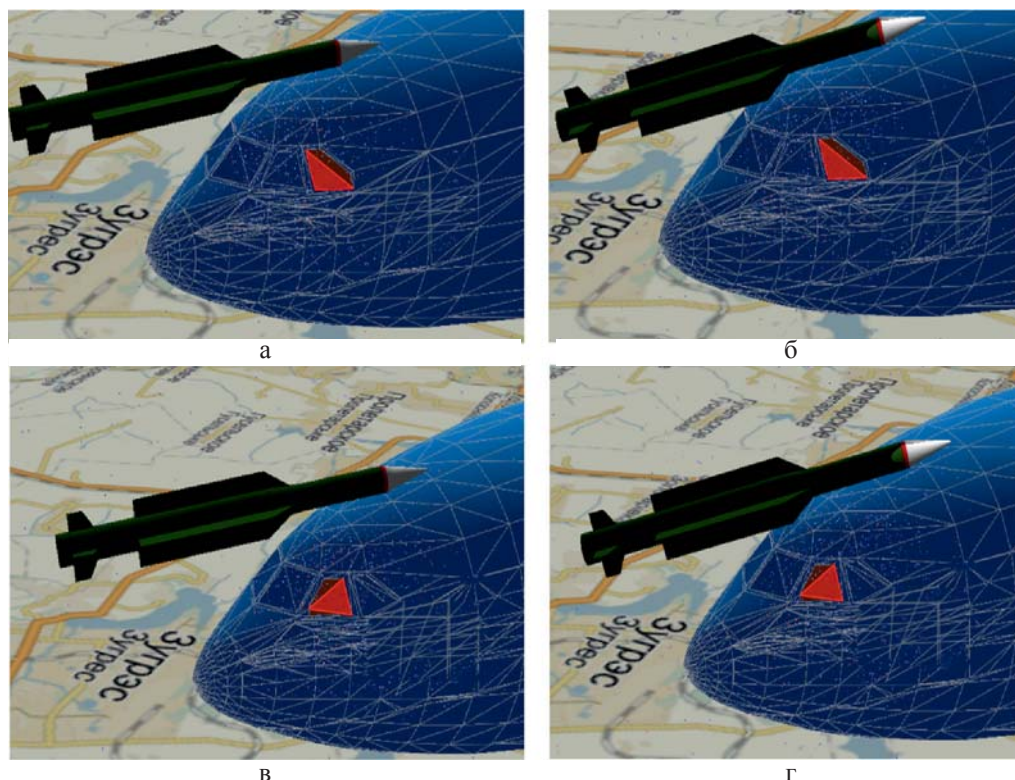


Рис. 14. Поражение остекления левой части кабины:

а – легкие – 16, тяжелые – 10, оболочка – 7, всего – 33, углы входа – 65,6–71,5;
б – легкие – 19, тяжелые – 5, оболочка – 13, всего – 37, углы входа – 69,6–76,8;
в – легкие – 23, тяжелые – 6, оболочка – 13, всего – 42, углы входа – 72,2–76,3;
г – легкие – 20, тяжелые – 12, оболочка – 9, всего – 41, углы входа – 76,5–81,2



При анализе результата, полученного в ходе моделирования на суперкомпьютере, (рис. 14) видно, что как в «статике», так и в «динамике» большое количество осколков попадает в исследуемое остекление кабины с левой стороны. Кроме того, углы входа основной массы осколков как в «статике», так и в «динамике» практически совпадают.

Как и в первом, так и во втором натурном эксперименте была использована ЗУР 9М38М1, особенность которой заключается в применении двутавровых осколков в качестве тяжелой фракции. Натурные эксперименты показали, что эти осколки всегда оставляют на обшивке самолета следы в форме бабочки. Таких пробоин на обломках поверхности самолета «Боинг-777-200 ER» обнаружено не было.

Особое внимание, как и на первом этапе натурного эксперимента, было уделено повреждениям левого двигателя и левого крыла (рис. 15). Компьютерное моделирование, с помощью которого решалась задача «Поиск статики по динамике», однозначно говорило

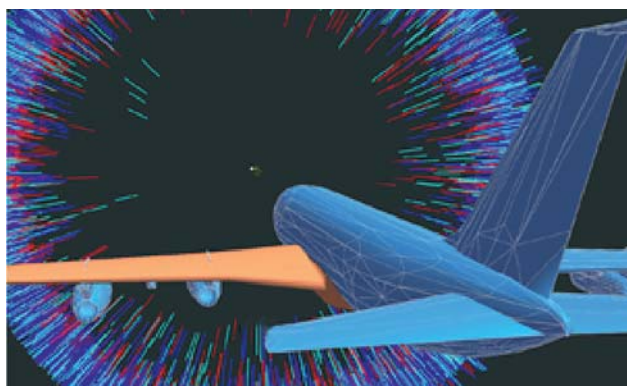
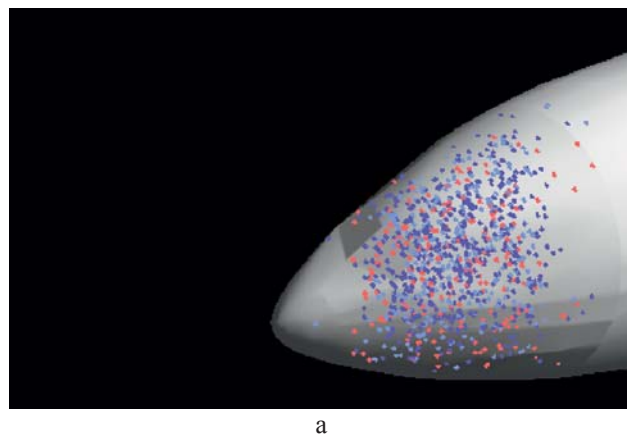


Рис. 15. Отсутствие повреждений левого двигателя и крыла при втором этапе натурного эксперимента: легкие – 0, тяжелые – 0, оболочка – 0, всего – 0



а

о том, что повреждений на левом двигателе и крыле при таких углах подхода нет. Важно подчеркнуть, что данных повреждений не было ни в одном из 49 млн вариантов перелетных положений ЗУР и результатами второго эксперимента это было подтверждено: щит, имитирующий левое крыло, не был задет ни одним из более чем 10 тыс. осколков.

Результаты двух натурных экспериментов полностью подтвердили правильность созданной компьютерной модели (рис. 16). Это позволило перейти к решению второй трудоемкой задачи – расчету всех возможных точек старта ЗУР с целью поиска наиболее вероятной области старта ЗУР по известным углам азимута и места.

Для определения траектории полета ракеты и соответственно района ее запуска у предприятия-изготовителя был получен комплекс программ моделирования изделий 9М38. Данные модели были разработаны еще в середине 1980-х гг. и реализованы на языке программирования «Фортран». В этих моделях учтено максимальное количество параметров, влияющих на условия встречи ЗУР с целью – подробные частные модели двигательной установки, автопилота, головки самонаведения и др. Учитывались эффективная площадь рассеяния и линейные размеры цели, ее скорость и другие параметры движения. Модель была откалибрована на огромном количестве натурных испытаний.

Для того, чтобы обеспечить проведение имитационного моделирования в сжатые сроки, был модифицирован исходный программный код, а также написана отдельная оболочка для обеспечения запуска параллельных расче-



б

Рис. 16. Сопоставление результатов компьютерного моделирования (а) и второго натурного эксперимента (б)

тов на суперкомпьютере с использованием технологии *MPI*. Для выполнения оперативных расчетов также был создан отдельный модуль с графическим интерфейсом, на котором можно в реальном времени получать значения для конкретных параметров движения зенитной управляемой ракеты и цели.

Возможность указания точек старта связана с соответствиями между параметрами подлета ЗУР к цели и координатами ее старта, следовательно, имея параметры пространственного положения БЧ ЗУР относительно самолета и географические координаты поражения цели, всегда можно вычислить область на карте, с которой был выполнен старт зенитной управляемой ракеты.

После написания *MPI*-версии программы за 6 суток был просчитан (с интервалом в 10 м, для ЗУР 9М38) возможный район пуска (его площадь, 4900 кв. км, определена дальней границей зоны поражения). В расчет включена стрельба как в переднюю полусферу, так и «вдогон». В ходе расчетов была установлена возможная область старта ЗУР 9М38 (рис. 17).

Вывод

Использование разработанного программного комплекса позволило объективно и на научной основе провести исследование причин авиакатастрофы малазийского самолета «Боинг-777-200 ER». Впервые в истории исследования причин авиационного происшествия была проведена столь масштабная и скрупулезная работа: аналитические исследования экспертов АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей», проведение натурных экспериментов, математическое моделирование и расчеты

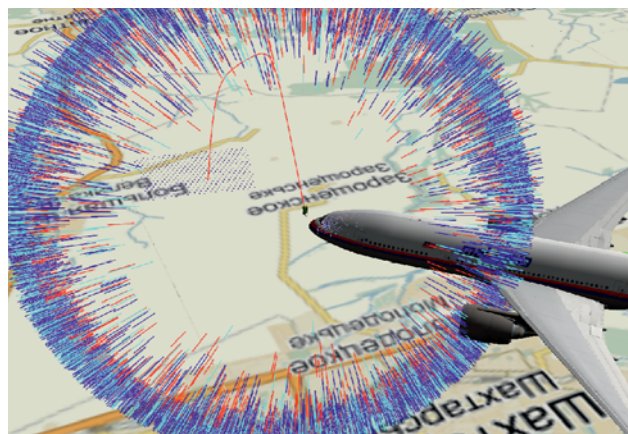


Рис. 17. Область старта ЗУР

на суперкомпьютере. По результатам анализа сделаны следующие выводы: самолет «Боинг-777-200 ER», следовавший рейсом МН-17, был поражен ракетой 9М38; место пуска находилось в районе, расположенном южнее населенного пункта Зарощенское.

Список литературы

1. Научно-технический отчет. ОКР «Орфей-К» // ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей». 2001. Инв. 91-214-К. 889 с.
2. Свидетельство № 2015660533 Российская Федерация. Программа для моделирования разлета осколков боевой части ракеты / А. П. Коновальчик, А. А. Башкатов, Е. Г. Радченко; Открытое акционерное общество «Концерн ПВО «Алмаз-Антей». № 2015617680; заявл. 20.08.2015; зарегистр. 01.10.2015. 1 с.
3. Свидетельство № 2015663027 Российская Федерация. Поиск положения ракеты для статического взрыва, производящего повреждения наиболее приближенные к взрыву в динамике / М. В. Малышевский, А. П. Коновальчик, А. А. Башкатов, Д. Н. Никольский; Акционерное общество «Концерн воздушно-космической обороны «Алмаз – Антей». № 2015617653; заявл. 20.08.2015; зарегистр. 09.12.2015. 1 с.
4. Свидетельство № 2015663030 Российская Федерация. Математическая модель области разлета осколков при взрыве боевой части ЗУР / М. В. Малышевский, А. П. Коновальчик, А. А. Башкатов, О. А. Плаксенко; Акционерное общество «Концерн воздушно-космической обороны «Алмаз – Антей». № 2015618630; заявл. 21.09.2015; зарегистр. 09.12.2015. 1 с.
5. Свидетельство № 2015663029 Российская Федерация. Программа моделирования траекторий полета зенитной управляемой ракеты / М. В. Малышевский, А. П. Коновальчик, А. А. Башкатов, В. Н. Старухин; Акционерное общество «Концерн воздушно-космической обороны «Алмаз – Антей». № 2015617839; заявл. 26.08.2015; зарегистр. 09.12.2015. 1 с.
6. Коновальчик А. П. Применение суперкомпьютерных технологий для решения задачи выделения космических объектов в цифровом изображении // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». 2015. № 2. С. 82–89.
7. MPICH | High-Performance Portable MPI. URL: <http://www.mpich.org>.

Поступила 10.03.16



Коновальчик Артем Павлович – заместитель начальника научно-технического центра ВКО по специальным проектам АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей», г. Москва.

Область научных интересов: суперкомпьютерные технологии, системные и прикладные вопросы воздушно-космической обороны.

Малышевский Михаил Вадимович – советник генерального конструктора АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей», г. Москва.

Область научных интересов: системные и прикладные вопросы воздушно-космической обороны, современные зенитные ракетные комплексы.

Employing supercomputer technology for aircraft accident investigation

We consider a software package for simulation and visualisation of surface-to-air guided missile flight and target defeat. We illustrate the research with the results of investigating the aircraft accident that took place in July 2014 in Ukraine.

Keywords: supercomputer technologies, surface-to-air guided missile, locus plot, exhaustive search method.

Konovalchik Artem Pavlovich – Deputy Head of the Scientific and Technological Aerospace Defence Center for Special Projects, “Almaz – Antey” Corp.”, Moscow.

Research interests: supercomputer technologies, and systemic and applied problems of aerospace defence.

Malyshevskiy Mikhail Vadimovich — consultant of Chief Designer, “Almaz – Antey” Corp.”, Moscow. Research interests: systemic and applied problems of aerospace defence, and contemporary surface-to-air systems.



В. Г. Бартенев

Завещание академика Ю. Б. Кобзарева



В последнее время повышенный интерес вызывает история создания различных видов отечественного вооружения во время Великой Отечественной войны и в предшествующий период. Знаменитым танкам, легендарным «Катюшам», истребителям и бомбардировщикам тех времен посвящено много статей, приводятся интересные факты, чего нельзя сказать о радиолокационной технике – информация о ней практически отсутствует. А ведь роль станций дальнего обнаружения вражеских самолетов во время войны была огромна.

Создание первого отечественного импульсного радиолокатора дальнего обнаружения связано с именем академика, Героя Социалистического Труда Юрия Борисовича КОБЗАРЕВА (08.06.1905 – 25.04.1992).

Некоторые историки считают днем рождения отечественной радиолокации 4 июля 1943 г. – дату выхода Постановления Государственного комитета обороны № ГОКО-368600 «О создании при ГКО Совета по радиолокации под председательством Г. М. Маленкова и назначении заместителем наркома электропромышленности по радиолокации А. И. Берга). Это утверждение полностью опровергается историей создания еще до начала Великой Отечественной войны отечественных радиолокационных систем (РЛС) дальнего обнаружения РУС-2 и РУС-2с, в основе которых лежал разработанный Ю. Б. Кобзаревым проект РЛС «Редут».

Первые опыты в области импульсной радиолокации в СССР

Предварительные поисковые и исследовательские работы в области радиолокации были начаты в Советском Союзе еще в 1934 г., когда Управление противовоздушной оборо-

ны заключило договор с Ленинградским физико-техническим институтом (ЛФТИ, директор академик А. Ф. Иоффе) на проведение исследований по измерению электромагнитной энергии, отраженной от предметов различных форм и материалов. Этому же институту совместно с ОКБ Управления ПВО РККА (руководитель П. К. Ощепков) поручалось изготовить передатчик и приемник для проведения опытов по фактическому обнаружению самолета по отраженной от него волне. Все работы выполнялись в соответствии с заранее составленным планом и считались делом большой государственной важности. Рассматривалось создание двух типов РЛС – непрерывного и импульсного излучения. Первое направление вылилось в появление РЛС «Ревень», партия которых под названием РУС-1 (сокращение от «радиоуправливаемый самолетов») была принята на вооружение в 1939 г. и прошла боевую проверку во время войны с белофиннами. К 1939 г. в ЛФТИ появилась научная и экспериментальная базы и по второму направлению в виде макета импульсной РЛС «Редут»,

© Бартенев В. Г., 2016



созданного под руководством Ю. Б. Кобзарева. По сравнению с РЛС «Ревень» РЛС «Редут» была значительным шагом вперед, так как позволяла не только обнаруживать самолеты противника на больших расстояниях и практически на всех высотах, но и непрерывно определять их дальность, азимут и скорость полета. Кроме того, при круговом синхронном вращении обеих антенн станция «Редут» в пределах своей зоны действия обнаруживала группы и одиночные самолеты, находившиеся в воздухе на разных азимутах и дальностях, и следила с перерывами по времени (один оборот антенны) за их перемещениями. Таким образом, с помощью нескольких таких РЛС командование ПВО могло наблюдать за динамикой воздушной обстановки в зоне радиусом до 100 км, определять силы воздушного противника и даже его намерения, подсчитывая, куда и сколько в данное время направляется самолетов. За научно-технический вклад в создание первой РЛС дальнего обнаружения Ю. Б. Кобзареву, П. А. Погорелко и Н. Я. Чернецову в 1941 г. была присуждена Сталинская премия. Выпуск же РЛС «Ревень» в связи с их низкой эффективностью был прекращен.

Назрела настоятельная потребность в привлечении к разработке и изготовлению импульсных РЛС типа «Редут» научно-исследовательской организации, имеющей опыт создания сложных радиотехнических систем. В качестве такой организации правительством был выбран НИИ-20 Остехуправления, впоследствии – Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники (ВНИИРТ). Работу в НИИ-20 предполагалось разбить на ряд этапов, а дополнительные испытания макета РЛС «Редут» провести в ЛФТИ. Однако Управление связи РККА внесло предложение в Комитет обороны при СНК СССР о включении в план НИИ-20 срочного задания по созданию РЛС «Редут», согласно которому НИИ должен был разработать, изготовить и представить на государственные испытания в январе 1940 г. два образца РЛС «Редут». Работа была сопряжена с огромными трудностями – не было нужной измерительной аппаратуры, специальных автомобильных кузовов с вращающимися кабинами, аппаратуры синхронной передачи

для обеспечения синфазного вращения кабин, отсутствовала кооперация с внешними предприятиями по комплектующим изделиям. Тем не менее к концу 1939 г. был разработан технический проект станции, а к апрелю 1940 г. изготовлены два опытных образца РЛС «Редут». Это был двухантенный вариант РЛС с двумя синхронно вращающимися кабинами – передающей на ЗИС-6 и приемной на ГАЗ-ААА. В своих воспоминаниях Юрий Борисович позже написал: «Если бы не наша самоотверженная работа в тридцатые годы в лаборатории ЛФТИ и не мое руководящее участие впоследствии, мы не имели бы в армии к началу Великой Отечественной войны радиолокационные станции РУС-2...»

Ю. Б. Кобзарев в Совете по радиолокации

Нельзя не отметить важность Постановления «О создании при ГКО Совета по радиолокации...», председателем которого был назначен член ГКО Г. М. Маленков. Появившись в тяжелый военный период, оно явилось для отечественной радиолокации важнейшим государственным актом. С образованием Совета руководство развитием этой новой отрасли техники и осуществление большого комплекса мероприятий в разрозненных до этого организациях сосредотачивалось в едином правительственном органе. Заместителем председателя Совета был утвержден Аксель Иванович Берг, который осуществлял научное и организационное руководство. До октября 1944 г. А. И. Берг, оставаясь в должности замнаркома, руководил и всей радиопромышленностью, которая входила в Наркомат электропромышленности. В аппарате Совета постоянно работали специалисты высокого класса, их авторитет в среде советских радиоинженеров был общепризнан. Среди таких специалистов был и Юрий Борисович Кобзарев.

Постановление вышло в год коренного перелома в Великой Отечественной войне – после победы Красной армии в Сталинградской битве и накануне Курской битвы. В это же время в Гамбурге англичанами впервые был осуществлен массовый сброс пассивных помех против немецких РЛС. Событие не осталось без внимания в СССР. В частности, в создан-



ном в 1943 г. в соответствии с Постановлением «О создании при ГКО Совета по радиолокации...» ЦНИИ-108 (сегодня ГОСЦНИРТИ) были развернуты работы по созданию пассивных помех. Наиболее известной в данной области стала работа сотрудника ЦНИИ-108 М. А. Леонтовича «Теоретические основы метода создания дипольных помех» (1944). Позже это направление получило развитие и на основе использования ложных целей. Командование Красной армии и военные инженеры Главного артиллерийского управления, которые занимались обеспечением войск ПВО радиолокационными станциями, отчетливо представляли последствия нанесения ударов авиацией противника, если РЛС будут выведены из строя и средства противовоздушной обороны окажутся «слепыми». Поэтому в конце 1943 г. для ускорения разработки средств защиты от пассивных помех Совет по радиолокации объявил конкурс изобретателей. Среди предполагаемых участников было проведено совещание, на котором сформулировали условия конкурса, а Ю. Б. Кобзарев сделал сообщение о возможных методах борьбы с пассивными помехами. В докладе особое внимание уделялось когерентно-импульсной технике, основанной, в частности, на применении вспомогательного источника когерентных колебаний, фазированного импульсами передатчика. Можно считать, что идея Ю. Б. Кобзарева, высказанная на совещании, положила начало новому направлению в радиолокационной технике – когерентному приему радиолокационных сигналов. В июне 1947 г. Совет по радиолокации был преобразован в Комитет по радиолокации при Совете Министров СССР, упраздненный, в свою очередь, в августе 1949 г. с передачей его функций Министерству обороны и министерствам оборонных отраслей промышленности.

НИР «Стекло» в НИИ-20

После ликвидации Комитета по радиолокации Ю. Б. Кобзарев возглавил лабораторию в НИИ-20, которому была передана работа по внедрению макета РЛС «Редут». Наследник легендарного Остехбюро НИИ-20 к 1940-м гг. сложился как сильный в научном и инженерном отношении коллектив, внесший неоце-

нимый вклад в создание на базе РЛС «Редут» первых промышленных образцов импульсных РЛС дальнего обнаружения РУС-2 и РУС-2с и организацию их серийного производства. Идея использования когерентной техники для борьбы с пассивными помехами была положена в основу способа когерентно-импульсной работы РЛС, который в виде заявки на изобретение Кобзарев направил в Комитет по изобретениям, получив еще в 1945 г. авторское свидетельство за № 5352с. Дальнейшее развитие когерентно-импульсный способ получил в НИИ-20. По постановлению Совета Министров Союза ССР в НИИ-20 в 1949 г. в срочном порядке была развернута НИР «Стекло» по теме «Разработка метода уменьшения помех от местных предметов, метеофакторов (дождь, снег, облака) и дипольных отражателей в станциях дальнего обнаружения», причем подлежащий разработке метод был определен в задании на НИР заранее – когерентно-импульсный метод. Четко были определены и задачи НИР.

1. Создание 10-сантиметрового местного гетеродина с высокой стабильностью частоты.
2. Создание когерентного гетеродина на 30 МГц с высокой стабильностью частоты.
3. Разработка линии задержки на большое время, равное периоду повторения импульсов РЛС дальнего обнаружения.
4. Разработка системы запуска передатчика, обеспечивающего равенство с высокой степенью точности периода повторения и времени задержки.
5. Разработка мощного передатчика с высокой степенью постоянства времени начала генерации относительно момента запуска.
6. Разработка устройства компенсации влияния ветра.
7. Разработка системы автоподстройки частоты.

Основные трудности работ НИИ-20 были связаны как с новым диапазоном волн, который еще только осваивался в амплитудном режиме при разработке послевоенных станций П-50 и П-20, так и с реализацией когерентно-импульсного режима в РЛС дальнего обнаружения, работающих с малой, порядка 300 Гц, частотой повторения. Особую значимость про-



водимой НИР придавало и то, что ее научным руководителем был назначен Юрий Борисович Кобзарев, к тому времени уже доктор технических наук, профессор, до перехода в НИИ-20 заведующий первой в стране радиолокационной кафедрой Московского энергетического института, которую он создал еще в 1943 г.

Почему Юрий Борисович перешел на работу в НИИ-20? На мой взгляд, главная причина его поступка была в том, что он понимал, какую большую важность имеет НИР «Стекло» для обороноспособности нашей страны, и, конечно, как никто другой был готов к успешной практической реализации когерентно-импульсного метода, на который у него было авторское свидетельство. Кроме того, он переходил на работу в тот самый институт, который еще до войны занимался разработкой промышленных образцов первых отечественных РЛС РУС-2, созданных под его руководством. Ну и, наконец, он осознавал огромную ответственность, которая лежала на нем, как на бывшем члене Комитета по радиолокации, за порученное ему дело. По воспоминаниям его дочери, Татьяны Юрьевны, «он руководствовался чувством долга, делал то, чего требовала ситуация».

Заместителем Кобзарева по НИР «Стекло» был назначен сотрудник НИИ-20 Лев Николаевич Кисляков, впоследствии доктор технических наук, ближайший соратник и друг. Работы по НИР начались в НИИ-20 в конце 1949 г., а начиная с 1950 г. они были включены в план института. Разработанную аппаратуру для реализации когерентно-импульсного режима было решено встраивать в один лишь нижний, вертикальный канал радиолокационной системы «Перископ» (П-20), которая была получена в августе 1951 г., и уже в сентябре того же года начались первые наблюдения отраженных сигналов в когерентно-импульсном режиме.

Какие же основные выводы были сделаны в НИР «Стекло» по результатам испытаний РЛС в когерентно-импульсном режиме? Прежде всего была доказана работоспособность способа когерентно-импульсной работы, основанного на предложенной Кобзаревым идее фазирования когерентного гетеродина радиоимпульсом магнетронного передатчика РЛС.

Кроме того, определены основные требования ко всем элементам когерентно-импульсной системы. Получены экспериментальные данные, характеризующие подпомеховую видимость имитируемой цели на фоне сигналов, отраженных от реальных местных предметов и метео-образований. Даны рекомендации по встраиванию когерентно-импульсной системы в серийные РЛС «Перископ» и «Обсерватория». Подводя итог проделанной в НИР «Стекло» работе, Ю. Б. Кобзарев в отчете напишет: «Достигнутые нами результаты следует рассматривать лишь как первый этап на пути развития когерентно-импульсной техники. Впереди стоят новые, более сложные задачи, за решение которых надо приниматься немедленно».

НИР «Стекло» со всей очевидностью доказала, что способ защиты РЛС от пассивных помех, основанный на фазировании когерентного гетеродина радиоимпульсом магнетрона (впоследствии названный псевдокогерентным методом), может успешно применяться в РЛС дальнего обнаружения. На протяжении последующих лет этот метод был внедрен во многих отечественных магнетронных РЛС, которые применялись в боевых действиях на Ближнем Востоке и во Вьетнаме и везде демонстрировали высокие тактико-технические характеристики.

Завещание академика

Ю. Б. Кобзарева

В 1953 г. Ю. Б. Кобзарев, уже член-корреспондент АН СССР, переходит на работу в созданный в то время А. И. Бергом Институт радиотехники и электроники (ИРЭ), где возглавляет сначала лабораторию, а затем отдел, оставаясь в НИИ-20 совместителем. Об этом периоде жизни он вспоминает: «Я работал как руководитель отдела и, кроме того, вернулся к теории нелинейных систем. За большой срок, когда я от этой тематики отошел ради прикладных работ, она ушла далеко вперед, но кое-что я для себя нашел. В ИРЭ — комиссии, советы, семинары. Объявился “Научный совет по статистической радиофизике”, которым я вначале занялся с большим энтузиазмом.



Одним словом, забот было много. К тому же мое здоровье шло на убыль. И теперь я уже не езжу “на Почтовую” в свой институт МРП (НИИ-20, позже ВНИИРТ), где уже нет Л. Н. Кислякова, преданного мне сотрудника и друга, не бываю даже на его “Специализированном Ученом Совете”, председателем которого я так долго был, а затем по воле ВАКа стал лишь его членом, с трудом посещаю заседания Межведомственного совета № 1 в МРП, членом которого я и сейчас числюсь, заседания Комитета по Ленинским и Государственным премиям. Перестал ездить на совещания и конференции, организуемые Советом по статистической радиофизике...»

Так уж получилось, что после смерти профессора Льва Николаевича Кислякова меня, сотрудника ВНИИРТ, назначили руководителем его лаборатории. Разбирая архивные документы, оставшиеся от Кислякова, я натолкнулся на письмо Юрия Борисовича Кобзарева, отрывок которого хотелось бы процитировать как своего рода его завещание, актуальное и сегодня.

«Успешное развертывание и проведение работ в области помехозащищенности радиолокационных станций требует поднятия научного уровня масс инженерных работников научно-исследовательских институтов радиолокационной промышленности и улучшения организации работы этих институтов, в частности, устранения многотемности и перегрузки опытно-конструкторскими работами, улучшения обмена опытом и научного общения внутри институтов и между институтами, обеспечения изучения зарубежного опыта, поощрения теоретической работы, стимулирования литературных работ сотрудников. Особое значение имеет правильное определение тематики институтов и правильное распределение их сил и внимания руководства между важнейшими поисковыми работами и новыми научно-исследовательскими и опытно-конструкторскими работами. Нельзя вовсе допускать проведения в НИИ опытно-конструкторских работ, относящихся к пройденным этапам раз-

вития радиолокационной техники. Главное внимание должно уделяться научно-исследовательским работам, направленным на создание новых технических средств, на разработку новых методов».

6 августа 2016 г. институт на «Почтовой», как душевно называл ВНИИРТ Юрий Борисович Кобзарев, отметил свое 95-летие. Как и любой юбилей, это повод для подведения итогов. Возникает вопрос, насколько завещание академика Кобзарева воплотилось в жизнь? Ответ можно получить в статье «Всероссийский НИИ радиотехники – 90 лет лидерства» (Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей», 2011, № 2).

Одним из наиболее важных достижений в области радиолокационной техники, воплотивших заветы Ю.Б. Кобзарева, было создание во ВНИИРТ твердотельных РЛС с цифровой программируемой обработкой сигналов. Программируемая РЛС – это не только цифровая, но и реконфигурируемая РЛС, способная к постоянному усовершенствованию и модернизации только за счет смены программного обеспечения.

Заслуги Юрия Борисовича Кобзарева были высоко оценены государством. В 1975 г. академику Ю. Б. Кобзареву было присвоено звание Героя Социалистического Труда, он был награжден четырьмя орденами Ленина и рядом медалей. В 1980 г. за основополагающие работы в области радиотехники, радиофизики и радиолокации ему была присуждена Золотая медаль им. А.С. Попова, он был избран почетным членом НТОРЭС им. А. С. Попова, в создании которого принимал активное участие.

В заключение приведу слова из статьи «Академик Ю. Б. Кобзарев – выдающийся ученый в области радиотехники и радиофизики»¹: «Юрия Борисовича отличали творческий подход к решению современных проблем науки и техники, чувство нового и энтузиазм в постановке сложных научных проблем, исключительное внимание и неизменно доброжелательное отношение ко всем окружающим его сотрудникам и коллегам. Он был ученым

¹ Котельников В. А., Гуляев Ю. В. и др. Академик Ю. Б. Кобзарев – выдающийся ученый в области радиотехники и радиофизики // Радиотехника. 1998. Т. 10. С. 4–10.



с необычайно широким диапазоном интересов, ясностью и оригинальностью мышления, способностью схватывать, казалось бы, далекие от него проблемы. Скромно и неустанно сеял он вокруг себя семена нравственности, верности истине, чистоты и добра. Все это сни-

скало Юрию Борисовичу Кобзареву всеобщую любовь и уважение как к крупному ученому и педагогу, авторитетному руководителю и замечательному человеку, одному из тех ученых, которые создали славу отечественной науки и техники».

Бартенев Владимир Григорьевич – доктор технических наук, старший научный сотрудник, профессор кафедры теоретической радиотехники и радиофизики Московский технологический университет (МИРЭА), г. Москва.



В. П. Володин

В борьбе за мирное небо до последней минуты

В бесконечном потоке течения жизни трудовых коллективов предприятий и организаций технических направлений деятельности всегда были, есть и будут люди, органически сочетающие в себе увлеченность инженерными решениями и дар организатора творческого коллектива, способного реализовать перспективные задачи. Эти слова в полной мере относятся к главному конструктору Московского машиностроительного завода «Авангард» Николаю Николаевичу Ермолову.

Николай Николаевич Ермолов родился в 1937 г. в г. Сочи. После четвертого класса средней школы в 1948 г. Николай Ермолов по настоянию семьи уехал в Петергоф поступать в Суворовское училище. Но напрямую связать свою жизнь с армией Николаю не удалось, и после окончания училища, попробовав себя в нескольких военных специальностях (танкист, пограничник), он ушел служить в армию солдатом. Демобилизовавшись в 1957 г., пытался поступить в Московское высшее техническое училище имени Н.Э. Баумана, но не прошел по баллам. В течение года работал слесарем-механиком механических мастерских Центрального телеграфа г. Москвы, где в совершенстве овладел слесарным делом и выдвинул ряд инициативных конструкторских предложений по совершенствованию работы телеграфного аппарата. Николай продолжал упорно заниматься, снова пробовал поступить в МВТУ и в сентябре 1958 г. зачислен студентом механического факультета. Его учителями были С. П. Королев, Н. А. Пилюгин, В. Н. Челомей.

В конце 1963 г. Николай Николаевич Ермолов пришел на ММЗ «Авангард» на практику, а в марте 1964 г. его приняли на работу инженером-конструктором в Отдельное конструкторское бюро завода, которому Н. Н. Ермолов отдал более полувека своей жизни. На предприятие были возложены задачи разработки и подготовки совместно



с МКБ «Факел» технической документации для государственной комиссии по совместным испытаниям выпускаемых заводом изделий.

В это время завод поставил на поток зенитную ракетную систему С-75, которая с триумфом показала себя во Вьетнаме. Уже первый поединок С-75 с американскими «фантомами» 24 июля 1965 г. положил начало невиданному военному противостоянию, главным результатом которого стали не только сбитые самолеты противника, но и тот факт, что американцы вынуждены были прекратить бомбардировки Вьетнама и сесть за стол переговоров.

1965 г. стал переломным для Николая Николаевича Ермолова – он с головой ушел в работу по модернизации системы: принимал участие в подготовке и реализации конструкторских решений по новым возможностям и более высоким характеристикам С-75. В молодом, энергичном специалисте заметили способности руководителя, и уже в 1967 г. Н. Н. Ермолов возглавил бригаду конструкторов.



Приказом министра авиационной промышленности от 8 августа 1968 г. на ОКБ возложены задачи по разработке и модернизации изделий типа «Д» при общем техническом руководстве МКБ «Факел». Эскизные проекты вновь создаваемых и модернизируемых силами ОКБ изделий утверждал Генеральный конструктор П. Д. Грушин. На МКБ «Факел» начали разрабатывать ракеты нового поколения, 5В55, которые предназначались для использования в составе наземных и корабельных зенитных ракетных систем нового поколения, названных С-300.

Ракета для С-300, выпуск которой первым освоил ММЗ «Авангард», вобрала в себя самые перспективные решения, технологии проектирования и производства. Н. Н. Ермолов, возглавлявший в 1978 г. конструкторский отдел ОКБ завода, провел очень важные и масштабные работы, имевшие целью расширение технических характеристик ракеты и повышение ее надежности. Он много времени проводил на полигонах в Приозерске и Капустин Яр, лично участвуя в испытаниях.

31 марта 1981 г. ОКБ было поручено проведение испытаний, доводка и отработка опытных образцов транспортно-пусковых контейнеров ракеты 48Н6, а в 1983 г. передано ведение технической документации на правах главного конструктора на серийные изделия МКБ «Факел», изготавливаемые заводом.

Эрудиция, прекрасные организаторские способности, профессионализм, умение оперативно решать сложные производственные вопросы позволили Николаю Николаевичу успешно выполнять обязанности заместителя главного конструктора, на должность которого его перевели в 1983 г. В 1992 г. Н. Н. Ермолова назначили главным конструктором завода, и на этом посту он проработал почти четверть века. Коллектив ОКБ во главе с главным конструктором выполнял научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы, проводил конструкторскую подготовку производства

и доработку технической документации новых изделий МКБ «Факел». Бюро принимало участие в заводских и совместных испытаниях, проведении работ по продлению эксплуатационных сроков изделий, разработке документации и оборудования для ремонта ракет в условиях ремонтных баз, проводило контрольно-серийные испытания. Кроме того, Н. Н. Ермолов большое внимание уделял систематизации вопросов эксплуатации и оценки надежности парка эксплуатируемых изделий, входящих в системы С-75 и С-300, как на территории России, так и за ее пределами.

Отдельно следует отметить вклад Н. Н. Ермолова в разработку на базе выведенных из эксплуатации зенитных управляемых ракет 20Д и 5Я23 ряда ракет-мишеней для обеспечения боевой подготовки войск ПВО. Важной стороной деятельности Николая Николаевича было оказание помощи в освоении новой техники боевыми расчетами войск ПВО не только нашей страны, но и дружественных государств: Китая, Вьетнама, Монголии, Сирии, Ливии, Кубы, Югославии, Румынии.

За активное участие в разработке военной техники Н. Н. Ермолов в 1997 г. удостоен звания «Заслуженный конструктор Российской Федерации», а в 2006 г. ему присвоено звание «Почетный машиностроитель».

Профессионализм, порядочность, скромность, чуткость, внимательность к людям, обаяние и доброта – отличительные черты Николая Николаевича Ермолова. Он был душой коллектива, уделял много внимания молодежи, был хорошим наставником начинающим специалистам.

К сожалению, в марте 2015 г. Николая Николаевича Ермолова, сделавшего невероятно много для сохранения мирного неба над нашей Родиной, не стало. Он продолжал трудиться до последней минуты. В сердцах всех, кто его знал, кто общался и работал с ним, Николай Николаевич Ермолов оставил о себе самую светлую память.

Володин Владимир Петрович – советник Генерального директора АО «ММЗ «Авангард», г. Москва.



В. В. Корляков

Отзыв В. В. Корлякова на статью Я. В. Безеля**«Этапы развития автоматизированных систем управления авиацией и ПВО»**

В журнале «Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей», 2015, № 2 (14) опубликована статья Я. В. Безеля «Этапы развития автоматизированных систем управления авиацией и ПВО». В ней содержится неверная, искаженная информация о создателях первой отечественной радиолокационной станции РУС-2.

В аннотации сказано: «Приводится краткий обзор работ, выполненных в НИИ-5 (МНИ-ИПА) в 1923–2010 гг. по созданию и совершенствованию радиолокационных станций, приборов связи и автоматики...» В самой же статье утверждается: «В 1938 г. специалистами 6-го отдела (имеется в виду Научно-исследовательский институт связи и специальной техники РККА, НИИСТ РККА – *авт.*) М. И. Куликовым, А. И. Шестаковым, Д. С. Стоговым под руководством П. К. Ощепкова в сотрудничестве с академиком А. Ф. Иоффе (ЛФТИ) были сделаны первые радиолокаторы (“радиоуправляватели самолетов”) “Ревень” и “Редут”... После прохождения войсковых испытаний они были приняты на вооружение Красной армии: “Ревень” – в 1939 г. как “РУС-1”, “Редут” – в 1940 г. как “РУС-2”».

В действительности создание первого отечественного радиолокатора происходило следующим образом.

В 1934 г. НИИСТ РККА заключил с Ленинградским физико-техническим институтом (ЛФТИ, директор академик А. Ф. Иоффе) договор на проведение исследований по измерению электромагнитной энергии, отраженной от различных предметов и материалов. Этому же институту совместно с НИИСТ (руководитель работ П. К. Ощепков) было поручено изготовить передатчик и приемник для проведения опытов по обнаружению самолета по отраженной от него волны. При этом предполагалось создание макетов двух радиоуправлявателей самолетов (сокращенно РУС) непрерывного

и импульсного режимов. Первое направление, «непрерывное излучение», вылилось в создание радиоуправлявателя самолетов «Ревень» (РУС-1), который был принят на вооружение в 1939 г. и прошел боевую проверку в войне с белофиннами (в дальнейшем из-за низкой эффективности выпуск РУС-1 был прекращен). В 1938 г. П. К. Ощепков руководить работами по созданию первых радиолокаторов, как утверждает автор статьи, не мог: сам Ощепков в книге «Жизнь и мечта» пишет: «С августа 1937 г. я отошел от радиолокационных работ, и дальнейшую ее историю не мне писать» (*Ощепков П. К. Жизнь и мечта. М.: Московский рабочий, 1967. С. 83*).

По второму направлению, «импульсное излучение», в ЛФТИ (руководитель Ю. Б. Кобзарев) при участии НИИ СТ РККА по результатам исследований под шифром «Редут» были сформулированы основные тактико-технические требования к радиолокационным станциям (РЛС) для обнаружения самолетов, построенные на принципе отражения электромагнитных волн.

2 апреля 1939 г. Постановлением Комитета обороны при Совете народных комиссаров СССР Научно-исследовательскому институту № 20 (НИИ-20) Народного комиссариата авиационной промышленности (сейчас АО «ВНИИРТ») было поручено разработать и изготовить два опытных образца радиодальномеров дальней разведки. Надо отметить, что в то время НИИ-20 имел многолетний опыт создания сложных радиотелемеханических линий и автоматической радиосвязи. В тематический план института на 1939 г. в раздел «Специальная связь и телемеханические радиолнии» была включена тема «Разработка образца радиоустройства “Редут” для определения местонахождения и расстояния до самолета противника». Цель работы была определена следующим образом: «Своевременное обнаружение самолетов и оповещение ПВО при налете авиации противника».



Тактико-технические характеристики опытного образца радиодальномера дальней разведки 29 июня 1939 г. были утверждены начальником связи РККА, а уже 9 июля получены институтом для дальнейшей работы.

К концу 1939 г. специалисты НИИ-20 разработали проект станции, а к апрелю 1940 г. были изготовлены два опытных образца «Редут-40», представляющие собой двухантенный вариант РЛС с двумя синхронно вращающимися кабинами под шифром «РУС-2». 26 июля 1940 г. приказом НКО РЛС была принята на вооружение подразделениями противовоздушной обороны.

Главным конструктором (техническим руководителем) разработки первой отечественной РЛС был сотрудник НИИ-20 А. Б. Слепушкин.

К 10 июня 1941 г. НИИ-20 сдал Наркомату обороны 10 комплектов (а не 25, как утверждает автор) РЛС РУС-2.

Первые отечественные РЛС РУС-2, разработанные НИИ-20, были развернуты в 337-м отдельном радиобатальоне ВНОС 1-го корпуса Московской зоны ПВО. Работу РУС-2 обеспечивали сотрудники института И. И. Вольман, Е. И. Алейников, В. А. Кабанов, В. В. Тихомиров, М. С. Рязанский, Я. Н. Немченко и др.

Первое боевое применение РЛС РУС-2 состоялось в ночь на 22 июля 1941 г. под Москвой при отражении массированного налета 220 бомбардировщиков Люфтваффе. По замыслу немецкого руководства предполагалось разрушить административно-правительственные учреждения и промышленные предприятия

Москвы, посеять панику и страх среди населения.

Вражеские самолеты были обнаружены на Можайском направлении, в 110 км от города. В результате своевременного приведения в боевую готовность авиации и зенитной артиллерии, умелых действий воинов 1-го корпуса ПВО и 6-го истребительного авиационного корпуса большая часть фашистских бомбардировщиков, сбросив бомбы на дальних подступах к столице, убралась восвояси, а 22 вражеских летательных аппарата были уничтожены.

Приведенные выше факты из истории создания первого отечественного радиолокатора достаточно подробно изложены в книгах «История отечественной радиолокации» (2011), под редакцией директора Департамента радиоэлектронной промышленности Минпромторга А. С. Якунина и «ВНИИРТ. Страницы истории» (2006), а также в статье «"РУС-2" против Люфтваффе», опубликованной в газете «Военно-промышленный курьер» (2006, № 27 (144)).

В преддверии 75-летия (22 июля 2016) отражения массированного налета немецко-фашистской авиации на Москву и 95-летия (9 августа 2016 г.) образования Всероссийского НИИ радиотехники выражаю надежду, что у читателей столь уважаемого журнала, как «Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей» сложится правильное представление о создателях первого отечественного радиолокатора РУС-2 – оружия Победы в Великой Отечественной войне, заложившего основу современных информационных средств в системе противовоздушной обороны нашей страны.

Корляков Вадим Васильевич – кандидат технических наук, доцент, советник Генерального директора АО «ВНИИРТ», г. Москва.