Входит в Перечень ВАК

ISSN 2542-0542

ВЕСТНИК

Концерна ВКО «Алмаз – Антей»

№ 4



2022



АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей»

Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей»

№ 4
Декабрь 2022 г.

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

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

Редакционная коллегия
Авачёв А. П., канд. физ.-мат. наук
Агапов О. А., канд. техн. наук
Агеев П. А., канд. техн. наук
Акимов В. Н., д-р техн. наук
Акопян И. Г., д-р техн. наук, канд. физ.-мат. наук, проф.
Алёшин Н. П., академик РАН, д-р техн. наук, проф.
Баёва Ю. В., канд. техн. наук
Балиж К. С., канд. техн. наук
Бецофен С. Я., д-р техн. наук, проф.
Благовский О. В., канд. техн. наук
Бляхман А. Б., д-р техн. наук, проф.
Богатов А. Д., канд. техн. наук
Болошин С. Б., д-р техн. наук, проф.
Большаков Д. Ю. (зам. гл. ред.), канд. техн. наук
Борзунов А. В., канд. техн. наук, ст. науч. сотр.
Боронахин А. М., д-р техн. наук, проф.
Буров А. С., канд. техн. наук
Васильев И. В., канд. физ.-мат. наук (Республика Казахстан)
Веденеев А. В., канд. техн. наук
Вильмицкий Д. С., канд. техн. наук
Виноградов В. Н., д-р техн. наук
Витязев В. В., д-р техн. наук, проф.
Власов А. В., канд. техн. наук
Вологдин С. В., д-р техн. наук, проф.
Востров Д. О., канд. физ.-мат. наук
Высоцкая С. А., канд. техн. наук
Гаврилов Р. С., канд. техн. наук
Гамаюнова Т. В., канд. хим. наук
Гвоздарёв Р. С., канд. техн. наук
Геворкян А. Г., д-р техн. наук, проф.
Голиков В. Ф., д-р техн. наук, проф. (Республика Беларусь)
Голынский М. Ю., канд. техн. наук
Горохов М. М., д-р физ.-мат. наук, проф.
Гринчар Н. Г., д-р техн. наук, проф.
Громов Д. С., канд. техн. наук
Гульшин В. А., канд. техн. наук, доц.
Доронин В. В., д-р техн. наук, ст. науч. сотр.
Дорошевич В. К., д-р техн. наук
Дружин А. В., канд. физ.-мат. наук
Друзин С. В., канд. техн. наук
Дусь Т. Э., канд. пед. наук, доцент
Ерошин С. Е., канд. техн. наук
Жеглов М. А., канд. техн. наук
Зайченко И. И., канд. техн. наук, ст. науч. сотр.
Зенин В. А., канд. техн. наук
Зиновьева Е. С., канд. физ.-мат. наук
Зотов А. В., канд. техн. наук
Иванов А. М., канд. техн. наук
Иванов С. Н., канд. техн. наук
Ивашов С. И., канд. техн. наук
Исаенкова М. Г., д-р физ.-мат. наук, проф.
Исаков М. А., канд. физ.-мат. наук
Каляев И. А., д-р техн. наук, акад. РАН
Караваев Я. С., канд. техн. наук
Кауфман Г. В., д-р техн. наук
Койтов С. А., д-р техн. наук
Колесников Н. П., д-р техн. наук, проф.
Колчин С. А., канд. техн. наук
Комягин Р. В., канд. техн. наук, доц.
Кондрашов В. В., канд. техн. наук
Костров Б. В., д-р техн. наук, проф.
Костров В. В., д-р техн. наук, проф.
Кошелев В. И., д-р техн. наук, проф.
Кузнецов В. С., канд. техн. наук
Кузнецов П. С., канд. техн. наук
Кулаков А. В., д-р физ.-мат. наук, чл.-корр. РАН
Лагерев А. В., д-р техн. наук, проф.
Лагерев И. А., д-р техн. наук, доц.
Ластовецкий А. Е., канд. техн. наук
Левихин А. А., канд. техн. наук
Лейман Д. В., канд. хим. наук
Леманский Д. А., канд. техн. наук, доц.
Лемешко Н. В., д-р техн. наук
Лысак В. И., академик РАН, д-р техн. наук
Мазур Н. З., д-р экон. наук, доц.
Манукьян А. А., д-р техн. наук
Матюгин С. Н., канд. физ.-мат. наук
Миронов М. В., канд. техн. наук
Мирталибов Т. А., д-р техн. наук, проф.
Михеев К. В., канд. техн. наук
Муравьев В. В., д-р техн. наук, проф.
Мурзова М. А., канд. техн. наук
Нагорных И. Л., канд. физ.-мат. наук
Наумов С. В., канд. техн. наук
Нистюк А. И., д-р техн. наук, проф.
Носатенко П. Я., д-р техн. наук
Овечкин Г. В., д-р техн. наук, проф.
Окулов Р. А., канд. техн. наук
Павлов Н. И., д-р техн. наук
Палицын А. Б., д-р техн. наук
Панфилов С. В., канд. физ.-мат. наук
Парамонова А. А., канд. техн. наук
Паршин С. Г., д-р техн. наук, доц.
Паршин Ю. Н., д-р техн. наук, проф.
Пашков И. Н., д-р техн. наук, проф.
Пирязев М. С., канд. экон. наук
Плешанова Ю. А., канд. техн. наук
Плужников А. Д., д-р техн. наук, проф.
Подгорнов А. А., канд. техн. наук
Пономарев О. П., д-р техн. наук, доц.
Разин А. А., канд. техн. наук
Ракитин А. В., канд. техн. наук
Ратынский М. В., д-р техн. наук
Ростокин И. Н., д-р техн. наук
Сайбель А. Г., д-р техн. наук, доц.
Самохина Е. А., канд. техн. наук
Сафин Н. Р., канд. техн. наук
Свирина А. Г., канд. техн. наук, доц.
Сигов А. С., д-р физ.-мат. наук, проф., акад. РАН
Синельников А. О., канд. техн. наук
Смирнов А. С., д-р техн. наук
Смирнов В. Л., канд. техн. наук
Смирнов Е. П., канд. техн. наук
Созинов П. А., д-р техн. наук, проф., чл.-корр. РАН
Страхов А. Ф., д-р техн. наук, проф.
Судаков М. К., канд. техн. наук, доц.
Сычёв М. М., д-р техн. наук, проф.
Сычушкин И. В., канд. техн. наук
Таричко В. И., канд. техн. наук
Теляков Р. Ф., канд. техн. наук
Терентьев М. А., канд. физ.-мат. наук
Тигетов Д. Г., канд. техн. наук
Тимашева Т. Г., канд. техн. наук
Устинов А. Н., канд. техн. наук
Фарбер В. Е., д-р техн. наук, проф.
Федосеева Е. В., д-р техн. наук, доц.
Феоктистов А. Ю., канд. техн. наук
Фёдоров Д. А., канд. техн. наук
Филимонов В. И., д-р техн. наук, проф.
Филиппов М. Ю., канд. физ.-мат. наук
Фридман Л. Б., д-р техн. наук
Фролов А. Ю., д-р техн. наук
Фролова М. Н., д-р техн. наук
Хворенков В. В., д-р техн. наук, проф.
Цапцов А. В., канд. техн. наук
Царёв И. Е., канд. техн. наук
Цыганков Д. Э., канд. техн. наук
Чаплыгин Ю. А., д-р техн. наук, проф., акад. РАН
Чернов И. И., д-р физ.-мат. наук, проф.
Чернодаров А. В., д-р техн. наук, доц.
Шевцов А. А., канд. техн. наук
Шентябин А. Н., канд. воен. наук
Шиляев С. А., д-р техн. наук, доц.
Шимкин П. Е., канд. техн. наук
Шишаков К. В., д-р техн. наук, проф.
Щеглов Д. К., канд. техн. наук
Щенятский А. В., д-р техн. наук, проф.
Юрасов А. Н., д-р физ.-мат. наук, доц.
Якименко И. В., д-р техн. наук, доц.
Янцевич М. В., канд. техн. наук, ст. науч. сотр.

СОДЕРЖАНИЕ

Обращение к читателям советника генерального директора Концерна ВКО «Алмаз – Антей» А. С. Сигова **3**

О раундах рецензирования
Большаков Д. Ю. **4**

Электроника. Радиотехника

Использование импедансной аппроксимации для электродинамического моделирования тонких диэлектрических и резистивных оболочек
Рунов А. А. **5**

Повышение точности моноимпульсной пеленгации в многолучевых антенных решетках
Фетисов С. Е. **18**

Экспериментальная проверка модернизированного метода поворотной трансформации спектра плоских волн
Жизневский А. К. **25**

Калибровка фазированных антенных решеток на открытых полигонах
Коротецкий Е. В. , Шитиков А. М., Денисенко В. В. **30**

Способ автоматической стабилизации диаграммы направленности антенны при адаптивной компенсации помех
Шимкин П. Е. **42**

Космические исследования и ракетостроение

Слоистое течение, индуцированное горизонтальным источником линейного типа на свободной границе бесконечного слоя жидкости
Власова С. С., Просвиряков Е. Ю. **52**

Методики расчета геометрии и термодинамических характеристик струйного эжектора
Кузнецов В. И., Макаров В. В. 62

Математика

Классификация объектов военной техники с использованием сверточной нейронной сети на радиолокационных изображениях, сформированных в условиях ретрансляционных помех
Купряшкин И. Ф. 70

Достоверность информации космических систем наблюдения
Зозуля Ю. Т., Саранченков В. А., Столяров О. И. 80

Машиностроение

Алгоритм выбора источников света в процессе проектирования светодиодных систем освещения малых помещений военного назначения
Васильева И. Е. 91

Решением Министерства образования и науки Российской Федерации научно-технический журнал «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» вошел в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук по специальностям научных работников:
2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения (технические науки),
2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии их технологии (технические науки),
2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций (технические науки),
2.2.16. Радиолокация и радионавигация (технические науки).
2.5.7. Технологии и машины обработки давлением (технические науки),
2.5.12. Аэродинамика и процессы теплообмена летательных аппаратов (технические науки),
2.5.13. Проектирование, конструкция и производство летательных аппаратов (технические науки.
2.5.14. Прочность и тепловые режимы летательных аппаратов (технические науки),

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

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

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

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

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

Подписано в печать 17.01.2023
Формат 60×90/8. Печ. л. 12,5
Тираж 500 экз. Заказ № 4-2022-elp-s-47-21
Свободная цена

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

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

Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”

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

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

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

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

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

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

Passed for printing 17.01.2023
Circulation 500 copies
Free price

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

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



Уважаемые читатели!

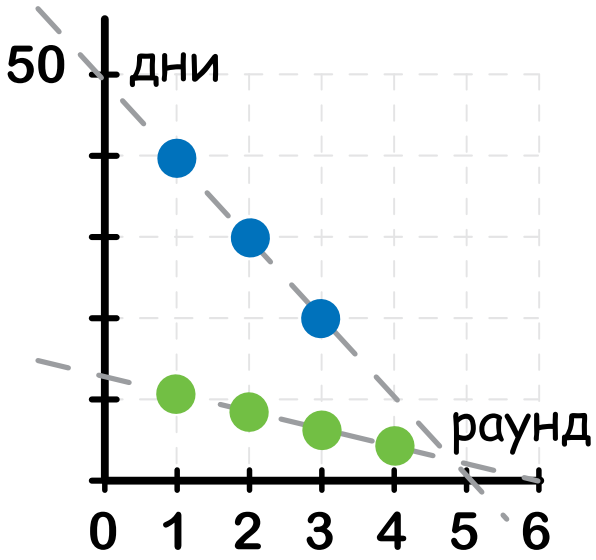
2023 год объявлен Годом педагога и наставника. Важность развития института наставничества на предприятиях обусловлена необходимостью передачи подрастающему поколению накопленного опыта сотен тысяч ученых, инженеров и рабочих.

Немаловажна передача опыта и при вовлечении молодых ученых в научную работу через проведение совместных исследований и подготовку публикаций в научный журнал Концерна, который активно способствует широкому распространению информации.

Для решения наших перспективных задач призываю опытных авторов к более тесному взаимодействию с подрастающим поколением по тематике научных исследований.

Советник
генерального директора,
академик

А. С. Сигов



Д. Ю. Большаков

О раундах рецензирования

В редакцию научно-технического журнала «Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей» ежегодно в среднем поступает 100 рукописей, из них публикуются примерно 40.

За последние три года не было ни одного опубликованного материала, одобренного после первого раунда рецензирования. Четыре из пяти статей проходят два раунда рецензирования, и одна – переходит на следующие.

Редакция считает целесообразным проводить 1–2 цикла рецензирования, однако в нашей практике встречается и большее количество раундов, что существенно удлиняет процесс прохождения рукописи. До последнего зафиксированного шестого раунда рецензирования прошла только одна статья, которая в результате была отклонена.

Анализ среднего времени процессов рецензирования и доработки позволил сделать вывод об их уменьшении по линейному закону с увеличением номера раунда (см. рисунок).

Из рисунка также видно, что пунктирная линия, проходящая через синие точки (среднее время доработки), пересекает ось времени на шестом раунде, а пунктирная линия, проходящая через зеленые (среднее время рецензирования), – на пятом раунде. Следовательно, шестой раунд рецензирования не имеет смысла, что подтверждается экспериментальными данными.

Не менее интересен и другой вывод. Если взять линейную тенденцию, проходящую через синие точки графика, в нуле, то полученное значение «нулевой» доработки составляет 50 дней. Это время совпадает со средним временем подготовки статьи, которые указали наши авторы по результатам опроса, проведенного в марте 2021 года[1].

[1] Большаков Д. Ю. Пределы редакционных процессов. *Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей»*. 2021;2:4–5. Режим доступа: http://journal.almaz-antey.ru/jour/article/view/662 (дата обращения: 12.01.2023).

Большаков Денис Юрьевич – кандидат технических наук, начальник отдела АО «Концерн ВКО «Алмаз – Антей».

© Большаков Д. Ю., 2022

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-5-17
УДК 621.391.812.7

Использование импедансной аппроксимации для электродинамического моделирования тонких диэлектрических и резистивных оболочек

А. А. Рунов

Публичное акционерное общество «Межгосударственная акционерная корпорация «Вымпел», Москва, Российская Федерация

Разработаны методика расчета радиолокационной эффективной поверхности рассеяния радиолокационных объектов, содержащих идеально проводящие тела и электрически тонкие диэлектрические и резистивные оболочки, на основе метода интегральных уравнений первого рода для электрического поля. Методика и программное обеспечение реализованы и апробированы для тел вращения. Приведено сравнение с тестовыми примерами и показана применимость для решения практических задач.

Ключевые слова: дифракция электромагнитных волн, эффективная поверхность рассеяния, тонкие диэлектрические и резистивные оболочки, метод интегральных уравнений

Для цитирования: Рунов А. А. Использование импедансной аппроксимации для электродинамического моделирования тонких диэлектрических и резистивных оболочек // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 4. С. 5–17. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-5-17

For citation: Runov A. A. Using impedance approximation for electrodynamic simulation of thin dielectric and resistive shells // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 4. P. 5–17. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-5-17

Поступила 28.04.2022 *Отрецензирована* 25.05.2022 *Одобрена* 03.07.2022 *Опубликована* 17.01.2023

Развитие радиолокации и радиотехники требует решения задач дифракции электромагнитных волн (ЭМВ) на радиолокационных целях и в элементах антенно-фидерного тракта радиотехнических устройств. В настоящее время методы решения подобных электродинамических задач достаточно хорошо развиты для идеально проводящих тел – в виде строгих решений методом интегральных уравнений (ИУ) и асимптотическими методами – методом краевых волн (МКВ) или методом геометрической теории дифракции (ГТД). Однако на практике реальные радиолокационные объекты и элементы антенно-фидерного тракта наряду с металлической поверхностью могут содержать диэлектрические элементы. При решении подобных задач методом ИУ существенно возрастает размерность численной модели исследуемого объекта и, как следствие, ее вычислительная трудоемкость, а методы МКВ и ГТД в части электродинамического анализа структур, содержащих диэлектрические элементы, не развиты. Вместе с тем существует обширный класс задач из области радиолокации и антенной техники, когда объектом исследования являются металлические тела с электрически тонкими диэлектрическими или резистивными оболочками (покрытиями, антенными обтекателями, изоляторами и др.). Анализ возможностей метода ИУ показывает, что для электродинамического анализа тонких диэлектрических оболочек возможно использование импедансной аппроксимации диэлектрических слоев на основе интегральных уравнений I рода, при этом существенного усложнения и увеличения вычислительной трудоемкости не происходит.

© Рунов А. А., 2022

При дальнейшем выводе формул в качестве значения абсолютной магнитной проницаемости используется абсолютная магнитная проницаемость свободного пространства ($\mu = \mu_0$), то есть рассматриваемые тела и среды не являются магнетиками. При последующем изложении предполагается, что диэлектрическое тело является изотропным, а также диэлектрическая проницаемость и электрическая проводимость не зависят от напряженности электрического поля.

Для вывода интегрального уравнения, соответствующего дифракционной задаче на диэлектрическом теле, воспользуемся четвертым уравнением Максвелла в дифференциальной форме, записанным для комплексных амплитуд гармонических величин [1]:

$$(\nabla\times\mathbf{H}) = i\omega\varepsilon_a \mathbf{E}, \qquad (1)$$

где ∇ – векторный дифференциальный оператор «набла»; $\mathbf{H}$ – вектор напряженности магнитного поля; $(\nabla\times\mathbf{H})$ – векторное произведение векторов ∇ и $\mathbf{H}$, соответствует операции «ротор» векторной величины $\mathbf{H}$; ω – угловая частота; ε_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; $\mathbf{E}$ – напряженность электрического поля; i – мнимая единица, в данном уравнении соответствует операции дифференцирования по времени для комплексных гармонических величин.

В выражении (1) и далее по тексту символы, выделенные жирным шрифтом, обозначают векторные величины.

Уравнение (1) можно представить в виде:

$$(\nabla\times\mathbf{H}) = i\omega\varepsilon_0\mathbf{E} + i\omega(\varepsilon_a - \varepsilon_0)\mathbf{E}, \qquad (2)$$

где ε_0 – абсолютная диэлектрическая проницаемость свободного пространства.

Первое слагаемое в (2) определяет зависимость $(\nabla\times\mathbf{H})$ от напряженности электрического поля $\mathbf{E}$ в свободном пространстве, второе слагаемое – зависимость $(\nabla\times\mathbf{H})$ от разницы (отличия) диэлектрической проницаемости среды ε_a и диэлектрической проницаемости свободного пространства ε_0.

Таким образом, при одном и том же значении $(\nabla\times\mathbf{H})$ наличие диэлектрика (влияние диэлектрической проницаемости среды) можно учесть двумя способами: увеличением значения производной по времени напряженности электрического поля $\mathbf{E}$ (уравнение (1)) или введением дополнительного электрического тока (тока поляризации, уравнение (2)) [1, 2]:

$$\mathbf{J}^{э}_{пол} = i\omega(\varepsilon_a - \varepsilon_0)\mathbf{E}, \qquad (3)$$

где $\mathbf{J}^{э}_{пол}$ – объемная плотность тока поляризации в диэлектрике.

Введение токов поляризации в (2) с учетом наличия в (2) не зависящего от ε_a первого слагаемого означает, что данное уравнение формально записано для свободного пространства (вакуума) [2] и во всех последующих выкладках (в том числе в интегральных уравнениях) используется волновое число и функция Грина свободного пространства. Это позволяет использовать полученные интегральные уравнения в том числе для анализа дифракции на неоднородных диэлектрических телах.

Под воздействием внешнего (первичного) электрического поля суммарное электрическое поле в диэлектрике определяется как

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}^i + \mathbf{E}^s, \qquad (4)$$

где $\mathbf{E}^i$ – вектор первичного электрического поля; $\mathbf{E}^s$ – вектор электрического поля, возбужденного токами поляризации (вектор рассеянного поля).

Электрическое поле, возбужденное токами поляризации в каждой точке диэлектрического тела, можно определить через векторный $\mathbf{A}^{э}_{пол}$ и скалярный $\Phi^{э}_{пол}$ потенциалы объемной плотности токов поляризации и объемной плотности электрических зарядов в диэлектрике, по аналогии с [1]:

$$\mathbf{E}^s(r) = -\frac{1}{4\pi}\iiint\limits_V i\omega\, \boldsymbol{A}^{э}_{пол}(r') - \nabla\Phi^{э}_{пол}(r')\, dv', \qquad (5)$$

где

$$\mathbf{A}^{э}_{пол}(r) = \mu_0 \iiint\limits_V \mathbf{J}^{э}_{пол}(r')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}\, dv', \qquad (6)$$

$$\Phi^{э}_{пол}(r) = \frac{1}{\varepsilon_0}\iiint\limits_V \rho^{э}_{пол}(r')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}\, dv'. \qquad (7)$$

В формулах (5), (6), (7) используются обозначения:
$\mathbf{J}^{э}_{пол}(r')$ – объемная плотность тока поляризации диэлектрика в точке интегрирования r';
$\rho^{э}_{пол}(r')$ – объемная плотность электрических зарядов в диэлектрике в точке интегрирования r';
$\boldsymbol{\nabla}$ – векторный оператор «набла» скалярной величины (оператор градиента скалярной величины), дифференцирование осуществляется в точке наблюдения;
V – объем диэлектрического тела;
k – волновое число свободного пространства;
r – координата точки наблюдения;
r' – координата точки интегрирования;
R – модуль расстояния между r и r' (рис. 1).

Здесь и далее по тексту величины и операции с индексом $'$ (штрих) относятся к точке интегрирования r', величины и операции без штриха относятся к точке наблюдения r.

Как было отмечено ранее, формально потенциалы $\mathbf{A}^{э}_{пол}(r)$ и $\Phi^{э}_{пол}(r)$ введены для свободного пространства, поэтому в (7) в качестве ε_a используется значение ε_0.

В условиях калибровки Лоренца объемная плотность электрических токов поляризации $\mathbf{J}^{э}_{пол}(s')$ и объемная плотность возникающих в процессе поляризации диэлектрика зарядов $\rho^{э}_{пол}(s')$ будут связаны уравнением непрерывности:

$$\nabla' \mathbf{J}^{э}_{пол}(s') = -i\omega\rho^{э}_{пол}(s'), \qquad (8)$$

где ∇' – скалярный оператор «набла» векторной величины (оператор дивергенции векторной величины), дифференцирование осуществляется в точке интегрирования.

Подставляя (8) в (7), можно избавиться от $\rho^{э}_{пол}(s')$ и получить уравнение с одной переменной $\mathbf{J}^{э}_{пол}(s')$:

$$\mathbf{E}^{s}(r) = -i\omega\mu_0 \iiint\limits_V \mathbf{J}^{э}_{пол}(r')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}dv' + \\ + \frac{1}{i\omega\varepsilon_0}\boldsymbol{\nabla}\iiint\limits_V \nabla'\mathbf{J}^{э}_{пол}(r')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}dv', \qquad (9)$$

Подставляя (3) и (9) в (4), получим:

$$\mathbf{J}^{э}_{пол}(r) = i\omega(\varepsilon_a - \varepsilon_0)\left(\mathbf{E}^{i}(r) - \right. \\ - i\omega\mu_0 \iiint\limits_V \mathbf{J}^{э}_{пол}(r')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}dv' + \\ \left. + \frac{1}{i\omega\varepsilon_0}\boldsymbol{\nabla}\iiint\limits_V \nabla'\mathbf{J}^{э}_{пол}(r')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}dv'\right). \qquad (10)$$

На основании (10) получаем интегральное уравнение:

$$\mathbf{E}^{i}(r) = \frac{\mathbf{j}^{э}_{пол}(r)}{i\omega(\varepsilon_a - \varepsilon_0)} + \\ + i\omega\mu_0 \iiint\limits_V \mathbf{J}^{э}_{пол}(r')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}dv' - \qquad (11) \\ - \frac{1}{i\omega\varepsilon_0}\boldsymbol{\nabla}\iiint\limits_V \nabla'\mathbf{J}^{э}_{пол}(r')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}dv'.$$

Физической интерпретацией уравнения (11) можно считать дифракцию ЭМВ

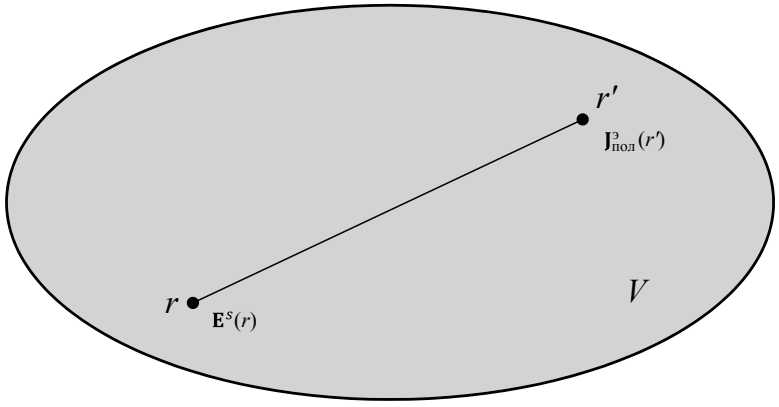


Рис. 1. Точки наблюдения и интегрирования в диэлектрическом теле. Отрезок $r - r'$ соответствует как случаю однородного диэлектрического тела, так и случаю неоднородного диэлектрика.

на искусственном диэлектрике, который в своем объеме с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r, близкой к 1, содержит вкрапленные проводящие элементы малого электрического размера [3, 4].

К вопросу о наличии решения интегрального уравнения (11), соответствующего рассматриваемой дифракционной задаче, необходимо отметить следующее. Интегральное уравнение (11) удовлетворяет уравнениям Максвелла, поскольку получено из них. Также оно удовлетворяет условиям в диэлектрике (3) в каждой точке диэлектрического тела и условиям излучения на бесконечности. Дополнительно отметим, что наличие в (11) слагаемого $\frac{\mathbf{j}^{э}_{пол}(r)}{i\omega(\varepsilon_a-\varepsilon_0)}$ повышает устойчивость его численного решения, так как в соответствующем матричном уравнении данное слагаемое увеличивает значения диагональных элементов матрицы взаимных сопротивлений и, соответственно, уменьшает ее число обусловленности.

Полученное уравнение содержит объемные интегралы, что делает его решение достаточно трудоемким в вычислительном отношении. Однако для определенного класса имеющих практическое значение электродинамических задач трудоемкость численного решения может быть существенно уменьшена.

При дальнейшем изложении под понятием «электрически тонкая оболочка» будем понимать оболочку, толщина которой Δt (рис. 2), как минимум в 10 раз меньше длины волны в диэлектрике λ_d данной оболочки, или:

$$\Delta t \le \lambda_d / 10. \qquad (12)$$

В последующих выкладках под термином «оболочка» будем понимать электрически тонкую оболочку. Рассмотрим возможность упрощения уравнения (11) для подобных оболочек. Для этого для (11) выберем систему ортогональных координат для трехмерных интегралов таким образом, чтобы одна координата была перпендикулярна к поверхности оболочки в каждой ее точке, а две другие были бы касательными в каждой точке оболочки (рис. 2). Тогда формулу (11) можно представить в виде:

$$\mathbf{E}^i(r) = \frac{\mathbf{j}^{э}_{пол}(r)}{i\omega(\varepsilon_a-\varepsilon_0)} + i\omega\mu_0 \int_t \iint_S \mathbf{J}^{э}_{пол}(r')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}ds'dt' - \frac{1}{i\omega\varepsilon_0}\nabla\int_t \iint_S \nabla'\mathbf{J}^{э}_{пол}(r')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}ds'dt'. \qquad (13)$$

Если значение относительной диэлектрической проницаемости материала оболочки ε_r велико, то, по аналогии с законом преломления в геометрической оптике (Снеллиуса), можно предположить, что будет выполняться точное или близкое к нему условие:

$$\sin\alpha / \sin\beta = n_2 / n_1, \qquad (14)$$

где α – угол падения ЭМВ к нормали к оболочке (рис. 3); β – угол распространения преломленной ЭМВ в оболочке по отношению к нормали к ней; n_1, n_2 – показатели преломления в свободном пространстве и в материале оболочки, $n = \sqrt{\varepsilon_r}$, то есть направление распространения преломленной на внешней границе оболочки ЭМВ в среде оболочки будет разворачиваться к нормали раздела двух сред (рис. 3). Следует отметить, что полной аналогии с законом Снеллиуса (справедливом точно, когда дифракция носит оптический

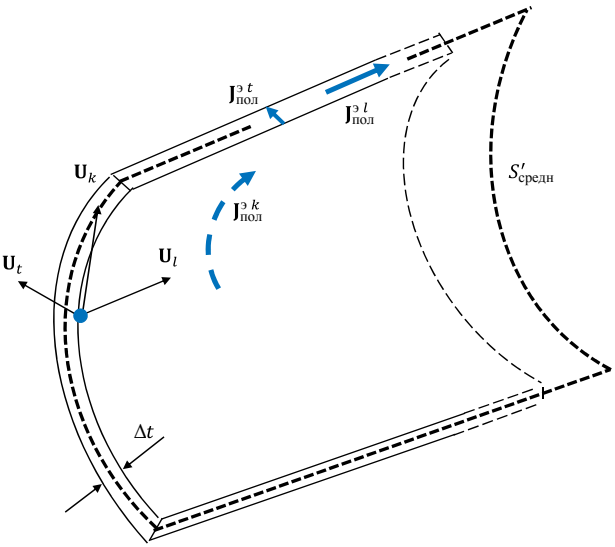


Рис. 2. Система координат, используемая для вычисления интегралов в формуле (7). $\mathbf{U}_t$ – единичный вектор, перпендикулярный поверхности оболочки, $\mathbf{U}_k$, $\mathbf{U}_l$ – единичные векторы, касательные к поверхности оболочки

характер) в резонансном диапазоне может не быть. Вместе с тем, как следствие, можно предположить, что основными компонентами тока $\mathbf{J}^{э}_{пол}(r)$ в оболочке будут касательные составляющие тока поляризации $\mathbf{J}^{э\,l}_{пол}$ и $\mathbf{J}^{э\,k}_{пол}$ (рис. 2).

Если оболочка электрически тонкая (то есть выполняется условие (12)), можно предположить, что влияние компонента тока, перпендикулярного к поверхности оболочки ($\mathbf{J}^{э\,t}_{пол}$ (рис. 2)), на дифракцию ЭМВ будет незначительным, что означает:

$$\mathbf{J}^{э\,t}_{пол} \approx 0, \qquad (15)$$

то есть данной составляющей тока поляризации пренебрегаем.

В электрически тонкой оболочке изменение касательных к поверхности оболочки компонентов тока ($\mathbf{J}^{э\,l}_{пол}$ и $\mathbf{J}^{э\,k}_{пол}$ (рис. 2)) и подынтегрального выражения (11) в целом вдоль координаты t будет незначительным, т.е.:

$$\mathbf{J}^{э}_{пол}(t) \approx const. \qquad (16)$$

При выполнении условия (16) переменные интегрирования t и S в (13) разделяются, а интеграл по t можно вычислить приближенно, заменив объемную плотность токов поляризации $\mathbf{J}^{э}_{пол}(r')$ на поверхностную плотность эквивалентных поверхностных токов поляризации диэлектрика $\mathbf{J}^{э,S}_{пол\ экв}(s'_{средн})$ на некоторой эквивалентной поверхности $S_{средн}$ (рис. 2):

$$\int_t \iint_S \mathbf{J}^{э}_{пол}(r')ds'dt' = \iint_{S_{средн}} \mathbf{J}^{э,S}_{пол\ экв}\left(s'_{средн}\right)ds'_{средн}, \qquad (17)$$

где:

$$\mathbf{J}^{э,S}_{пол\ экв}\left(s'_{средн}\right) = \int_t \mathbf{J}^{э}_{пол}(r')dt' \approx \Delta t\, \mathbf{J}^{э}_{пол}\left(s'_{средн}\right), \qquad (18)$$

а величина Δt – толщина оболочки.

Как следствие, уравнение (13) можно записать в виде:

$$\mathbf{E}^{i}(r) = \frac{\mathbf{j}^{э}_{пол}(r)}{i\omega(\varepsilon_a - \varepsilon_0)} + i\omega\mu_0 \iint_S \mathbf{J}^{э,S}_{пол\ экв}(s')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}ds' - \frac{1}{i\omega\varepsilon_0}\nabla\iint_S \nabla'\mathbf{J}^{э,S}_{пол\ экв}(s')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}ds'. \qquad (19)$$

В выражении (19) и далее по тексту в переменной s в $\mathbf{J}^{э}_{пол}(s'_{средн})$ и в обозначении предела интегрирования по эквивалентной поверхности $S_{средн}$ нижний индекс «средн» опущен. Уравнение (19) содержит две неизвестные величины: $\mathbf{J}^{э}_{пол}(r)$ и $\mathbf{J}^{э,S}_{пол\ экв}(s')$. Умножим числитель и знаменатель первого слагаемого (16) на Δt, получим:

$$\mathbf{E}^{i}(r) = \frac{\mathbf{J}^{э,S}_{пол\ экв}(s)}{i\omega(\varepsilon_a - \varepsilon_0)\Delta t} + i\omega\mu_0 \iint_S \mathbf{J}^{э,S}_{пол\ экв}(s')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}ds' - \frac{1}{i\omega\varepsilon_0}\nabla\iint_S \nabla'\mathbf{J}^{э,S}_{пол\ экв}(s')\frac{e^{-ikR}}{4\pi R}ds'. \qquad (20)$$

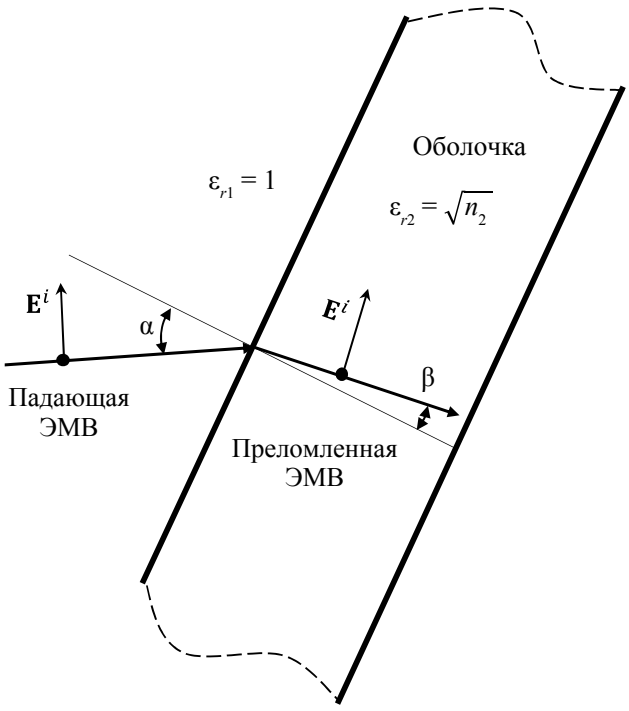


Рис. 3. Преломление падающей волны в оболочке

В уравнении (20) диэлектрическая проницаемость ε_a может быть комплексной величиной $\varepsilon_a^* = \varepsilon_a + \frac{\sigma}{i\omega}$, где σ – удельная электрическая проводимость диэлектрика.

Мнимая составляющая ε_a^* характеризует потери в диэлектрике. В случае комплексного ε_a^* интегральное уравнение (20) соответствует задаче дифракции на диэлектрической оболочке с электрическими потерями. Случай с $\sigma = 0$ соответствует идеальному диэлектрику (диэлектрическая оболочка не имеет электрических потерь), при $\varepsilon_a = \varepsilon_0$, но $\sigma \neq 0$ оболочка является резистивной, при больших σ оболочка соответствует проводнику с реальной проводимостью, при этом Δt по своему значению близко к толщине скин-слоя. Заметим, что величина токов поляризации в диэлектрике в соответствии с (3) зависит не только от ε_a, но и от частоты ω. По этой причине при $\sigma \neq 0$ с ростом частоты ω по электрическим свойствам оболочка будет приближаться к диэлектрической. При $\varepsilon_a \approx \frac{\sigma}{i\omega}$ (то есть на частотах, когда токи поляризации соизмеримы с токами проводимости) оболочка по характеру электрического сопротивления и рассеяния электромагнитных волн на ней является полупроводником [5]. Заметим, что настоящая статья не посвящена средам с анизотропной проводимостью и проблемам материаловедения диэлектриков и полупроводников. Отметим, что уравнение (20) позволяет решать задачи дифракции на неоднородных диэлектрических оболочках с переменной диэлектрической проницаемостью и переменной толщины (с переменными по координате оболочки параметрами ε_a и Δt).

Источниками погрешности решения электромагнитной задачи с использованием уравнения (20) является нарушение условий (12), (14), (15) и (16).

Анализируя (20), можно прийти к выводу, что алгоритмы и модели импедансной аппроксимации тонких диэлектрических слоев можно легко создать на основе алгоритмов и моделей рассеяния на идеально проводящем теле.

Приведенный выше способ импедансной аппроксимации тонких диэлектрических оболочек в методе ИУ типа не является оригинальным, данный подход был изложен, например, в [6]. Однако следует отметить, что приведенные в [6] примеры являются иллюстративными и не определяют диапазон практической применимости метода.

Для оценки применимости импедансной аппроксимации сравним результаты решения задачи дифракции плоской ЭМВ на оболочках с различными электрическими и геометрическими параметрами методом ИУ на основе (20) и ее точное решение. Объектами исследования являются сферические оболочки, полученные результаты сравниваются с результатами Ми [7, 8]. Методика решения уравнения типа (20) для тел произвольной формы и для тел вращения приведена в [9]. Поскольку моностатическое (однопозиционное) рассеяние на сфере не является достаточно информативным, в качестве примеров рассматривается бистатическое (двухпозиционное) рассеяние. Для решения Ми используются геометрические параметры оболочки $r_{\text{внутр}}$ и $r_{\text{внешн}}$, для решения ИУ используется геометрический параметр – средний радиус, соответствующий радиусу эквивалентной импедансной поверхности, $r_{\text{средн}} = (r_{\text{внутр}} + r_{\text{внешн}}) / 2$, и толщина оболочки Δt (рис. 4). Для проверки сходимости полученных решений по условию (16) применялось сравнение результатов, полученных при моделировании бистатического рассеяния на однослойной оболочке с результатами, полученными на двухслойных и четырехслойных оболочках такой же суммарной толщины (рис. 5).

Далее приведены результаты расчета бистатической эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) сферических оболочек с параметрами: радиус $r_{\text{внутр}} = 1{,}0$ м, $\Delta t = 0{,}02$ и $0{,}08$ м; $\varepsilon_r = 1{,}5$ и $6{,}0$ без диэлектрических потерь, длина волны $\lambda = 1{,}0$ м. Направления векторов поляризации компонентов напряженности электрического поля падающей $\mathbf{E}_\theta^i$, $\mathbf{E}_\varphi^i$ и отраженной $\mathbf{E}_\theta^S$ и $\mathbf{E}_\varphi^S$ волн приведены на рисунке 6. Значения эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) σθθ и σφφ соответствуют данным компонентам, первый индекс относится к падающему полю, второй – к рассеянному. Все значения ЭПР приведены логарифмической

шкале, в децибелах по отношению к квадратному метру.

Следует отметить, что значение ε_r в диапазоне от 1 до 6 соответствует значениям диэлектрической проницаемости большинства реальных конструкционных материалов.

Для $\varepsilon_r = 6$ для оболочек с толщиной $\Delta t = 0{,}02$ наблюдается практически полное совпадение рассчитанной на модели бистатической ЭПР компонента σφφ с его точным значением (рис. 7). Для компонента σθθ значения ЭПР для углов $\theta = 0°$ и 180° совпадают с точным решением, но в узком секторе углов для θ около 140° наблюдается расхождение. Результат расчетов компонента σθθ для однослойной оболочки практически не отличается от результатов для 2- и 4-слойных оболочек (достигнута сходимость по условию (16)).

Для значений $\varepsilon_r = 6$ и $\Delta t = 0{,}08$ для однослойной оболочки наблюдается расхождение рассчитанного компонента σφφ с его точным значением, которое не удается полностью устранить даже при использовании четырехслойной аппроксимации (рис. 8.1). При увеличении количества слоев наблюдается сходимость результатов в секторах углов $\theta = 20°–160°$, при этом в секторе 0°–20° максимальное расхождение σφφ составляет до 5 дБ, в секторе $\theta = 160°–180°$ расхождение составляет до 2,5 дБ. Очевидно, что в данном случае многослойная аппроксимация диэлектрической оболочки удовлетворяет условию

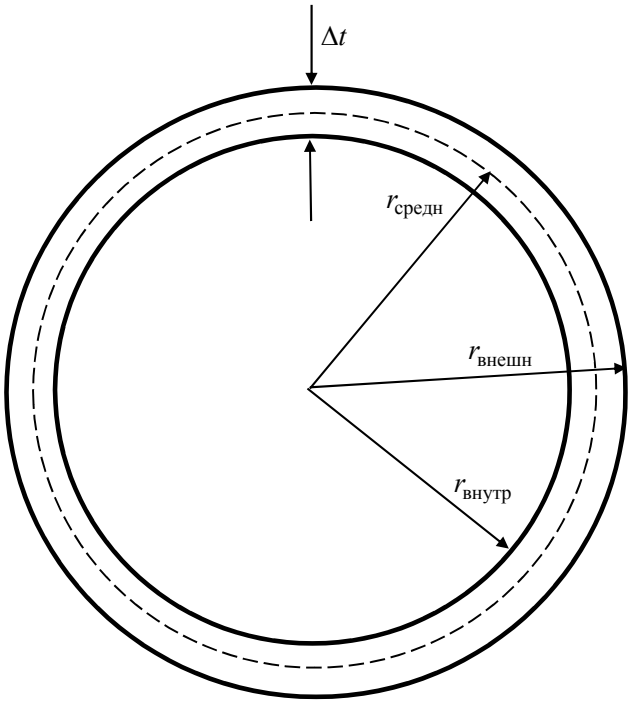


Рис. 4. Геометрические параметры оболочки

(16) в каждом слое, но при толщине $\Delta t = 0{,}08$ уже не выполняется условие (15).

Для компонента σθθ расхождение результатов импедансной аппроксимации диэлектрической оболочки с точным решением более существенное, при этом сходимость решения методом ИУ задачи рассеяния ЭМВ на импедансных слоях наблюдается уже для двойного слоя (рис. 8.2).

На рисунках 9.1–2, 10.1–2 приведены аналогичные результаты для оболочки с $\varepsilon_r =$

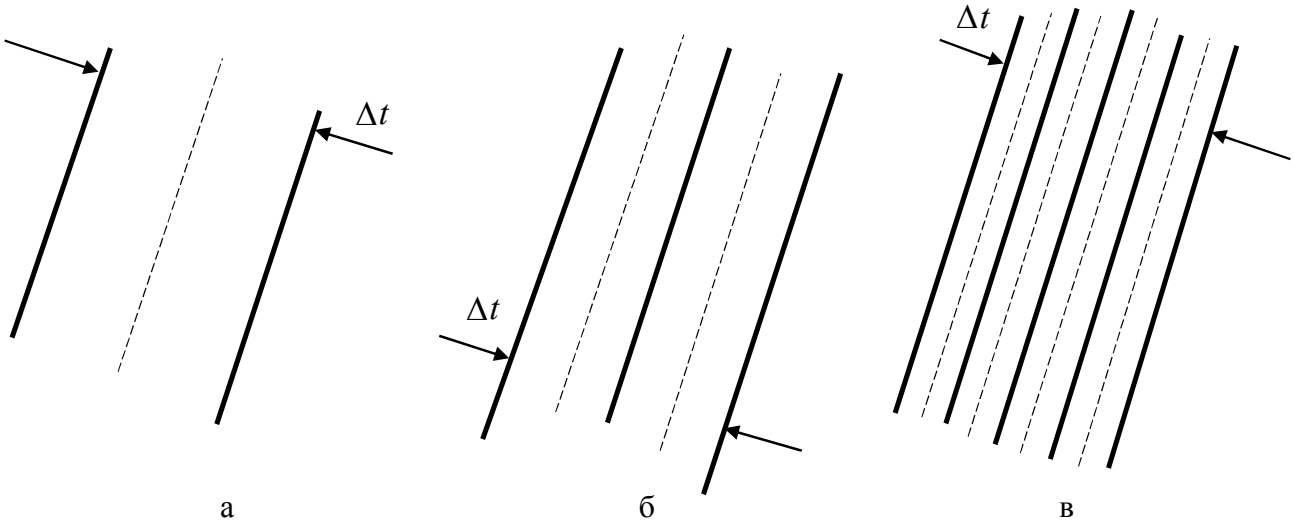


Рис. 5. Геометрия оболочек одинаковой толщины с различным количеством слоев. а – однослойная оболочка толщиной Δt; б – двухслойная оболочка толщиной Δt; в – четырехслойная оболочка толщиной Δt

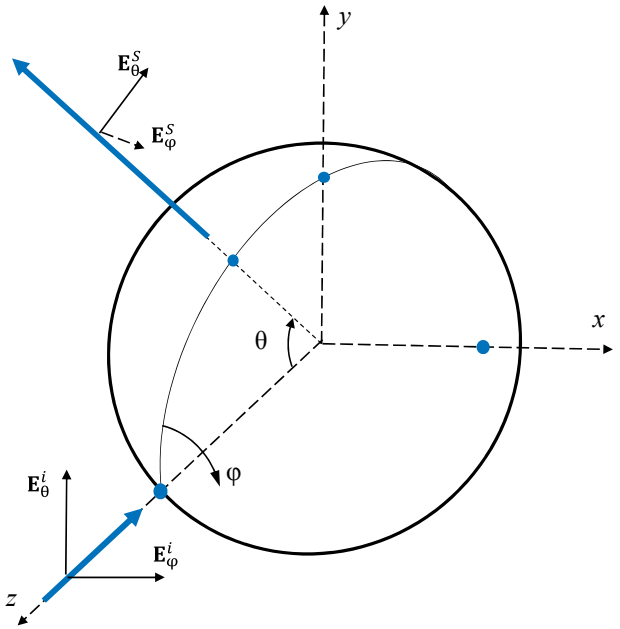


Рис. 6. Направления векторов поляризации электрического поля для падающей и отраженной волн в системе координат для сферической оболочки как тела вращения относительно оси **z**

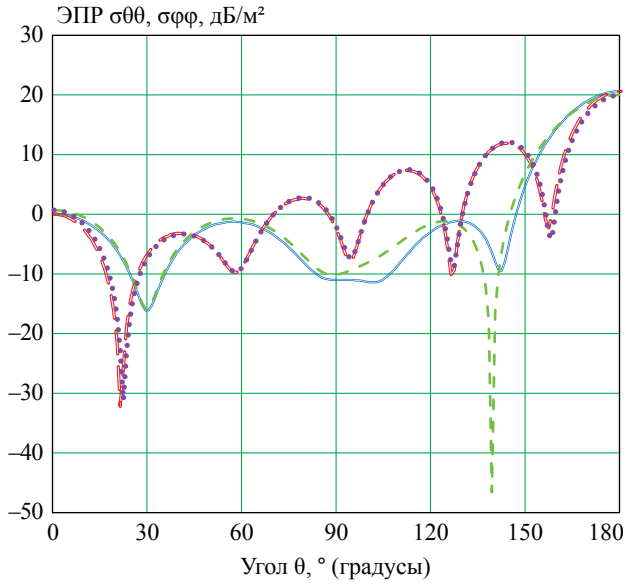


Рис. 7. ЭПР сферической диэлектрической оболочки, $r_{средн}$ = 1,01 м, Δt = 0,2 м, ε_r = 6, сравнение решения Ми и ИУ (1 слой)
– ЭПР σθθ Mie; – ЭПР σφφ Mie;
– ЭПР σθθ ИУ; – ЭПР σφφ ИУ

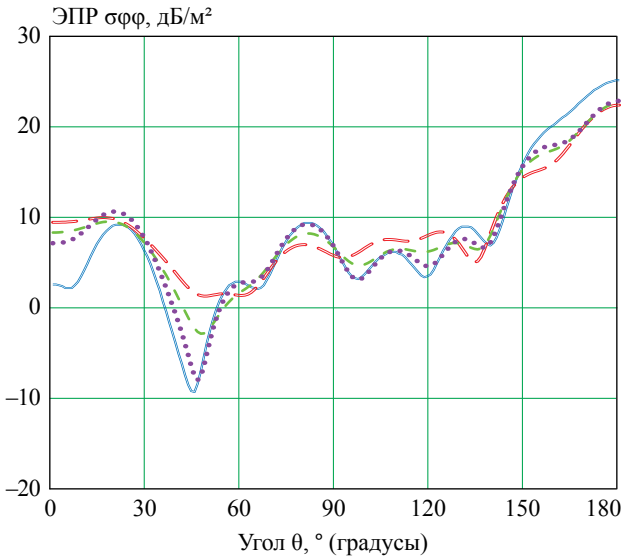


Рис. 8.1. ЭПР сферической диэлектрической оболочки. Сходимость решения для компонента σφφ для различного количества слоев, сравнение решения Ми и ИУ (1, 2, 4 слоя). $r_{средн}$ = 1,04 м, Δt = 0,08 м, ε_r = 6
– ЭПР σφφ Mie; – ЭПР σφφ ИУ оболочка 1 слой; – ЭПР σφφ ИУ оболочка 2 слоя; – ЭПР σφφ ИУ оболочка 4 слоя

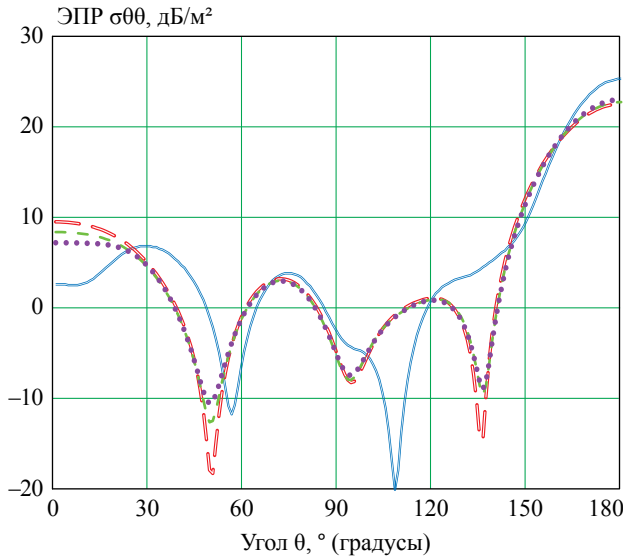


Рис. 8.2. ЭПР сферической диэлектрической оболочки. Сходимость решения для компонента σθθ для различного количества слоев, сравнение решения Ми и ИУ (1, 2, 4 слоя). $r_{средн}$ = 1,04 м, Δt = 0,08 м, ε_r = 6
– ЭПР σθθ Mie; – ЭПР σθθ ИУ оболочка 1 слой; – ЭПР σθθ ИУ оболочка 2 слоя; – ЭПР σθθ ИУ оболочка 4 слоя

1,5, Δt = 0,02 и Δt = 0,08. Очевидно, что для оболочек с малой диэлектрической проницаемостью ε_r условие (15) нарушается при меньших значениях толщины оболочек Δt. Вместе с тем следует отметить, что для таких оболочек решение задачи на одном импедансном слое практически не отличается от решения на 4-х слоях.

На рисунках 11 и 12 приведены индикатриссы бистатического рассеяния резистивных

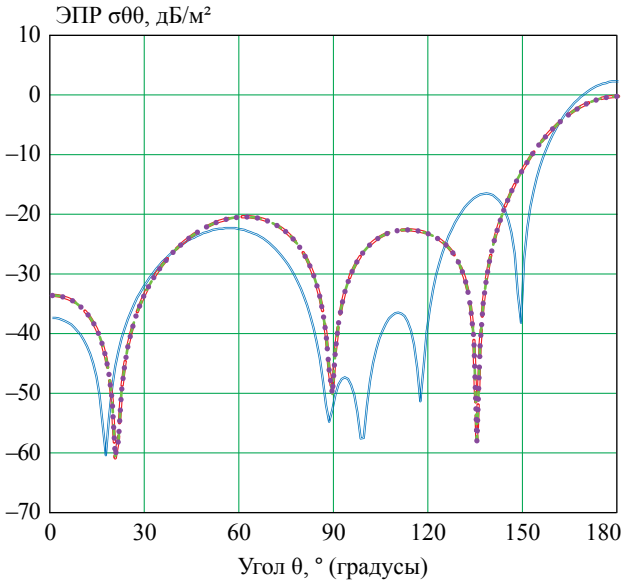


Рис. 9.1. ЭПР сферической диэлектрической оболочки. Сходимость решения для компонента σθθ для различного количества слоев, сравнение решения Ми и ИУ (1, 2, 4 слоя). $r_{средн}$ = 1,01 м, Δt = 0,02 м, ε_r = 1,5
– ЭПР σθθ Mie; – ЭПР σθθ ИУ оболочка 1 слой; – ЭПР σθθ ИУ оболочка 2 слоя; – ЭПР σθθ ИУ оболочка 4 слоя

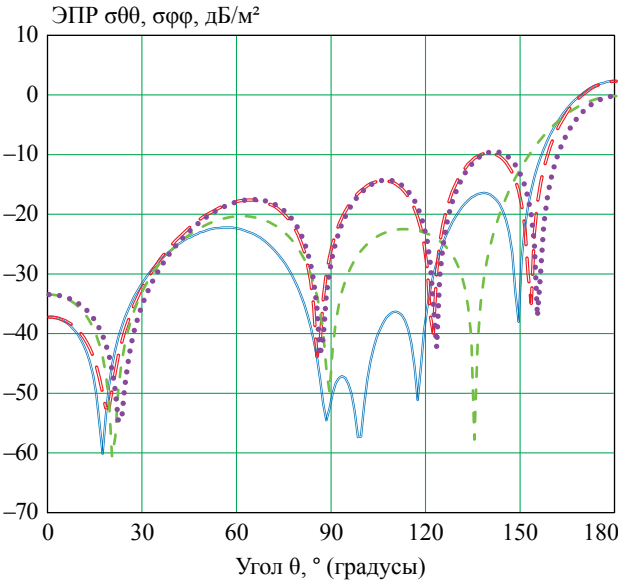


Рис. 9.2. ЭПР сферической диэлектрической оболочки, $r_{средн}$ = 1,01 м, Δt = 0,02 м, ε_r = 1,5, сравнение решения Ми и ИУ (1 слой)
– ЭПР σθθ Mie; – ЭПР σφφ Mie; – ЭПР IU tt; – ЭПР IU ff

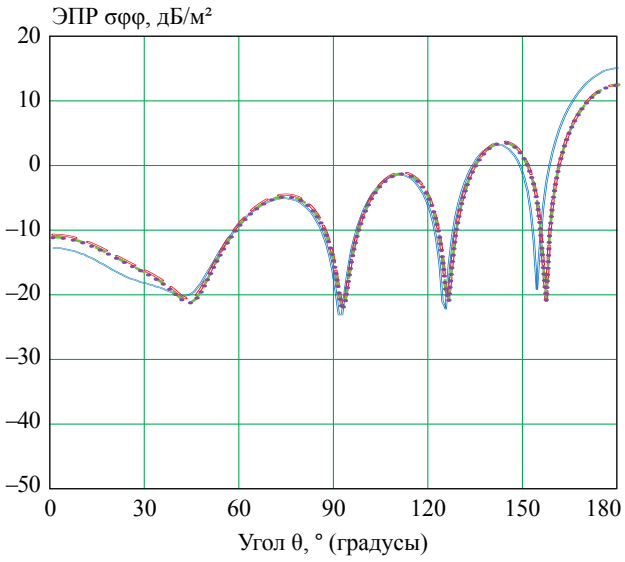


Рис. 10.1. ЭПР сферической диэлектрической оболочки. Сходимость решения для компонента σφφ для различного количества слоев, сравнение решения Ми и ИУ (1, 2, 4 слоя). $r_{средн}$ = 1,04 м, Δt = 0,08 м, ε_r = 1,5
– ЭПР σφφ Mie; – ЭПР σφφ ИУ оболочка 1 слой; – ЭПР σφφ ИУ оболочка 2 слоя; – ЭПР σφφ ИУ оболочка 4 слоя

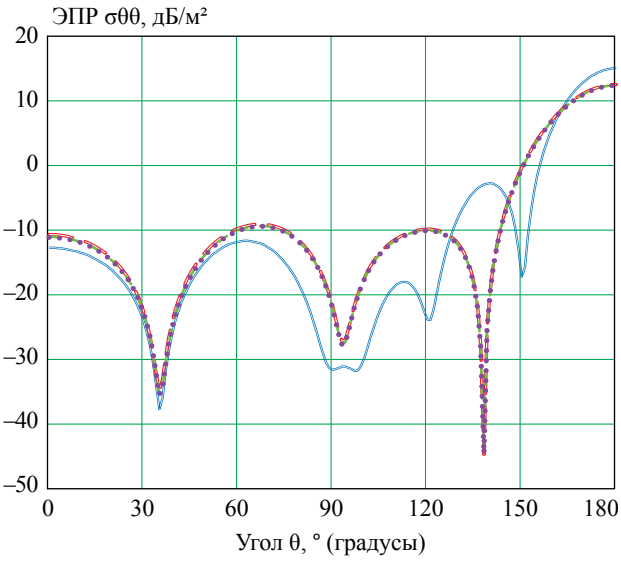


Рис. 10.2. ЭПР сферической диэлектрической оболочки. Сходимость решения для компонента σθθ для различного количества слоев, сравнение решения Ми и ИУ (1, 2, 4 слоя). $r_{средн}$ = 1,04 м, Δt = 0,08 м, ε_r = 1,5
– ЭПР σθθ Mie; – ЭПР σθθ ИУ оболочка 1 слой; – ЭПР σθθ ИУ оболочка 2 слоя; – ЭПР σθθ ИУ оболочка 4 слоя

оболочек с параметрами: $r_{внутр}$ = 1,0 м, Δt = 0,01, $r_{средн}$ = 1,005 м, ε'_r = 0, ε''_r = 15,926525 и $r_{внутр}$ = 1,0 м, Δt = 0,02, $r_{средн}$ = 1,01 м, ε'_r = 0, ε''_r = 7,95755968. Данные параметры соответствуют поверхностному сопротивлению эквивалентной импедансной оболочки ρ_s = 377 Ом. Можно отметить достаточно хорошее приближение импедансной аппроксимацией точного решения.

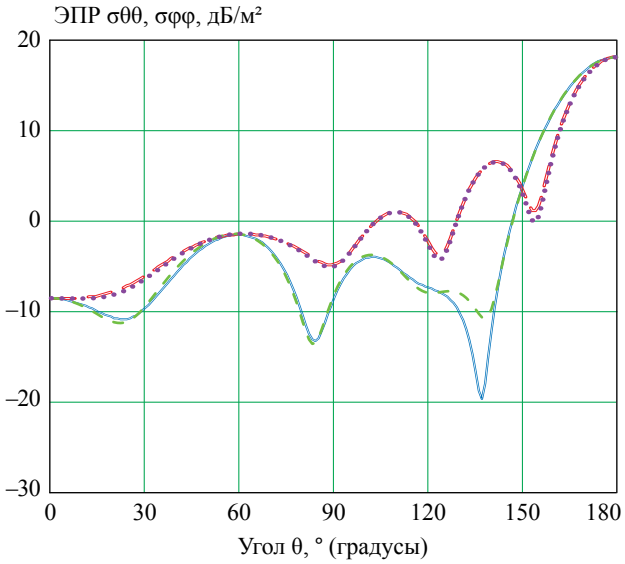


Рис. 11. ЭПР сферической резистивной оболочки, $r_{средн}$ = 1,005 м, Δt = 0,01 м, ε_r'' = 15,926526, сравнение решения Ми и ИУ (1 слой)
– ЭПР σθθ Mie; – ЭПР σφφ Mie;
– ЭПР σθθ ИУ; – ЭПР σφφ ИУ

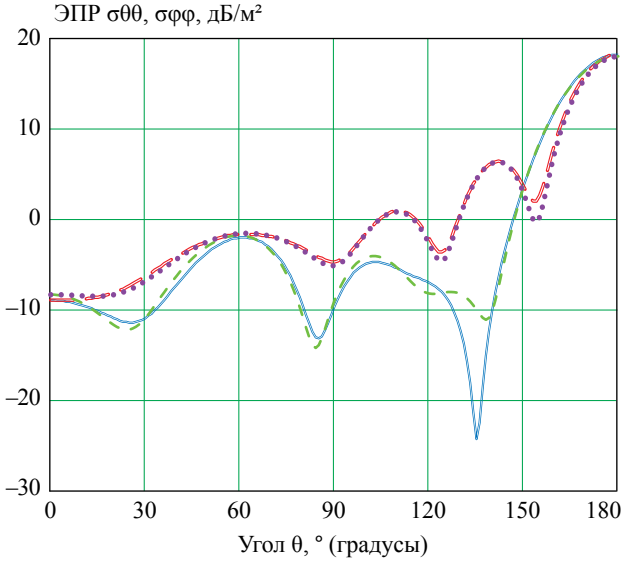


Рис. 12. ЭПР сферической резистивной оболочки, $r_{средн}$ = 1,01 м, Δt = 0,02 м, ε_r'' = 7,95755968 сравнение решения Ми и ИУ (1 слой)
– ЭПР σθθ Mie; – ЭПР σφφ Mie;
– ЭПР σθθ ИУ; – ЭПР σφφ ИУ

В качестве иллюстрации применимости разработанной модели для решения ряда практических задач приведем результаты расчетов снижения эффективной поверхности рассеяния с помощью покрытия Солсбери. Данное покрытие представляет из себя резистивный слой с поверхностным сопротивлением ρ_s = 377 Ом, расположенный на расстоянии четверти длины волны от металлической поверхности. Моделировался диск радиусом $R_{диска}$ = 2,0 м, длина волны λ = 1,0 м, радиус закругления кромки диска $r_{кромки}$ = 0,01 м (рис. 13), результаты расчета моностатической ЭПР приведены на рисунках 14.1–2. Данное средство снижения ЭПР является узкополосным, зависимость ЭПР диска при нормальном облучении от расстояния, на которое резистивный слой удален от поверхности при фиксированной длине волны, приведена на рисунке 15.

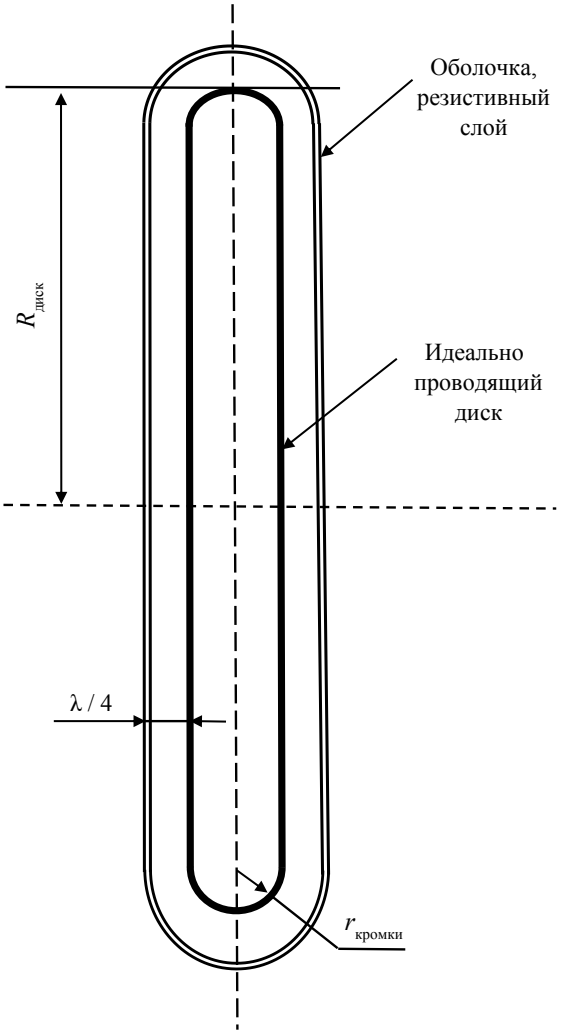


Рис. 13. Диск с покрытием Солсбери

На рисунках 16.1–2 приведены индикатриссы рассеяния металлического конуса с покрытием Солсбери и без него. Угол при вершине конуса α = 15°, высота конуса равна 1,983 м, радиусы закругления носика конуса и стыка «боковая поверхность – дно» равны 0,002 м, длина волны λ = 0,2 м. Для конуса без покрытия присутствуют ярко выраженные лепестки

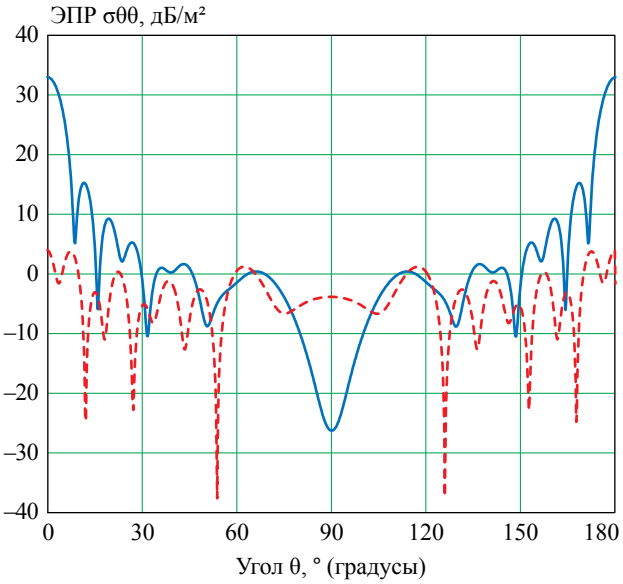


Рис. 14.1. ЭПР σθθ металлического диска без покрытия и диска с покрытием Солсбери, $R_{диска}$ = 2,0 м, λ = 1 м
– ЭПР σθθ диска без покрытия;
– ЭПР σθθ диска с покрытием Солсбери

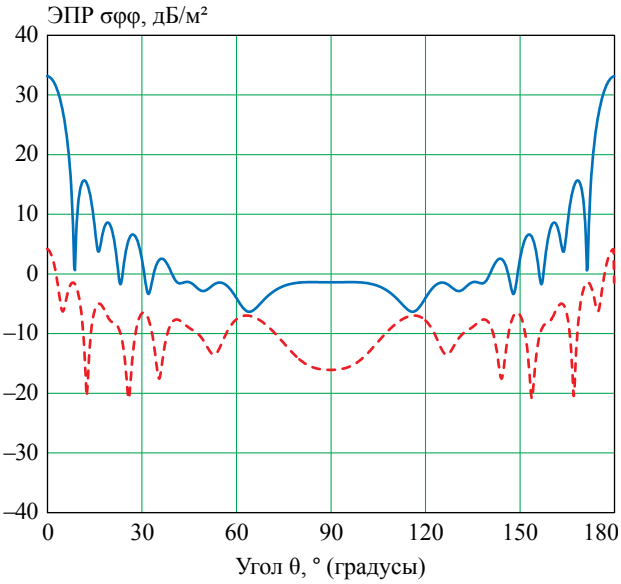


Рис. 14.2. ЭПР σφφ металлического диска без покрытия и диска с покрытием Солсбери, $R_{диска}$ = 2,0 м, λ = 1 м
– ЭПР σφφ диска без покрытия;
– ЭПР σφφ диска с покрытием Солсбери

с направлений θ = 0° и θ = 97,50°, соответствующие зеркальному отражению от «блестящих точек» дна конуса и его боковой поверхности. У конуса с покрытием уровень лепестков данных «блестящих точек» уменьшился на 20 дБ, то есть, в отличие от оптически «зеркальной» поверхности идеально проводящего конуса, поверхность конуса с покрытием Солсбери является оптически «шероховатой».

Как следует из приведенных на рисунках 16.1–2 результатов, использование импедансной аппроксимации для моделирования тонких резистивных оболочек позволяет оценивать эффективность «зачернения» радиолокационных объектов.

Таким образом, приведенная методика импедансной аппроксимации электрически тонких диэлектрических оболочек позволяет достаточно легко реализовать алгоритмы решения электродинамической задачи на основе ранее разработанных алгоритмов и моделей для идеально проводящих тел. Для оценки точности получаемых результатов целесообразно проводить сравнение решений для аналогичных по толщине и электрическим параметрам оболочек, геометрия которых позволяет получить аналитически точные решения (например, решение Ми для сферических

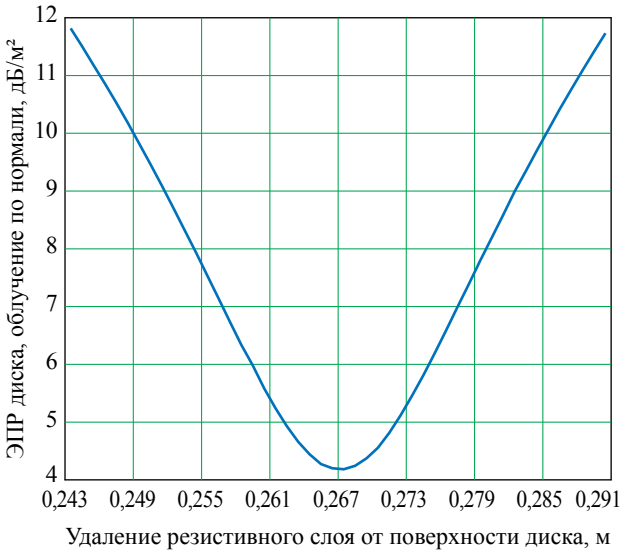


Рис. 15. Зависимость ЭПР от удаления резистивного слоя (покрытия Солсбери) от поверхности диска, λ = 1,0 м, нормальное облучение к плоскости диска

оболочек). Приведенная методика может быть использована для электродинамического анализа радиолокационных объектов, имеющих диэлектрические элементы, в том числе с комплексной диэлектрической проницаемостью, и для электродинамического анализа элементов антенно-фидерного тракта радиотехнических устройств, включая оценку влияния диэлектрических элементов фидерных линий и антенных обтекателей.

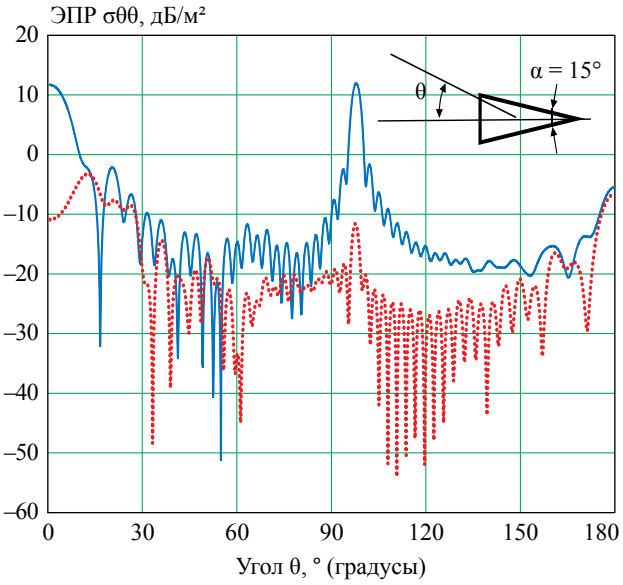


Рис. 16.1. ЭПР σθθ конуса без покрытия и с покрытием Солсбери
– ЭПР σθθ конуса без покрытия;
– ЭПР σθθ конуса с покрытием Солсбери

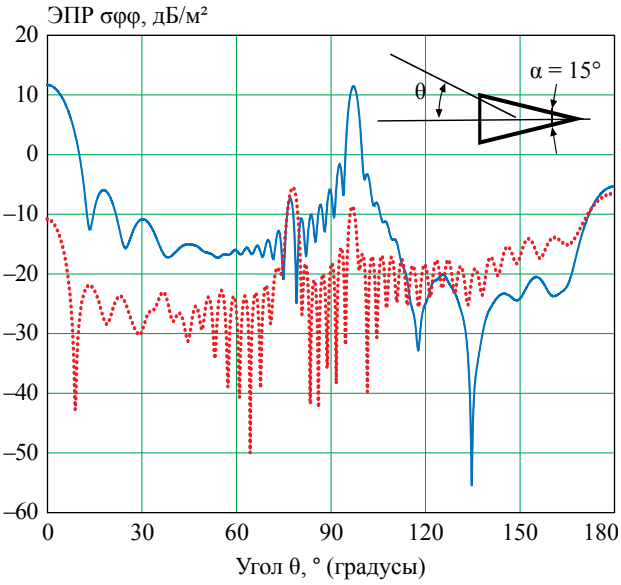


Рис. 16.2. ЭПР σφφ конуса без покрытия и с покрытием Солсбери
– ЭПР σφφ конуса без покрытия;
– ЭПР σφφ конуса с покрытием Солсбери

Список литературы

1. Вычислительные методы в электродинамике. М.: Мир, 1977.

2. Васильев Е. Н. Возбуждение тел вращения. М.: Радио и связь, 1987.

3. Левин Л. Теория волноводов. Методы решения волноводных задач: М.: Радио и связь, 1981.

4. Харвей А.М. Техника сверхвысоких частот. Т. 1. М.: Советское радио, 1965.

5. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. М.: Советское радио, 1962.

6. Harrington R.F., Mautz J/R. An Impedance Sheet Approximation for Thin Dielectric Shells. IEEE transactions on antennas and propagation. 1975. No. 7. P. 531–534.

7. Mie G. Beiträge zur optik truber medien, speziell kolloidaler metallösungen. Annalen der physik. Vierte folge band 25. 1908. No. 3. P. 377–445.

8. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. Изд. 2-е, испр. М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит-ры, 1973.

9. Рунов А.А. Моделирование отражательных характеристик осесимметричных радиолокационных объектов методом интегральных уравнений. Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2021. № 4. С. 76–93. DOI: 10.38013/2542-0542-2021-4-76-93

Об авторе

Рунов Александр Адольфович – кандидат технических наук, заместитель начальника отдела Публичного акционерного общества «Межгосударственная акционерная корпорация «Вымпел», Москва, Российская Федерация. Область научных интересов: электродинамика, радиолокация.

Using impedance approximation for electrodynamic simulation of thin dielectric and resistive shells

Runov A. A.

Public Joint Stock Company Vympel Interstate Corporation, Moscow, Russian Federation

The paper describes the procedure for calculating the radar cross-section of radar objects that contain perfectly conducting bodies and electrically thin dielectric and resistive shells. The calculation procedure is based on the first-kind integral equation method for the electric field. The procedure and applied software are implemented and tested for bodies of revolution. Comparison with test examples is carried out and the applicability for solving real-world problems is shown.

Keywords: electromagnetic wave diffraction, radar cross-section, thin dielectric and resistive shells, integral equation method

Information about the author

Runov Aleksandr Adolfovich – Candidate of Engineering Sciences, Deputy Department Manager, Public Joint Stock Company Vympel Interstate Corporation, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: electrodynamics, radiolocation.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-18-24
УДК 621.396.96

Повышение точности моноимпульсной пеленгации в многолучевых антенных решетках

С. Е. Фетисов

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

В статье исследуется точность моноимпульсного измерения угловой координаты многолучевой фазированной антенной решеткой. Выводится нижняя граница Крамера – Рао ошибок измерения в зависимости от количества и характеристик приемных диаграмм направленности. Рассчитанные значения ошибок пеленгации показывают, что многоканальный угловой дискриминатор, реализующий измерение по сигналам множества лучей, точнее углового дискриминатора с двумя каналами обработки. Выигрыш в точности зависит от функции амплитудной весовой обработки. В направлении максимума диаграммы направленности выигрыш значительней, чем в равносигнальном направлении. Приводится таблица рассчитанных значений выигрыша при разных параметрах антенной решетки и углового дискриминатора.

Ключевые слова: моноимпульсные РЛС, точность пеленгации, нижняя граница Крамера – Рао, угловой дискриминатор

Для цитирования: Фетисов С. Е. Повышение точности моноимпульсной пеленгации в многолучевых антенных решетках // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 4. С. 18–24. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-18-24

For citation: Fetisov S. E. Improving the accuracy of monopulse direction finding in multi-beam phased arrays // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 4. P. 18–24. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-18-24

Поступила 21.07.2022 *Отрецензирована* 03.08.2022 *Одобрена* 10.08.2022 *Опубликована* 17.01.2023

Введение

Измерение угловой координаты в моноимпульсных радиолокационных станциях (РЛС) основано на сравнении сигналов, принятых в двух (или более) пространственных каналах с разными характеристиками направленности [1, 2]. Моноимпульсное измерение в одной плоскости в РЛС периода с 1940-х по 1960-е годы обеспечивалось обработкой сигнала двух направленных антенн [1, 3]. Двухканальные угловые дискриминаторы (УД), реализующие данную обработку, формируют на выходе напряжение, пропорциональное угловому отклонению цели от равносигнального направления (РСН) двух диаграмм направленности (ДН) [1, 3].

В РЛС с многолучевой фазированной антенной решеткой (ФАР) для обзора пространства формируется множество приемных лучей в разных угловых направлениях [3, 4]. В таких РЛС для измерения угловой координаты в одной плоскости нередко применяется амплитудный метод моноимпульсной пеленгации с двухлучевой пеленгационной связкой [1, 2]. При этом на вход УД подаются сигналы двух смежных лучей, сформированных в направлении на цель. В данном случае сигналы других лучей (с меньшей амплитудой) не используются, вследствие чего возникает вопрос о повышении точности пеленгации за счет их обработки.

© Фетисов С. Е., 2022

Для ответа на этот вопрос в статье сравнивается точность измерения двухканальным и многоканальным УД. Потенциальная точность измерения угловой координаты в зависимости от числа каналов определяется нижней границей Крамера – Рао [2, 5]. Проведение исследования вызвано растущими требованиями к точности измерения угловых координат целей. Данные требования могут удовлетворяться снижением случайных ошибок пеленгации при использовании многоканальных УД.

Модель сигнала точечной цели в многолучевой антенной решетке

Рассмотрим M-канальную линейную ФАР, принимающую узкополосный пространственно-временной сигнал точечной цели [6]. Смесь сигнала плоской скалярной волны и шума антенных элементов выразим вектором $\boldsymbol{s} = a\boldsymbol{x} + \boldsymbol{n}$, где a – комплексная амплитуда принимаемого сигнала, $\boldsymbol{x}$ – сигнальный вектор, $\boldsymbol{n}$ – белый гауссов шум с нулевым средним и дисперсией σ^2.

Пусть $\boldsymbol{\delta} = [\delta_1, \ldots, \delta_M]^T = 2\pi d/\lambda\ [0, 1, \ldots, M-1]^T$ – вектор фазовых множителей линейной ФАР с длиной волны λ и расстоянием между смежными элементами d. Тогда $\boldsymbol{x} = [e^{j\delta_1 \sin\theta}, e^{j\delta_2 \sin\theta}, \ldots, e^{j\delta_M \sin\theta}]^T$, где θ – угловая координата цели, отсчитываемая от нормали к решетке.

Принимаемый в L диаграммах направленности сигнал многолучевой ФАР выразим умножением матрицы весовых коэффициентов $\mathbf{W}$ на вектор $\boldsymbol{s}$:

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

где $\boldsymbol{\psi}$ – вектор случайных значений гауссова шума с нулевым средним и ковариационной матрицей $\mathbf{R}$. Для станций с цифровым диаграммообразованием при условии идентичности приемных каналов матрица

$$\mathbf{R} = \mathbb{E}[\boldsymbol{\psi}\boldsymbol{\psi}^H] = \mathbb{E}[(\mathbf{W}\boldsymbol{n})(\mathbf{W}\boldsymbol{n})^H] = \sigma^2\mathbf{W}\mathbf{W}^H. \qquad (2)$$

Здесь $\mathbb{E}[\cdot]$ – оператор математического ожидания; $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение.

Матрица $\mathbf{W}$ образована L строками, каждая из которых содержит коэффициенты весовой пространственной обработки, задающие форму и направление диаграммы направленности:

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

где $\varepsilon_1, \ldots, \varepsilon_L$ – направления максимумов L диаграмм направленности, $w_1, \ldots, w_M$ – коэффициенты амплитудной весовой обработки, применяемые для снижения уровня боковых лепестков (УБЛ). Применение амплитудного взвешивания сигналов антенных элементов равносильно управлению амплитудным распределением поля в раскрыве ФАР. Далее в расчетах будут использоваться коэффициенты равномерного распределения $w_M = 1$ ($m = 1, \ldots, M$) и коэффициенты распределения Тейлора при заданном УБЛ -30 дБ

$$w_M = 1 + 0{,}5853\ v_{1,m} - 0{,}0316\ v_{2,m} + \\ + 0{,}0044\ v_{3,m}, \qquad (3)$$

где $v_{k,m} = \cos(\pi k\ (2m - M - 1) / M)$.

Пример многоканального углового дискриминатора

При гауссовой статистике шума максимально правдоподобная оценка угловой координаты $\hat{\theta}$ может быть рассчитана согласно выражению [6]

$$\hat{\theta} = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \left(\frac{|\boldsymbol{y}^H \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{W}\boldsymbol{x})|^2}{(\mathbf{W}\boldsymbol{x})^H \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{W}\boldsymbol{x})} \right), \qquad (4)$$

где $\underset{x}{\operatorname{argmax}}\,(f(x))$ – значение аргумента x в максимуме функции $f(x)$.

С учетом свойств квадратичной формы в знаменателе (4) также справедливо

$$\hat{\theta} = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \left| \boldsymbol{y}^H \frac{\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{W}\boldsymbol{x})}{\sqrt{(\mathbf{W}\boldsymbol{x})^H \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{W}\boldsymbol{x})}} \right|^2 = \\ = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} |\boldsymbol{r}(\theta) \cdot \boldsymbol{y}|, \qquad (5)$$

где $\boldsymbol{r}(\theta) = \frac{(\mathbf{W}\boldsymbol{x})^H \mathbf{R}^{-1}}{\sqrt{(\mathbf{W}\boldsymbol{x})^H \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{W}\boldsymbol{x})}}$ – вектор весовых коэффициентов, зависящих от θ.

Возможная структура многоканального УД следует из выражения (5) и приводится на рис. 1.

Согласно структурной схеме на рисунке 1 сигнал приемных ДН $\boldsymbol{y}$ подается на K векторных умножителей, реализующих операцию $\boldsymbol{r}(\theta) \cdot \boldsymbol{y}$ при разных значениях θ из множества $\theta_1, \ldots, \theta_K$. Результат K векторных умножений поступает на амплитудный детектор «|·|»

и затем на блок сравнения «max». Данный блок вырабатывает оценку $\hat{\theta} = \theta_i$ при определении максимума в i-м канале сравнения.

Число векторных умножителей для точного поиска $\hat{\theta}$ может оказаться слишком большим. Поэтому целесообразно уменьшить число K, а полученную оценку дополнительно уточнить в окрестности θ_i. Алгоритм уточнения зависит от технической реализации и может использовать метод половинного деления, метод градиентного спуска либо приближение функции $|\boldsymbol{r}(\theta) \cdot \boldsymbol{y}|$ в окрестности θ_i.

Нижняя граница Крамера – Рао оценки угловой координаты в многолучевой антенной решетке

Известная из работ [3, 4] формула потенциальной точности измерения угловой координаты эквидистантными антенными решетками не учитывает особенности измерения по сигналу множества лучей. Точный расчет ошибок измерения в многолучевых ФАР возможен при учете коэффициентов амплитудного распределения, количества и направлений приемных ДН. Для оценки величины ошибок выразим нижнюю границу Крамера – Рао (НГКР) [2, 5]. Проведем замену $u = \sin(\theta)$, $A = |a|$, $\phi = \arg(a)$ и определим коэффициенты матрицы Фишера [2, 5].

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

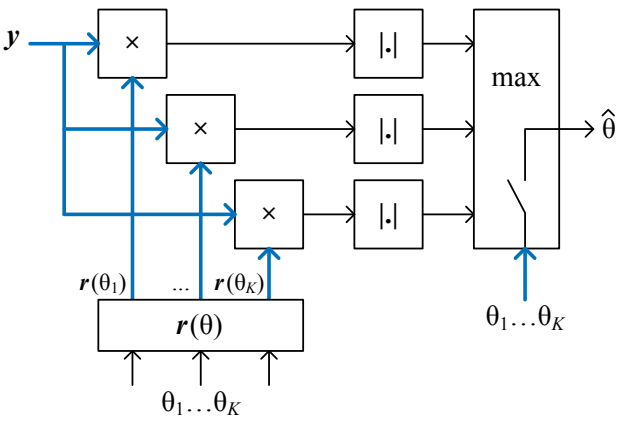


Рис. 1. Структурная схема многоканального углового дискриминатора

где $l = -\ln(\pi^L |\mathbf{R}|) - (\boldsymbol{y} - a\mathbf{W}\boldsymbol{x})^H \mathbf{R}^{-1}(\boldsymbol{y} - a\mathbf{W}\boldsymbol{x})$ – логарифм функции правдоподобия с учетом введенной модели сигнала (1) и плотности вероятности комплекснозначной нормально распределенной многомерной случайной величины [7], $|\mathbf{R}|$ – определитель матрицы $\mathbf{R}$.

Диагональные элементы матрицы $\boldsymbol{\Phi}^{-1}$ определяют нижнюю границу дисперсии оценки синуса угловой координаты, амплитуды и начальной фазы прихода сигнала. Ограничимся рассмотрением первого диагонального элемента $\boldsymbol{\Phi}^{-1}$:

$$\mathbb{D}[\hat{u}] = (\boldsymbol{\Phi}^{-1})_{1,1} = \left[2A^2\,(\boldsymbol{\delta} \circ \boldsymbol{x})^H \left(\mathbf{U} - \frac{\mathbf{U}\,\boldsymbol{x}\boldsymbol{x}^H\mathbf{U}}{\boldsymbol{x}^H\mathbf{U}\,\boldsymbol{x}}\right)(\boldsymbol{\delta} \circ \boldsymbol{x})\right]^{-1}, \quad (6)$$

где $\mathbb{D}[\cdot]$ – дисперсия случайной величины; $\hat{u}$ – оценка параметра u; $(\circ)$ – оператор произведения Адамара; $\mathbf{U} = \mathbf{W}^H\mathbf{R}^{-1}\mathbf{W}$ – матрица $M \times M$.

С учетом замены $u = \sin(\theta)$ также справедливо $\mathbb{D}[\hat{u}] = \mathbb{D}[\sin(\hat{\theta})] = \mathbb{D}[\sin(\theta + \varepsilon)] = \mathbb{D}[\sin(\theta)\cos(\varepsilon) + \sin(\varepsilon)\cos(\theta)]$, где ε – случайная ошибка измерения неслучайной величины θ. Поскольку при малых ошибках $\cos(\varepsilon) \approx 1$ и $\sin(\varepsilon) \approx \varepsilon$, то $\mathbb{D}[\hat{u}] \approx \mathbb{D}[\varepsilon\cos(\theta)]$ и $\mathbb{D}[\hat{\theta}] = \mathbb{D}[\varepsilon] \approx \mathbb{D}[\hat{u}] / \cos^2(\theta)$. С учетом выражений (2) и (6) получим дисперсию несмещенной оценки угловой координаты

$$\mathbb{D}[\hat{\theta}] \approx \left[2\frac{|a|^2}{\sigma^2}\,(\boldsymbol{\delta} \circ \boldsymbol{x})^H \left(\mathbf{Q} - \frac{\mathbf{Q}\,\boldsymbol{x}\boldsymbol{x}^H\mathbf{Q}}{\boldsymbol{x}^H\mathbf{Q}\,\boldsymbol{x}}\right)(\boldsymbol{\delta} \circ \boldsymbol{x})\cos^2(\theta)\right]^{-1}, \quad (7)$$

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

Нижняя граница среднеквадратической ошибки (СКО) измерения угловой координаты находится, согласно (7), как $\sqrt{\mathbb{D}[\hat{\theta}]}$. Погрешность вычисления $\sqrt{\mathbb{D}[\hat{\theta}]}$ в угловом секторе обзора ±60° менее 0,1 % при $\sqrt{\mathbb{D}[\hat{\theta}]} < 1°$.

Важно отметить, что при $L = M$ выражение (7) приводится к формуле потенциальной точности эквидистантной ФАР [3, 4]

$$1/\mathbb{D}_{\min}[\hat{\theta}] = q^2\,\pi^2/3\,(M^2 - 1)\,(d/\lambda\cos\theta)^2, \quad (8)$$

где $q^2 = 2M\,|a|^2/\sigma^2$.

Выражение (7) приводится к (8) с учетом, что $\mathbf{W}$ – квадратная матрица. При существовании $\mathbf{W}^{-1}$ матрица $\mathbf{Q} = \mathbf{W}^H(\mathbf{W}^H)^{-1}\mathbf{W}^{-1}\,\mathbf{W} = \mathbf{E}$ – единичная матрица.

Сравнение ошибок пеленгации на примере двухканального и четырехканального угловых дискриминаторов

Используем полученную формулу (7) для сравнения точности двухканального и четырехканального УД. Для моделирования зададим следующие параметры ФАР: число элементов $M = 32$, расстояние между смежными элементами $d = \lambda/2$, число лучей $L = 4$, направления лучей $\varepsilon_1, \ldots, \varepsilon_4 = -6, -2, 2, 6$ градусов. Для снижения УБЛ применим амплитудное распределение Тейлора (3). На рисунке 2 приводится график зависимости коэффициента усиления (КУ) в полученных ДН. Смежные лучи направлены с разницей 4° и пересекаются по уровню минус 3 дБ.

Согласно (7) рассчитаем нижнюю границу СКО измерения угловой координаты по сигналу двух центральных лучей $\sqrt{\mathbb{D}[\hat{\theta}|L=2]}$ и по сигналу всех четырех лучей $\sqrt{\mathbb{D}[\hat{\theta}|L=4]}$. Данные случаи определят предельную точность измерения, соответственно, двухканальным и четырехканальным УД. Кривые полученных зависимостей при отношении сигнал/шум 20 дБ в максимуме ДН приводятся на графике рисунка 3.

Зависимость нижней границы СКО измерения угловой координаты по сигналу четырех лучей от направления приема θ изображена на графике рисунка 3 в виде пунктирной кривой. Аргументом **W** формулы (7) при построении данной кривой являлась матрица с размерностью 4 × 32. При подстановке в (7) новой матрицы **W**, составленной из двух центральных строк прежней, получим зависимость нижней границы СКО измерения по двум центральным лучам (с углами –2° и +2°). Данная зависимость изображена на графике рисунка 3 в виде сплошной кривой. Третья кривая, приведенная на графике, определяет потенциальную точность измерения угловой координаты эквидистантной ФАР и построена по формуле (8) [3, 4].

Из графика на рисунке 3 видно, что кривые ошибок измерения двухканальным

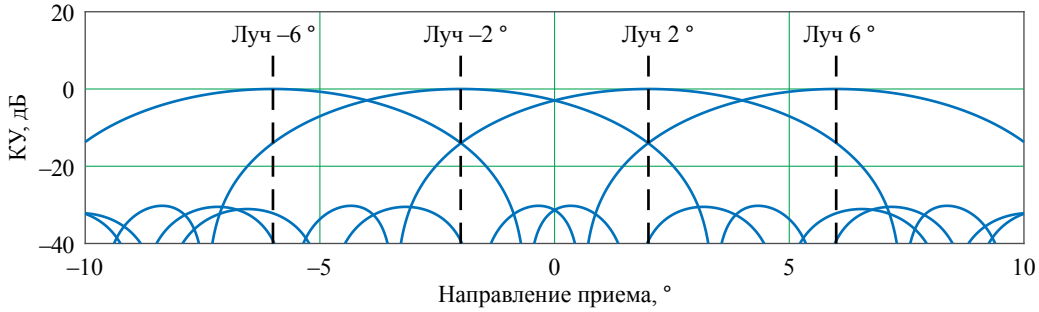


Рис. 2. ДН четырех лучей с пересечением по уровню –3 дБ

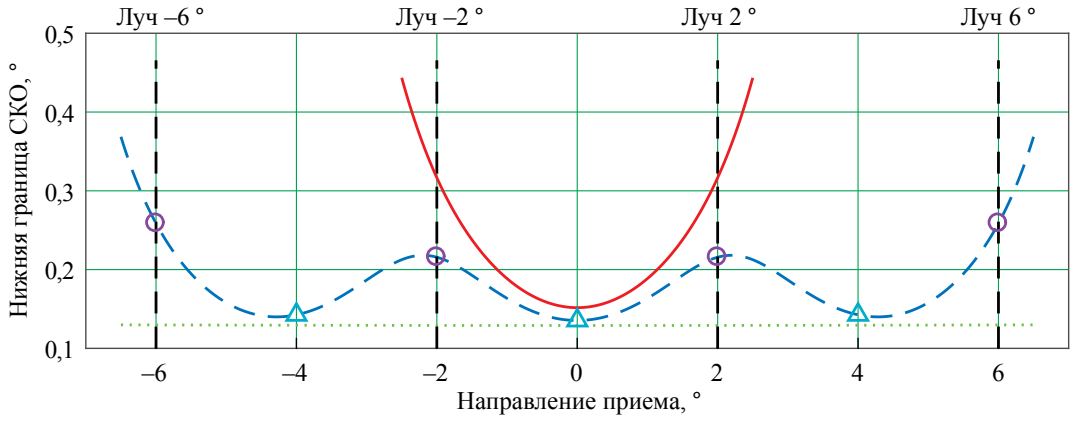


Рис. 3. Нижняя граница СКО измерения угловой координаты двухканальным и четырехканальным УД в зависимости от направления приема

– 4-канальный УД; – 2-канальный УД; – Птц. точность ФАР; ○ – СКО в макс. ДН; △ – СКО в РСН

и четырехканальным УД расположены выше кривой потенциальной точности. В равносигнальном направлении смежных ДН ошибка пеленгации минимальна и приближается к потенциальной точности ФАР. В направлении максимумов ДН ошибка пеленгации возрастает. Данная особенность в литературе объясняется снижением чувствительности моноимпульсной системы в крайних точках пеленгационной характеристики [1]. Из графика на рисунке 3 также следует, что четырехканальный УД точнее двухканального: в направлении максимумов ДН (–2° и +2°) выигрыш в точности измерения четырехканальным УД выше, чем в равносигнальном направлении (0°).

Обобщение результатов сравнительного анализа

Сравним ошибки измерения угловой координаты двухканальным и N-канальных УД. Для этого определим среднюю ошибку N-канального УД в равносигнальном направлении

$$\sigma_{\text{РСН}}(N) = \frac{1}{N-1}\sum_{l=1}^{N-1}\cos\left(\frac{\varepsilon_l+\varepsilon_{l+1}}{2}\right) \Big/ \sqrt{\mathbb{D}\left[\hat{\theta} \mid L=N, \theta=(\varepsilon_l+\varepsilon_{l+1})/2\right]},$$

среднюю ошибку в направлениях максимума ДН

$$\sigma_{MAX}(N) = \frac{1}{N}\sum_{l=1}^{N}\cos(\varepsilon_l)\sqrt{\mathbb{D}\left[\hat{\theta} \mid L=N, \theta=\varepsilon_l\right]}$$

и усредненную ошибку в угловом секторе обзора при $\varepsilon_N > \varepsilon_l > \varepsilon_1$, $\forall l$

$$\sigma_{\text{СР}}(N) = \frac{\int_{\varepsilon_1}^{\varepsilon_N}\cos(\theta)\sqrt{\mathbb{D}\left[\hat{\theta} \mid L=N\right]}\,d\theta}{\varepsilon_N-\varepsilon_1}.$$

Значение $\sigma_{\text{РСН}}$ на примере четырехканального УД поясняется как среднее арифметическое по ординатам точек с треугольной отметкой на графике рисунка 3. Значение σ_{MAX} по тому же графику поясняется как усредненная ордината точек с круглой отметкой.

В приведенных для $\sigma_{\text{РСН}}$, σ_{MAX} и $\sigma_{\text{СР}}$ выражениях используется умножение на $\cos(\alpha)$ для приведения СКО к величине, рассчитанной в нормали ФАР.

Определим выигрыш в точности измерения угловой координаты многоканальным УД ($N > 2$) относительно двухканального УД в трех случаях:

$$\begin{aligned} k_{\text{РСН}}(N) &= \sigma_{\text{РСН}}(2) / \sigma_{\text{РСН}}(N)\ ), \\ k_{MAX}(N) &= \sigma_{MAX}\,(2) / \sigma_{MAX}(N), \\ k_{\text{СР}}(N) &= \sigma_{\text{СР}}(2) / \sigma_{\text{СР}}(N), \end{aligned} \qquad (9)$$

где $k_{\text{РСН}}(N)$ – выигрыш N-канального УД по точности пеленгации в равносигнальном направлении, $k_{MAX}(N)$ – выигрыш N-канального УД по точности пеленгации в направлении максимума ДН и $k_{\text{СР}}(N)$ – средний выигрыш N-канального УД в угловом секторе обзора.

Найдем, согласно (9), значения $k_{\text{РСН}}$, k_{MAX}, $k_{\text{СР}}$, рассчитав их в зависимости от количества элементов M и количества каналов УД N при соблюдении следующих условий: $M \geq N > 2$, смежные ДН пересечены по уровню –3 дБ. Результаты расчета при использовании разных амплитудных распределений приведены в таблице 1. В ячейках таблицы через запятую указаны значения $k_{\text{РСН}}$, k_{MAX}, $k_{\text{СР}}$, выраженные в процентном отношении как $(k-1)\cdot 100\%$.

При пеленгации цели в равносигнальном направлении антенной решеткой с равномерным амплитудным распределением не наблюдается выигрыша в точности измерения многоканальным УД по сравнению с двухканальным. При использовании спадающего к краям решетки амплитудного распределения Тейлора (3) снижение ошибок измерения в равносигнальном направлении зависит от числа каналов УД и лежит в диапазоне 5–18 %.

Среднеквадратическая ошибка измерения угловой координаты за счет применения многоканальных УД значительно снижается при наблюдении цели в максимуме ДН. Трехканальные, четырехканальные и пятиканальные УД точнее двухканальных, соответственно, на 20, 30 и 40 %. Предельное повышение точности, согласно таблице 1, соответствует случаю $N = M$ и составляет 50 % для ФАР с равномерным распределением и 2,5 раза для ФАР с распределением Тейлора (3). Значительное повышение точности при $N = M$ объясняется реализацией измерительного потенциала антенной решетки. Поскольку при $N = M$ также справедливо $L = M$, то точность пеленгации в этом случае

Таблица 1

Повышение точности $k_{РСН}$, k_{MAX}, $k_{СР}$ в процентном отношении при использовании N-канальных УД в M-элементных ФАР

ФАР с амплитудным распределением Тейлора						
	$M = 8$	$M = 16$	$M = 24$	$M = 32$	$M = 48$	$M = 64$
$N = 3$	6, 26, 12	5, 23, 11	5, 23, 11	5, 23, 11	5, 22, 11	5, 22, 11
$N = 4$	9, 44, 20	9, 35, 17	8, 34, 16	8, 33, 16	8, 33, 16	8, 33, 16
$N = 5$	12, 61, 27	11, 44, 21	10, 41, 20	10, 40, 19	10, 39, 19	10, 39, 19
$N = 8$	17, 145, 57	14, 67, 30	13, 57, 26	13, 53, 25	13, 50, 24	13, 49, 23
$N = 16$		18, 147, 58	16, 101, 42	16, 83, 36	15, 69, 31	15, 64, 29
$N = 24$			18, 148, 58	17, 118, 48	16, 89, 38	16, 77, 33
$N = 32$				18, 148, 59	17, 112, 46	17, 92, 39
$N = 48$					18, 148, 59	17, 123, 50
$N = 64$						18, 148, 59
ФАР с равномерным амплитудным распределением						
	$M = 8$	$M = 16$	$M = 24$	$M = 32$	$M = 48$	$M = 64$
$N = 3$	0, 22, 8	0, 20, 8	0, 20, 8	0, 20, 8	0, 20, 8	0, 20, 8
$N = 4$	0, 33, 12	0, 31, 11	0, 30, 11	0, 30, 11	0, 30, 11	0, 30, 11
$N = 5$	0, 41, 14	0, 37, 13	0, 37, 13	0, 36, 13	0, 36, 13	0, 36, 13
$N = 8$	0, 47, 16	0, 46, 16	0, 45, 16	0, 45, 15	0, 44, 15	0, 44, 15
$N = 16$		0, 49, 16	0, 49, 17	0, 49, 17	0, 49, 16	0, 49, 16
$N = 24$			0, 49, 17	0, 50, 17	0, 50, 17	0, 49, 17
$N = 32$				0, 50, 17	0, 50, 17	0, 50, 17
$N = 48$					0, 50, 17	0, 50, 17
$N = 64$						0, 50, 17

определяется потенциальной точностью эквидистантной ФАР (8), [3, 4].

Усредненный в секторе обзора выигрыш в точности пеленгации при использовании многоканального УД ограничен 17 % для ФАР с равномерным амплитудным распределением и 59 % для ФАР с распределением Тейлора (3). В последнем случае при использовании трех-, четырех- и пятиканального УД достигается повышение точности относительно двухканального УД на 11, 16 и 19 % соответственно.

Выводы

В статье исследовано повышение точности измерения угловой координаты многолучевой ФАР при использовании многоканального УД. Определена нижняя граница Крамера – Рао для оценок угловой координаты по сигналу приемных ДН. Достоверность результата подтверждается приведением полученного выражения нижней границы к аналитическому выражению, известному из литературы. На основании рассчитанных нижних границ СКО сформирована справочная таблица со значениями выигрыша в точности пеленгации при использовании многоканального УД.

Применение многоканального УД позволяет снизить среднеквадратическую ошибку пеленгации в равносигнальном направлении до 18 %, а в направлении максимума ДН – до 2,5 раза. Наибольший выигрыш достигается в ФАР со спадающим амплитудным распределением и при увеличении количества каналов УД до количества антенных элементов. В последнем случае реализуется потенциал точности эквидистантной ФАР.

Список литературы

1. Родс Д. Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию. М.: Советское радио, 1960. 160 с.

2. Ратынский М.В., Порсев В.И. Моноимпульсная пеленгация в РЛС с цифровыми ФАР. Монография / под ред. В.И. Порсева. М.: Радиотехника, 2019. 160 с.

3. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 510 с.: ил.

4. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
5. Радиотехнические системы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Высшая школа, 1990. 496 с.
6. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Изд-во Ленинградского ун-та, 1983. 240 с.
7. Goodman N. R. Statistical Analysis Based on a Certain Multivariate Complex Gaussian Distribution (An Introduction) // Ann. Math. Statist. 1963. № 34 (1). P. 152–177.

Об авторе

Фетисов Сергей Евгеньевич – ведущий инженер-программист отдела 025 акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: радиолокация, цифровая обработка сигналов.

Improving the accuracy of monopulse direction finding in multi-beam phased arrays

Fetisov S. E.

JSC "All-Russian Scientific and Research Institute of Radio Engineering", Moscow, Russian Federation

The paper investigates the accuracy of monopulse measurement of the angular coordinate by a multi-beam phased array. The Cramer-Rao Lower Bound is determined depending on the number and characteristics of receiving radiation patterns. Calculated values of direction finding errors show that a multi-channel angle discriminator that enables measurement by signals of a set of beams is more accurate than an angle discriminator with two processing channels. The gain in accuracy depends on the amplitude weighting function. The gain is more significant in the direction of radiation pattern maximum as compared with the boresight axis. Calculated values of the gain achieved at different parameters of the phased arrays and angle discriminator are represented in tabular form.

Keywords: monopulse radars, direction finding accuracy, Cramer–Rao lower bound, angle discriminator

Information about the author

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

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-25-29
УДК 621.396.67

Экспериментальная проверка модернизированного метода поворотной трансформации спектра плоских волн

А. К. Жизневский

Научно-образовательный центр Акционерного общества «Северо-Западный региональный центр Концерна ВКО «Алмаз – Антей» – Обуховский завод», Санкт-Петербург, Российская Федерация

Приводятся результаты экспериментальной проверки пригодности разработанного автором модернизированного численного метода поворотной трансформации спектра плоских волн для пересчета амплитудно-фазового распределения электрического поля, измеренного на плоской поверхности в ближней зоне исследуемой антенны, на другую плоскую поверхность, не параллельную исходной. Приведено описание экспериментальной установки и последовательности измерений. Дана оценка результатов экспериментальной проверки. Сделан вывод о возможности практического использования разработанного метода для настройки проходных фазированных антенных решеток.

Ключевые слова: амплитудно-фазовое распределение, плоскость, не параллельная исходной, метод пересчета в ближнем поле, экспериментальная проверка, амплитудная диаграмма направленности, фазовая диаграмма направленности

Для цитирования: Жизневский А. К. Экспериментальная проверка модернизированного метода поворотной трансформации спектра плоских волн // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 4. С. 25–29. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-25-29

For citation: Zhiznevsky A. K. Experimental verification of the modified method of plane wave spectrum rotational transformation // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 4. P. 25–29. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-25-29

Поступила 16.08.2022 *Отрецензирована* 02.09.2022 *Одобрена* 19.09.2022 *Опубликована* 17.01.2023

Введение

В работе [1] был представлен обзор численных методов пересчета амплитудно-фазового распределения (АФР) электрического поля с плоскости сканирования в ближней зоне на плоскость, непараллельную исходной, в интересах их применения в алгоритме поиска оптимального положения облучающего рупора фазированной антенной решетки (ФАР) проходного типа. В качестве оптимального по критериям «скорость вычислений» и «точность конечных результатов» был выбран разработанный автором модифицированный численный метод поворотной трансформации спектра плоских волн (МПТСПВ). Выбранный метод был модернизирован по сравнению с прототипом [2]. Суть модернизации заключалась в том, что центр вращения плоскости, непараллельной исходной, в отличие от прототипа, может быть размещен произвольным образом относительно исходной плоскости.

Для проверки точностных возможностей метода МПТСПВ и решения вопроса о его использовании при настройке ФАР проходного типа были выполнены специальные экспериментальные исследования, описание которых приведено в настоящей работе.

Описание эксперимента

В качестве устройства возбуждения электромагнитного поля была выбрана измерительная рупорная широкополосная антенна П6-23М.

© Жизневский А. К., 2022

На сканере ближнего поля с плоской поверхностью сканирования были проведены два измерения:

1. АФР поля на плоскости, параллельной раскрыву рупора.
2. АФР поля на плоскости, не параллельной раскрыву рупора.

Затем с помощью метода МПТСПВ был проведен перерасчет АФР, измеренного на плоскости, не параллельной раскрыву исследуемой антенны (ИА), на плоскость, расположенную относительно этой антенны таким же образом, как и плоская поверхность сканирования при проведении первого эксперимента.

Обоснованность применения разработанного метода оценивалась по результатам сравнения диаграмм направленности ИА, полученных для пересчитанного АФР, с диаграммами направленности этой же ИА, полученными для АФР, определенного при первом эксперименте.

На рисунке 1 представлена схема экспериментальной установки. *xOy* – плоскость сканирования. Центр вращения ИА находится в точке $C_{вр}$, которая удалена на расстояние $d_{вр}$ от плоскости сканирования.

При проведении первого эксперимента апертура ИА располагалась параллельно плоскости сканирования, а центр апертуры находился на расстоянии $d_{вр}$ от плоскости сканирования (рис. 1а). Измеренное АФР электрического поля ($\mathbf{E}_{\alpha 0}$) приведено на рисунках 2 (амплитудное распределение) и 5 (фазовое распределение).

При проведении второго эксперимента положение плоскости сканирования не изменялось, но ИА поворачивалась в горизонтальной плоскости вокруг точки $C_{вр}$ на угол α = 5° (рис. 1б). Измеренное АФР электрического поля ($\mathbf{E}_{\alpha 5}$) изображено на рисунках 3 (амплитудное распределение) и 6 (фазовое распределение).

Обработка результатов эксперимента

При обработке результатов измерений АФР электрического поля, определенное при втором эксперименте ($\mathbf{E}_{\alpha 5}$), пересчитывалось с помощью метода МПТСПВ на плоскость, расположенную относительно раскрыва ИА таким же образом, как и плоская поверхность сканирования при первом эксперименте. В процессе пересчета учитывалось, что при повороте ИА вокруг точки $C_{вр}$ на угол α центр апертуры ИА смещается относительно исходного положения на Δx и Δz вдоль осей *Ox* и *Oz* соответственно. Пересчитанному АФР электрического поля было присвоено обозначение $\mathbf{E}_{\alpha(5\to 0)}$. Амплитудное распределение $\mathbf{E}_{\alpha(5\to 0)}$ изображено на рисунке 4, а фазовое – на рисунке 7.

Точностные возможности разработанного метода МПТСПВ оценивались по результатам сравнения амплитудных и фазовых диаграмм направленности, соответствующих пересчитанному АФР ($\mathbf{E}_{\alpha(5\to 0)}$), с амплитудными и фазовыми диаграммами направленности, соответствующими АФР, полученному при первом эксперименте ($\mathbf{E}_{\alpha 0}$).

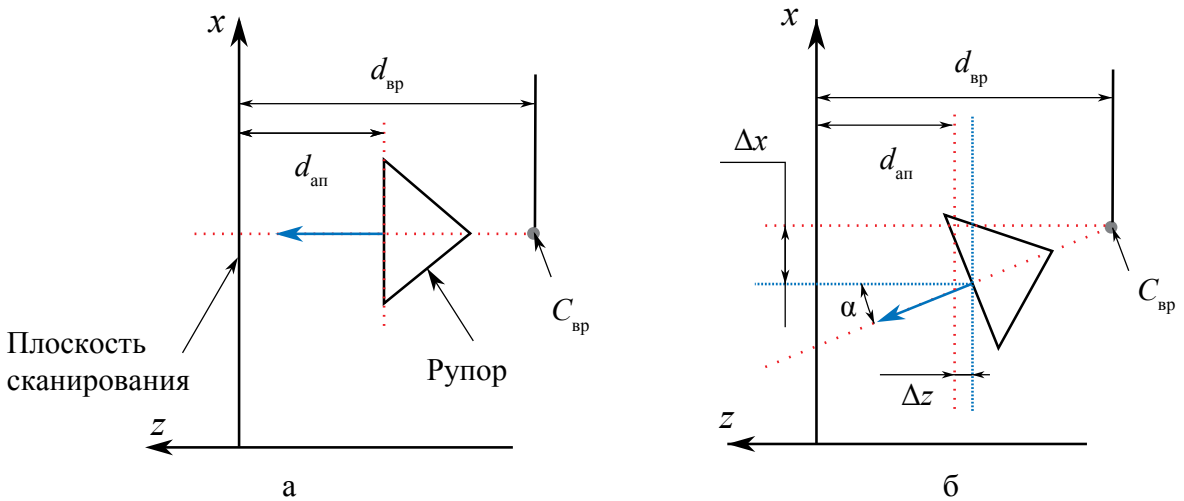


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: а – параллельное расположение; б – непараллельное расположение

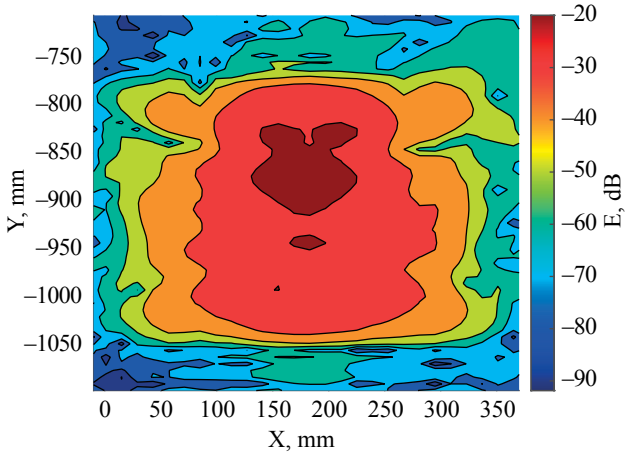


Рис. 2. Амплитудное распределение электрического поля $\mathbf{E}_{\alpha 0}$

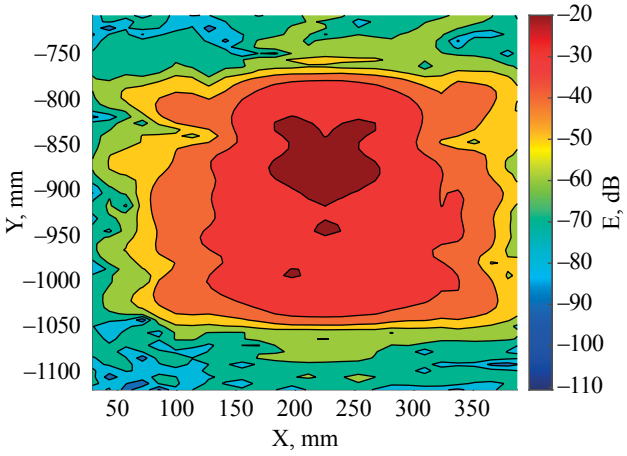


Рис. 3. Амплитудное распределение электрического поля $\mathbf{E}_{\alpha 5}$

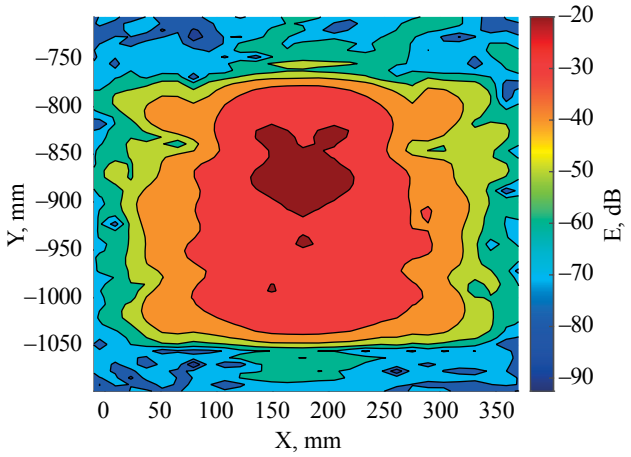


Рис. 4. Амплитудное распределение электрического поля $\mathbf{E}_{\alpha(5\to 0)}$

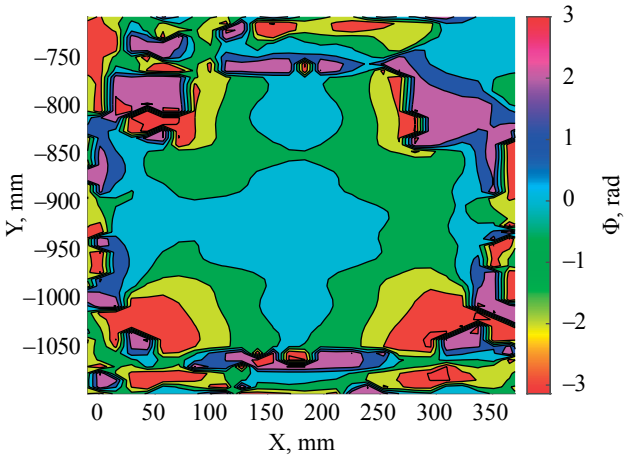


Рис. 5. Фазовое распределение электрического поля $\mathbf{E}_{\alpha 0}$

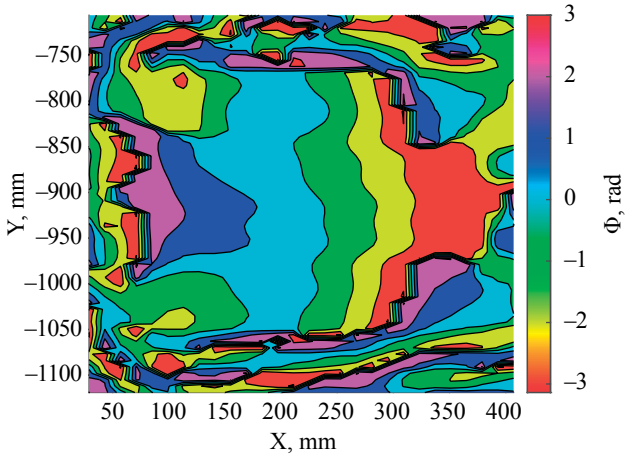


Рис. 6. Фазовое распределение электрического поля $\mathbf{E}_{\alpha 5}$

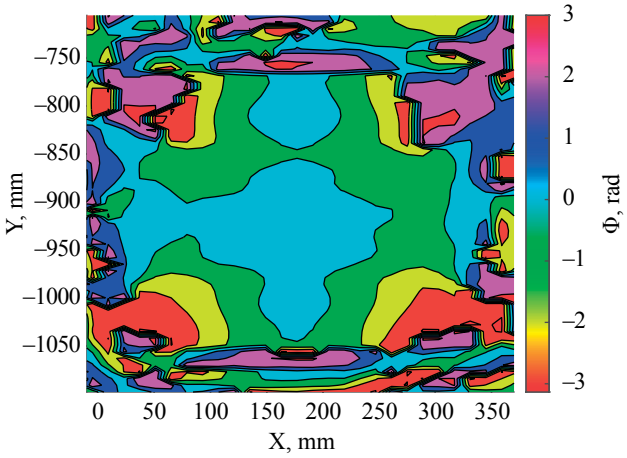
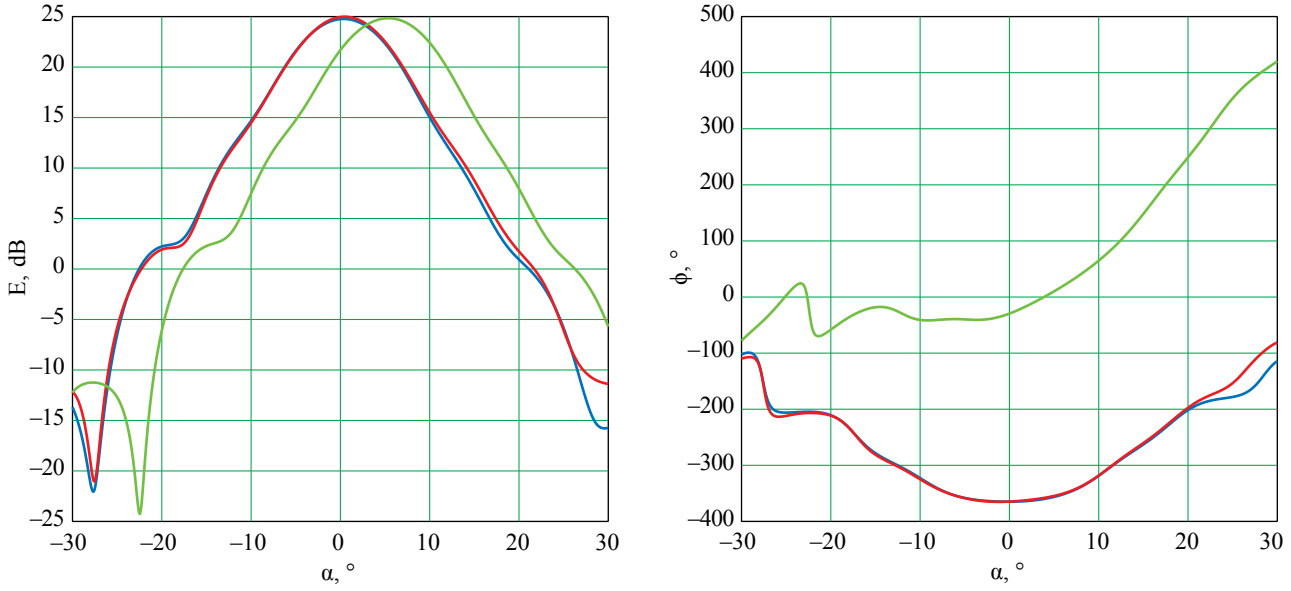


Рис. 7. Фазовое распределение электрического поля $\mathbf{E}_{\alpha(5\to 0)}$

Расчет диаграмм направленности для заданного АФР производился на основании теории углового спектра плоских волн [3–5].

На рисунках 8а и б представлены азимутальные сечения амплитудной (в дБ КУ) и фазовой диаграмм направленности (при угле места,



а б

Рис. 8. Диаграммы направленности в азимутальном сечении: а – АДН; б – ФДН
– α(5→0); – α0; – α5

Таблица

Численные значения некоторых радиотехнических характеристик ИА для амплитудно-фазовых распределений $\mathbf{E}_{\alpha 0}$, $\mathbf{E}_{\alpha 5}$ и $\mathbf{E}_{\alpha(5\to 0)}$

АФР	Максимум ДН, дБ	Ширина ДН по уровню –3/–10 дБ (азимутальное сечение), град	Направление максимума ДН, град	Значение фазы по направлению 0° (азимутальное сечение), град
$\mathbf{E}_{\alpha 0}$	25,0	10,1/20,1	0,5	–4,7
$\mathbf{E}_{\alpha 5}$	24,8	10,4/20,1	5,4	–29,5
$\mathbf{E}_{\alpha(5\to 0)}$	24,8	10,4/20,1	0,4	–4,9

равном нулю), рассчитанные для амплитудно-фазовых распределений $\mathbf{E}_{\alpha 0}$, $\mathbf{E}_{\alpha 5}$ и $\mathbf{E}_{\alpha(5\to 0)}$.

Численные значения некоторых параметров амплитудных и фазовых диаграмм направленности для амплитудно-фазовых распределений $\mathbf{E}_{\alpha 0}$, $\mathbf{E}_{\alpha 5}$ и $\mathbf{E}_{\alpha(5\to 0)}$ приведены в таблице.

Выводы

Как следует из таблицы, имеет место совпадение (с пренебрежимо малыми погрешностями) основных параметров амплитудных диаграмм направленности (таких, как направление и величина максимума главного лепестка, ширина главного лепестка на уровнях –3 и –10 дБ), определенных для пересчитанного АФР ($\mathbf{E}_{\alpha(5\to 0)}$) и исходного АФР ($\mathbf{E}_{\alpha 0}$). Значения фазы по направлению 0° в фазовых диаграммах направленности для исходного и пересчитанного АФР также практически не отличаются друг от друга.

Эти совпадения являются достаточным основанием для того, чтобы метод МПТСПВ мог быть рекомендован для использования при разработке методик настройки ФАР проходного типа.

Литература

1. Жизневский А. К. Сравнительный анализ численных методов пересчета электрического поля на плоскость, не параллельную исходной // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 1. С. 25–32.

2. Matsushima K. Formulation of the rotational transformation of the fields and their application to digital holography // Applied optics. 2008. Т. 47. №.19. С. D110–D116.

3. Kalashnikov V. S. et al. Near-Field Antenna Measurements. Calculations and Facility Design. Springer Singapore, 2021. 135 p.

4. Evans G. E. Antenna measurement techniques. Norwood, MA, Artech House, Inc., 1990. 238 p.

5. Slater D. Near-field antenna measurements. Artech House, 1991. 310 p.

Об авторе

Жизневский Александр Константинович – аспирант Научно-образовательного центра Акционерного общества «Северо-Западный региональный центр Концерна ВКО «Алмаз – Антей» – Обуховский завод», заместитель начальника цеха, АО «ЗРТО», Санкт-Петербург, Российская Федерация.
Область научных интересов: измерения в ближней зоне, настройка антенных решеток.

Experimental verification of the modified method of plane wave spectrum rotational transformation

Zhiznevsky A. K.

Scientific and Educational Centre of Joint Stock Company "Almaz – Antey North-West Regional Centre – Obukhovsky Plant", St. Petersburg, Russian Federation

The paper presents the results of experimental verification of the modified numerical method of plane wave spectrum rotational transformation. The author's method is checked for applicability to transformation of the amplitude-phase distribution of the electric field, measured on a flat surface in the near field of the antenna under study, to another flat surface not parallel to the original one. The experimental setup is described and the sequence of measurements is given. The results of experimental verification are evaluated. The conclusion is made regarding the possibility of practical application of the developed method for adjustment of feedthrough phased antenna arrays.

Keywords: amplitude-phase distribution, plane not parallel to the original one, near-field transformation method, experimental verification, amplitude radiation pattern, phase radiation pattern

Information about the author

Zhiznevsky Aleksandr Konstantinovich – Post-Graduate Student, Scientific and Educational Centre of Joint Stock Company "Almaz – Antey North-West Regional Centre – Obukhovsky Plant", Deputy Workshop Manager, JSC "ZRTO", St. Petersburg, Russian Federation.
Science research interests: near-field measurements, antenna array adjustment.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-30-41
УДК 621.396.67

Калибровка фазированных антенных решеток на открытых полигонах

Е. В. Коротецкий, А. М. Шитиков, В. В. Денисенко

Публичное акционерное общество «Радиофизика», Москва, Российская Федерация

Некоторые фазированные антенные решетки предполагают обслуживание и настройку на открытом полигоне. В связи с этим важной является задача предъявления требований к конфигурации измерительного полигона. Этот вопрос особенно актуален для успешного проведения процедуры калибровки антенной решетки, т. к. известной литературы по этой теме недостаточно. В работе рассмотрены ключевые погрешности, влияющие на результаты калибровки, а также представлен подход для организации и проведения калибровки фазированных антенных решеток на открытых полигонах.

Ключевые слова: калибровка, антенные измерения, погрешность, ФАР, открытый полигон

Для цитирования: Коротецкий Е. В., Шитиков А. М., Денисенко В. В. Калибровка фазированных антенных решеток на открытых полигонах // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 4. С. 30–41. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-30-41

For citation: Korotetskiy Y. V., Shitikov A. M., Denisenko V. V. Calibration of phased arrays at outdoor test ranges // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 4. P. 30–41. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-30-41

Поступила 14.10.2022 *Отрецензирована* 19.10.2022 *Одобрена* 10.11.2022 *Опубликована* 17.01.2023

Введение

В настоящее время антенные системы на базе фазированных антенных решеток (ФАР) получили широкое распространение во всех коммерческих и оборонных системах связи. Неотъемлемой частью жизненного цикла ФАР является процедура определения начальных электрических длин и амплитуд каналов, или начальных коэффициентов передачи (НКП). Эту процедуру принято называть калибровкой [1]. Она выполняется для учета технологического разброса коэффициентов передачи каналов, а также для учета вариаций НКП при замене модулей ФАР, при изменении температуры и вследствие других факторов. Организация измерительных полигонов для калибровки имеет прямое влияние на точность получаемых НКП. Под измерительным полигоном понимается совокупность оборудования, использующегося для калибровки, и область пространства, в котором оно расположено. При калибровке в условиях безэховых камер (БЭК), на закрытом полигоне, его влияние на результаты минимально. Однако на открытых полигонах имеются факторы, негативно сказывающиеся на результатах.

Ряд рекомендаций для организации измерений на открытых полигонах имеется в литературе. В [2] при работе на открытых полигонах рекомендуется выбирать калибровочную (КА) с минимальным уровнем засветки земли. В [3] рассматриваются несколько видов открытых полигонов, геометрия которых связана с рельефом местности: поднятый, наклонный, с падающим рельефом. Даются рекомендации по минимизации отражений: во всех случаях, кроме приземного полигона с интерференционным формированием вспомогательного поля, желательно, чтобы отраженный луч попал в область малых боковых лепестков. В [4] предлагается использовать металлические

© Коротецкий Е. В., Шитиков А. М., Денисенко В. В., 2022

экраны для перенаправления нежелательных отражений контрольного сигнала в сторону от измерительной трассы, а также, при возможности, работать на горизонтальной поляризации для минимизации отражений от земли. В [5] предлагается использовать дифракционные заборы для минимизации отражений от земной поверхности. В статье [6], посвященной вопросам калибровки и измерения ФАР, упоминается, что при работе с ФАР, требующей длительного промежутка времени для калибровки, нужно стараться исключить дрейф коэффициента передачи с течением времени.

Большинство перечисленных рекомендаций либо носят общий характер, безотносительно задачи калибровки ФАР, либо требуют закупки и установки дополнительного оборудования, либо специфических конфигураций измерительных полигонов.

В ПАО «Радиофизика» в связи с производством ФАР, требующих калибровки на открытых полигонах, за последние несколько лет были формализованы факторы, оказывающие определяющее воздействие на результаты калибровки, а также разработан подход для предъявления требований к конфигурации калибровочных стендов на основе этих факторов. Под калибровкой на открытом полигоне понимается работа с ФАР вне лабораторных условий БЭК, в месте эксплуатации: на мобильной платформе или со стационарной ФАР. Калибровка в этих случаях может проводиться по КА либо в зоне Френеля, либо в дальней зоне ФАР. Рассмотренные в статье погрешности и алгоритм калибровки особенно актуальны для крупноапертурных ФАР, для которых калибровка на открытом полигоне по КА является единственным вариантом. Например, если ФАР была собрана и скалибрована в БЭК, то перед транспортировкой в место эксплуатации ее необходимо разобрать, а после сборки на открытом полигоне повторно скалибровать. Стационарные ФАР с размерами апертуры десятки метров невозможно калибровать на закрытом полигоне. В статье представлены выражения для оценки влияния погрешностей измерения мощности контрольного сигнала, определения положения КА относительно апертуры ФАР и попадания в апертуру ФАР помеховых сигналов на результаты определения НКП и диаграмму направленности (ДН) ФАР. Оценки погрешностей нужны для предъявления требований к геометрии открытого полигона. Кроме того, представлена методика калибровки ФАР по секторам, уменьшающая временные затраты на калибровку по секторам, по сравнению с известным способом.

1. Влияние погрешности измерения мощности контрольного сигнала на результаты калибровки

Основным методом, использующимся для калибровки ФАР в ПАО «Радиофизика», является метод REV (Rotation of the Electric field Vector) [7]. Этот метод удобен тем, что использует только измерения мощности контрольного сигнала. Кроме того, при его применении происходит последовательное переключение фазовращателей в каждом канале ФАР. Таким образом, параллельно с калибровкой происходит контроль работоспособности системы управления и СВЧ части ФАР. Оценка погрешности калибровки выполнена для этого метода. Ограничением для использования метода REV является величина суммарного сигнала ФАР. Так, при калибровке антенны, имеющей 1000 каналов, изменение сигнала одного канала на фоне суммарного сигнала антенны будет $10 \lg(1000 / 998) = 0{,}009$ дБ, что меньше погрешности измерений контрольного сигнала при калибровке, т.е. изменения уровня сигнала при коммутации калибруемого канала не будет заметно. Соответственно, в этом случае перед калибровкой необходимо провести процедуру минимизации суммарного сигнала ФАР. Погрешность измерения мощности складывается из систематической погрешности и случайной. Систематическая погрешность, например ошибка измерения сигнала из-за КСВ кабелей измерительного стенда, оказывает слабое влияние на результаты калибровки методом REV, т. к. добавляется как к опорному каналу, так и к тестируемому. Случайная погрешность зависит от шумов в измерительном приборе и в измеряемом объекте. Ее можно исключить многократными

измерениями, но это требует значительных временных затрат.

При проведении расчетов в качестве погрешности измерения мощности рассматривалась именно случайная погрешность. Величина погрешности измерения мощности определяется напрямую, путем проведения многократных прямых измерений контрольного сигнала перед калибровкой с последующим вычислением СКО. На современных приборах эти измерения с вычислением СКО занимают доли секунды. Значение мощности контрольного сигнала, получаемое в дБ с измерительного прибора, необходимо переводить в разы по формуле $10^{0,1}$ дБ. Абсолютная ошибка определения начальной фазы одного канала ФАР вычисляется по формуле [8]:

$$\delta\phi_0 = \frac{\sqrt{L}\varepsilon}{\sqrt{2}\sqrt{(\sum_{l=0}^{L-1} P_l \cos(\Delta l))^2 + (\sum_{l=0}^{L-1} P_l \sin(\Delta l))^2}}, \quad (1)$$

где: L – число состояний фазовращателя;
ε – погрешность измерения мощности;
P_l – замер мощности контрольного сигнала при l-том состоянии фазовращателя;
Δ – фазовый дискрет установки фазовращателя.

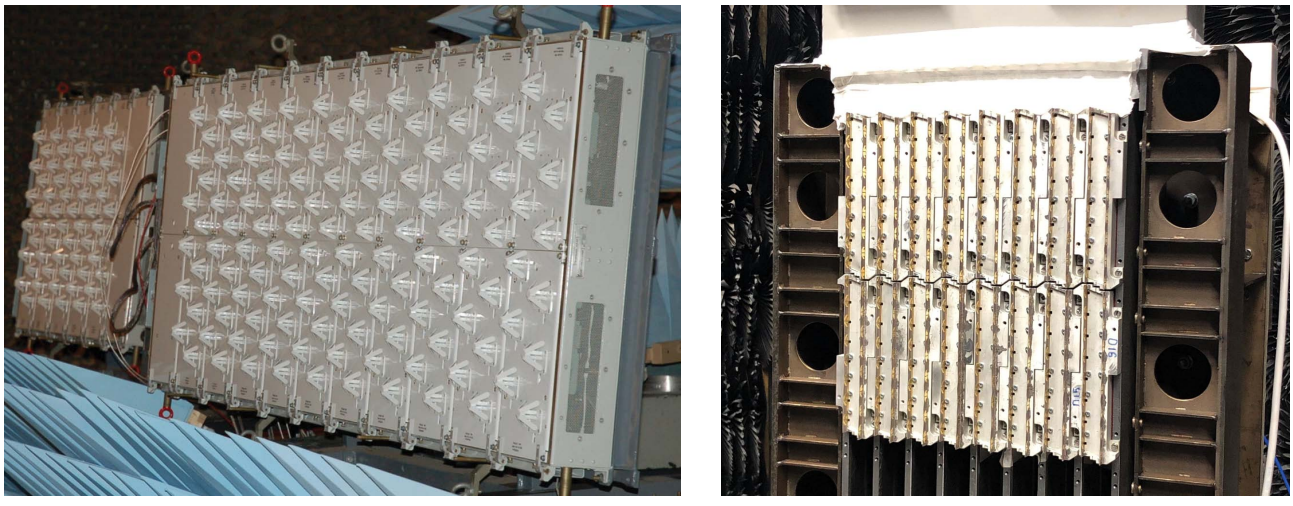
Относительная погрешность определения начальной амплитуды одного канала рассчитывается по формуле:

$$\delta A_0 = \frac{\sqrt{2L}\varepsilon}{\sum_{l=0}^{L-1} P_l + \sqrt{\left(\sum_{l=0}^{L-1} P_l\right)^2 - 4\left(\left(\sum_{l=0}^{L-1} P_l \cos(\Delta l)\right)^2 + \left(\sum_{l=0}^{L-1} P_l \sin(\Delta l)\right)^2\right)}}. \quad (2)$$

Полученные оценки погрешностей были сопоставлены с погрешностями, полученными при калибровке приемной ФАР L-диапазона для мобильной станции системы спутниковой связи и приемной ФАР X-диапазона, показанными на рисунке 1. Антенна L-диапазона содержит 120 каналов с шестиразрядными фазовращателями. Размер апертуры антенны – 10λ × 4λ (λ – длина волны). Антенна X-диапазона содержит 256 каналов также с шестиразрядными фазовращателями. Размер апертуры антенны – 8λ × 9λ.

В ФАР L-диапазона работа велась с группой из 14 каналов, а в ФАР X-диапазона калибровались 16 каналов.

Для определения погрешностей определения НКП каналов ФАР калибровка одной и той же группы каналов производилась 10 раз. По этой выборке вычислялась среднеквадратическая ошибка (СКО) начальной фазы для каждого канала. Полученная СКО сравнивалась с оценкой, вычисленной по (1). Результаты эксперимента показаны на рисунке 2, где представлены графики вычисленных



а б

Рис. 1. а – ФАР L-диапазона на измерительном стенде в БЭК. Приемная часть – на переднем плане;
б – макет ФАР X-диапазона на измерительном стенде в БЭК

СКО начальных фаз каналов после калибровки, а также графики оценок погрешностей начальных фаз, рассчитанных по (1). Из рисунка 2 можно видеть, что значения СКО фаз каналов, полученные в эксперименте, близки к значениям фазовой погрешности, определяемой оценкой (1). Средние значения ошибок определения начальных фаз для группы каналов ФАР *L*-диапазона после 10 калибровок и после расчета по (1) составили 1,1 и 1,2 градуса, а для ФАР *X*-диапазона 4,0 и 3,8 градуса соответственно.

2. Влияние ошибки установки КА относительно апертуры ФАР на результаты калибровки

При калибровке методом REV по КА, расположенной в зоне Френеля, распределение комплексного поля в раскрыве отлично от равномерного, но при известных координатах КА может быть пересчитано к случаю дальней зоны домножением на комплексный коэффициент. Если координаты расположения фазового центра КА учтены неверно, НКП будут вычислены с ошибкой. Рассмотрено влияние смещения калибровочной антенны (рис. 3) вдоль апертуры Δx, и по нормали к апертуре Δz, на фазовое распределение в апертуре ФАР и форму ДН.

Было определено, что в случае ошибки установки КА вдоль апертуры фазовая ошибка в апертуре линейной ФАР после калибровки будет иметь линейную и кубическую зависимость [9]:

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(\frac{\Delta x}{z_c}\right),\ \Delta\varphi(x_i) = \pi\frac{\Delta x}{\lambda}\frac{x_i^3}{z_c^3}, \qquad (3)$$

где: λ – длина волны;
x_i – координата i-го канала ФАР.

В случае ошибки установки КА по нормали к апертуре фазовая ошибка в апертуре линейной ФАР после калибровки будет иметь квадратичную зависимость:

$$\Delta\varphi(x_i) = \pi\frac{\Delta z}{\lambda}\frac{x_i^2}{z_c^2}. \qquad (4)$$

Для проверки влияния смещения КА на фазовое распределение в апертуре после калибровки в соответствии с формулами (3) и (4) был проведен эксперимент. Работа велась с крупноапертурной приемной ФАР S-диапазона размером 31λ × 31λ (рис. 4). КА

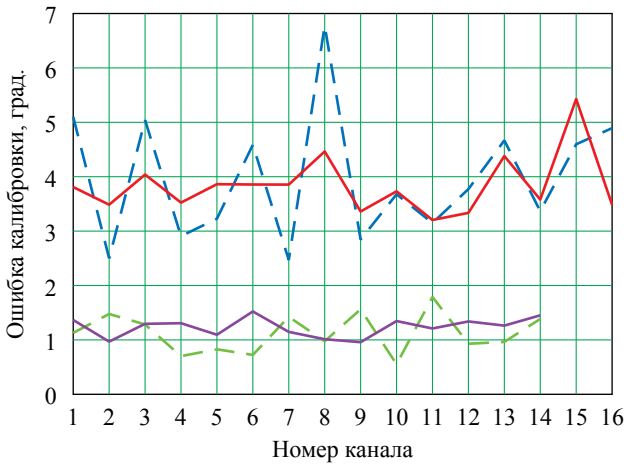


Рис. 2. Результаты расчета ошибки определения начальных фаз каналов приемных ФАР *L, X* диапазонов
– ФАР X ошибка REV 10 калибровок;
– ФАР X ошибка REV расчет по ф. (1);
– ФАР L ошибка REV 10 калибровок;
– ФАР L ошибка REV расчет по ф. (1)

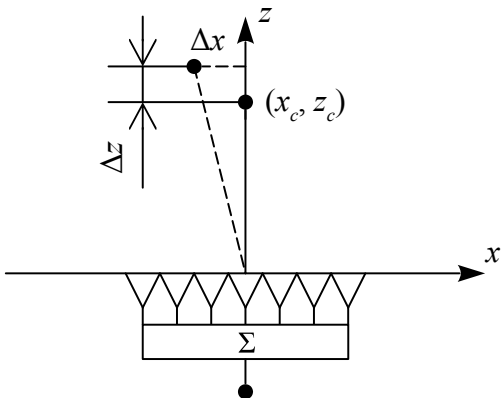


Рис. 3. Смещение калибровочной антенны из заданной точки x_c, z_c

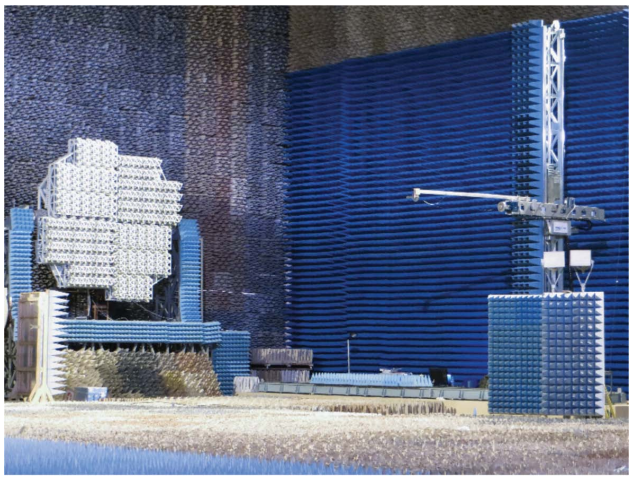


Рис. 4. ФАР в процессе калибровки в БЭК

смещалась из положения, в котором она находилась на первом этапе, на величину 3λ в плоскости, параллельной апертуре ФАР, и вдоль нормали к плоскости апертуры. После каждого нового положения КА производилась калибровка методом REV, затем полученный результат пересчитывался в дальнюю зону с учетом несмещенного положения КА. После этого для проверки (3) и (4) производились измерения фазового распределения в апертуре на планарном сканере и восстановление ДН ФАР. На рисунке 5 представлены измеренные фазовые распределения в апертуре ФАР при смещении КА 3λ вдоль апертуры и по нормали к апертуре соответственно. Легко видеть, что результаты измерений и расчета по (3), (4) совпадают. Девиация фазы в центре апертуры на графиках сечений связана с конструктивными особенностями ФАР. Влияние квадратичных и кубических фазовых ошибок в апертуре на форму ДН хорошо известно [10], поэтому восстановленные ДН в статье не приводятся.

3. Влияние переотражений контрольного сигнала на результаты калибровки

При калибровке в лабораторных условиях можно считать, что переотражения от стен БЭК пренебрежимо малы, так что в апертуре антенны присутствует только сигнал КА. При калибровке на открытых полигонах переотражений от подстилающих поверхностей избежать невозможно. Таким образом, наряду с сигналом

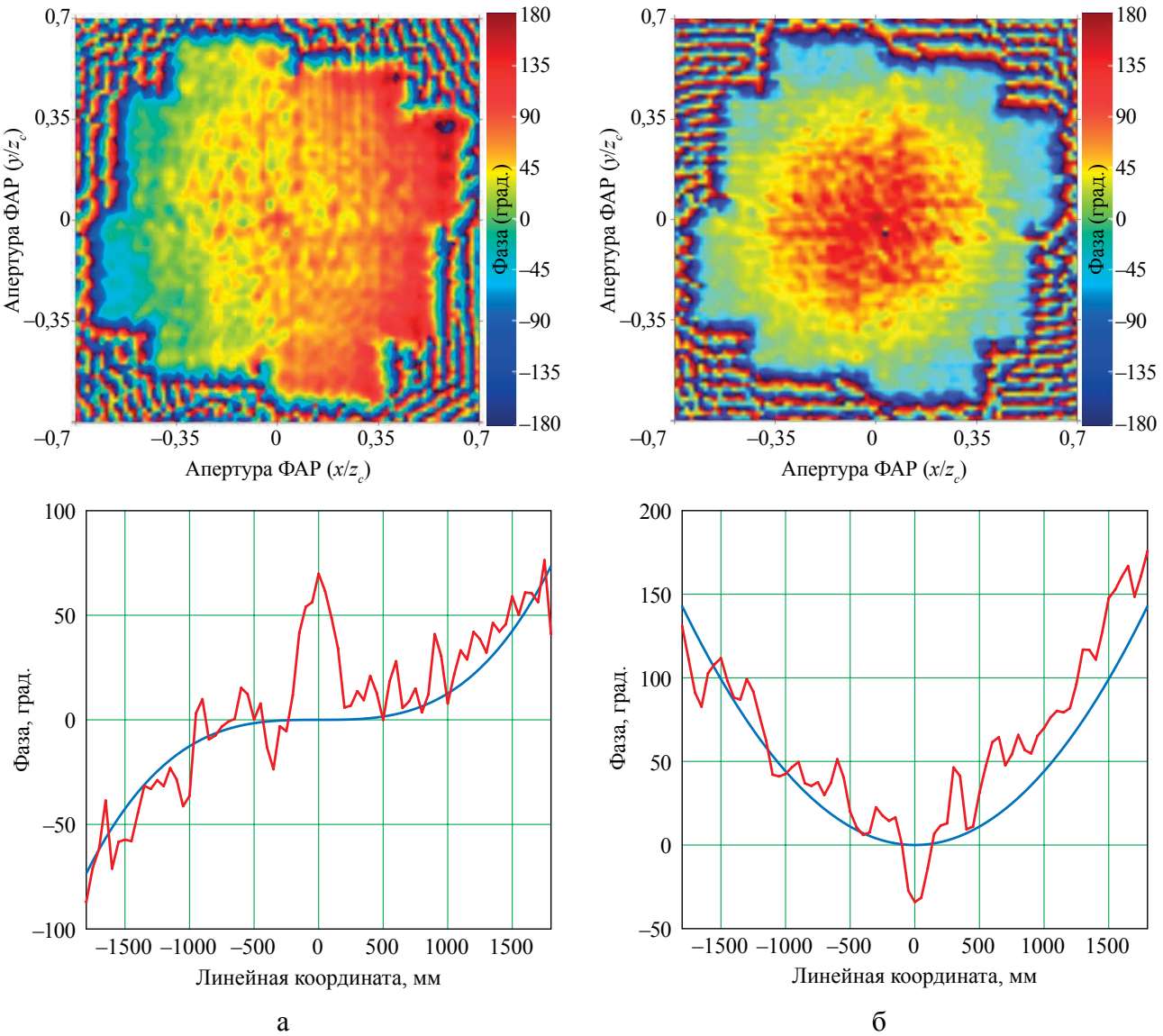


Рис. 5. Фазовые распределения в апертуре ФАР при погрешности установки КА 3λ вдоль апертуры (а) и по нормали к апертуре (б) и их горизонтальные сечения

КА в апертуре калибруемой ФАР присутствует сигнал от рассеивателей – результат переотражений сигнала КА (рис. 6). Помеховый сигнал при этом когерентен калибровочному сигналу. При наличии сигнала от рассеивателя происходит интерференция полезной волны с рассеянной волной. Последняя представляет собой волну на той же частоте, приходящую с некоторого направления. При этом, хотя сигнал от рассеивателя может находиться за пределами сравнительно острой ДН калибруемой антенны, он, тем не менее, может оказывать существенное влияние на результаты калибровки, пока находится в пределах парциальной ДН единичного элемента ФАР.

Было показано [11], что в результате калибровки с наличием рассеивателя НКП будут определяться с ошибкой:

$$\hat{\dot{G}}_i^0 = \dot{G}_i^0\left(1+\frac{\dot{B}_i}{\dot{E}_{вхi}}\right),$$

где: $\dot{G}_i^0$ – истинный НКП i-го канала ФАР;
$\dot{E}_{вхi}$ – контрольный сигнал на входе i-го канала ФАР;
$\dot{B}_i$ – комплексная амплитуда рассеивателя на входе i-го канала ФАР.

Ниже представлены выражения для ДН ФАР при расположении КА и рассеивателя в зоне Френеля после калибровки по фазе и амплитуде и только по фазе. При амплитудно-фазовом управлении:

$$\dot{A}(\theta,\varphi) = \dot{a}(\theta,\varphi)\sum_i e^{j(\mathbf{k}(\theta,\varphi),\mathbf{r}_i)} + \\ + \dot{a}(\theta,\varphi)\sum_i \frac{|\dot{a}'_i||\dot{b}'_i|\rho_i|\dot{\beta}|}{|\dot{a}_i||\dot{b}_i|r_i} e^{j(k\rho_i - kr_i+\pi)} e^{j(\mathbf{k}(\theta,\varphi),\mathbf{r}_i)}. \quad (5)$$

При фазовом управлении:

$$\dot{A}(\theta,\varphi) = \dot{a}(\theta,\varphi)\sum_i |\dot{G}_i^0| e^{j(\mathbf{k}(\theta,\phi),\mathbf{r}_i)} + \\ + \dot{a}(\theta,\varphi)\frac{|\dot{\beta}|}{2}\sum_i |\dot{G}_i^0| \frac{|\dot{a}'_i||\dot{b}'_i|\rho_i}{|\dot{a}_i||\dot{b}_i|r_i} e^{(jkr_i - jk\rho_i)} e^{j(\mathbf{k}(\theta,\varphi),\mathbf{r}_i)} - \quad (6) \\ - \dot{a}(\theta,\varphi)\frac{|\dot{\beta}|}{2}\sum_i |\dot{G}_i^0| \frac{|\dot{a}'_i||\dot{b}'_i|\rho_i}{|\dot{a}_i||\dot{b}_i|r_i} e^{-(jkr_i - jk\rho_i)} e^{j(\mathbf{k}(\theta,\varphi),\mathbf{r}_i)},$$

где: $\dot{a}(\theta, \varphi)$ – обобщенная ДН излучателя ФАР в направлении θ, φ;
k – волновое число;
$\dot{\beta}$ – комплексный коэффициент, указывающий на соотношение комплексных амплитуд первичной и рассеянной волн на рассеивателе;
r_i – расстояние от точки рассеяния P до i-го излучателя;
ρ_i – расстояние от КА до i-го излучателя;
$\dot{a}'_i$ – ДН рассеивателя в направлении i-го излучателя;
$\dot{b}'_i$ – ДН i-го излучателя в направлении рассеивателя;
$\dot{a}_i$ – ДН КА в направлении i-го излучателя;
$\dot{b}_i$ – ДН i-го излучателя в направлении КА;
R – радиус-вектор от начала сферической системы координат, связанной с апертурой

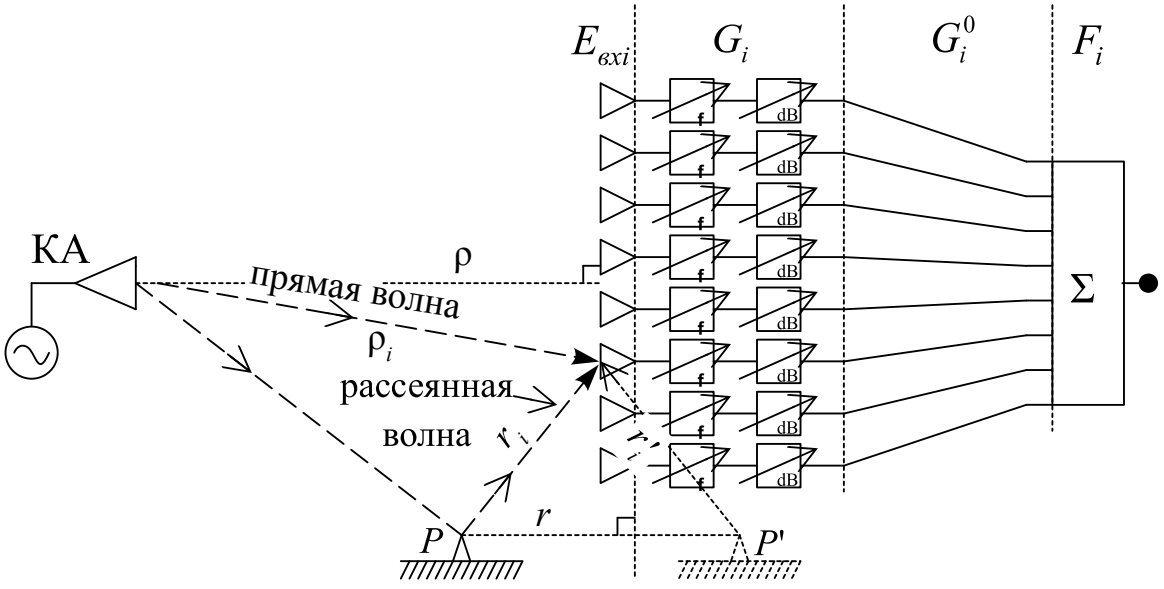


Рис. 6. Схема калибровки ФАР на прием с помощью КА при наличии в апертуре поля от рассеивателя

ФАР, до точки наблюдения в дальней зоне ФАР;

$\mathbf{k} = k\mathbf{R} / R$ – волновой вектор;

R – расстояние от начала сферической системы координат, связанной с апертурой ФАР, до точки наблюдения в дальней зоне ФАР;

$\mathbf{r}_i$ – радиус-вектор от начала сферической системы координат, связанной с апертурой ФАР, до i-го элемента ФАР.

Дополнительные слагаемые, приводящие к искажениям ДН ФАР, представляющие собой сферические волны из формул (5) и (6), показаны на рисунке 7. Также на рисунке 7 показаны систематические погрешности для двух других вариантов взаимного расположения КА, рассеивателя и ФАР. Геометрооптическая структура волн, определяющих систематическую ошибку при калибровке ФАР с наличием рассеивателя P, показана там же. На основании полученных результатов были сделаны следующие выводы. При формировании ДН после калибровки в апертуре ФАР с амплитудно-фазовым управлением (5) наряду с плоской волной формируется сферическая волна с мнимым фокусом P', ограниченная лучами AA' и BB' (рис. 7а). Чем ближе источник рассеяния P к апертуре AB, тем шире сектор углов излучения этой сферической волны. При удалении рассеивателя P от апертуры ФАР сектор излучения сферической волны сужается и в пределе становится нулевым, что соответствует участку плоской волны.

При формировании ДН после калибровки в апертуре ФАР только с фазовым управлением (6) наряду с плоской волной формируются две сферические волны (рис. 7б): первая – волна

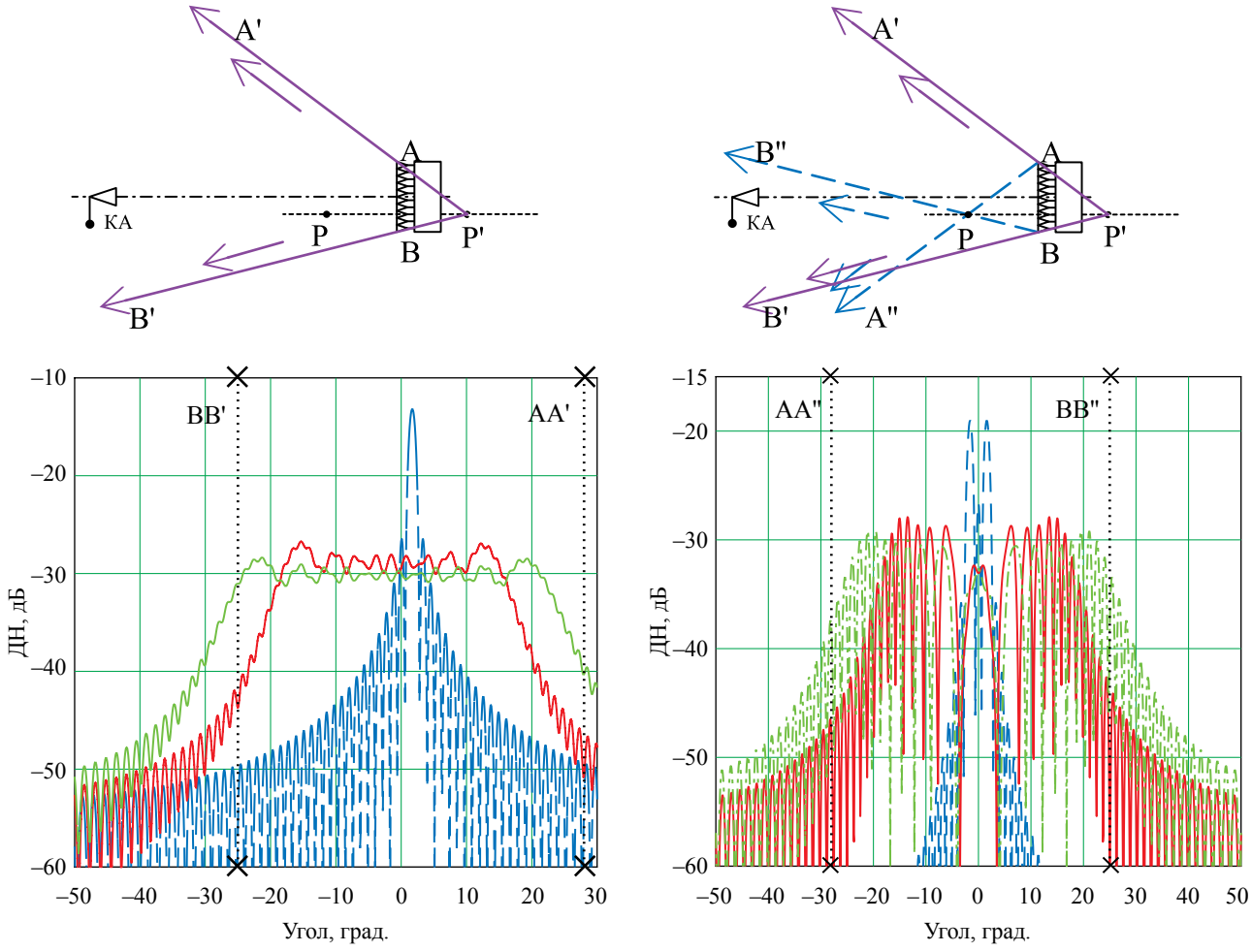


Рис. 7. Геометрооптические лучи волн при калибровке ФАР с наличием рассеивателя и соответствующие им систематические погрешности ДН ФАР: а – амплитудно-фазовое управление в каналах ФАР; б – управление только фазами в каналах ФАР

с мнимым фокусом *P'*, ограниченная лучами AA' и BB', вторая – волна с действительным фокусом *P*, ограниченная лучами AA'' и BB''. Чем ближе источник рассеяния *P* к апертуре AB, тем шире секторы углов излучения обеих сферических волн. При удалении рассеивателя *P* от апертуры ФАР секторы излучения этих волн сужаются и в пределе получаются два участка плоских волн.

4. Калибровка ФАР по секторам с использованием совмещения НКП

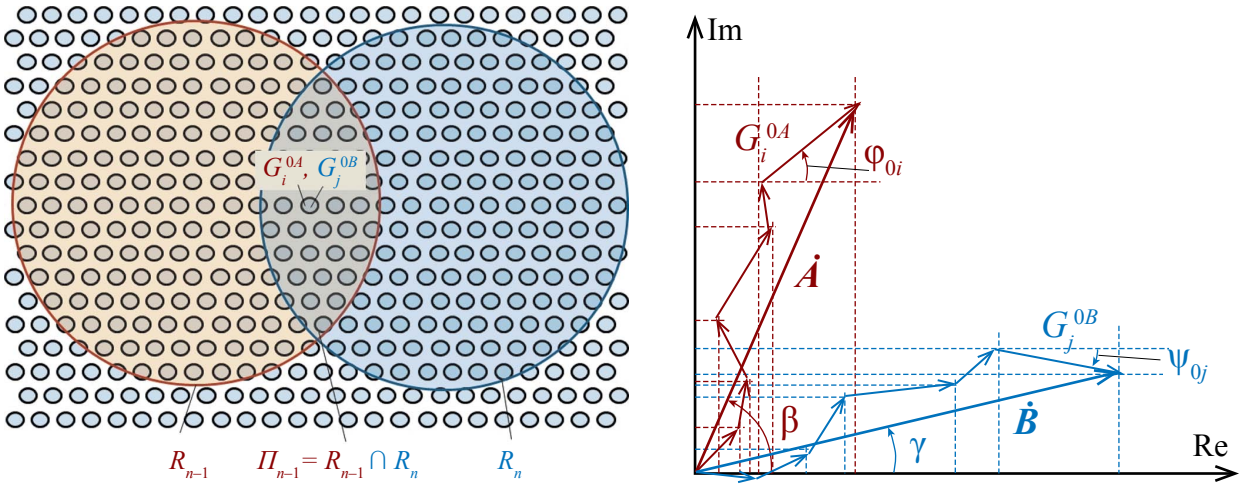
Калибровка крупноапертурных ФАР в зоне Френеля используется из-за двух преимуществ по сравнению с дальней зоной. Во-первых, отпадает необходимость в протяженных калибровочных трассах, во-вторых, чем меньше расстояние между калибровочной антенной и апертурой ФАР, тем дальше в боковом излучении относительно главного луча ФАР будет находиться источник рассеяния, рассмотренный в разделе выше. Соответственно, и мощность его будет меньше, т. к. будет происходить его подавление за счет единичной ДН элемента решетки. Однако из-за близости КА к апертуре и из-за больших размеров последней возбуждение элементов ФАР на краях апертуры может быть на несколько дБ меньше, чем в центре, из-за амплитудной ДН КА. Соответственно, при калибровке элементов на краях апертуры можно даже не увидеть девиации мощности контрольного сигнала при коммутации фазовращателей. В этой ситуации было предложено калибровать части ФАР либо одной антенной из разных положений, либо несколькими антеннами из разных точек относительно апертуры ФАР. Для того чтобы после такой калибровки совместить НКП фрагментов апертуры, обычно используется тот же метод REV, но при этом группы ранее скалиброванных каналов выступают как один канал [12]. Авторы предлагают отказаться от калибровки групп между собой, а вместо этого формировать группы каналов с перекрытием, чтобы в двух независимых группах были одни и те же каналы. Дальнейшую процедуру совмещения начальных коэффициентов передачи каналов в группах из разных секторов назовем «сшивкой» [8].

Рассмотрим ФАР, апертура которой разделена на N пересекающихся секторов R_n (рис. 8а). Калибровка каналов ФАР в каждом секторе выполняется независимо с помощью соответствующей КА. В результате такой калибровки формируется N наборов комплексных НКП. В каждых двух соседних секторах R_{n-1} и R_n имеется пересечение $П_{n-1}$, в котором расположены каналы, участвующие в двух независимых калибровках. НКП каналов, входящих в пересечение $П_{n-1}$ соседних секторов R_{n-1} и R_n, должны быть одинаковы при выполнении двух независимых калибровок каналов в этих секторах, однако фактически они отличаются из-за различия комплексных амплитуд опорных сигналов и ошибок измерений.

Обозначим через $\dot{G}_i^{0A}$ НКП, полученные при калибровке сектора R_{n-1}, а через $\dot{G}_i^{0B}$ – НКП, полученные при калибровке сектора R_n. Для сшивания этих НКП предположим, что каналы, входящие в пересечение $П_{n-1}$, освещены разными КА, расположенными в дальней зоне, но так, что амплитуды возбуждения на всех входах одинаковы, т.е. $\dot{A}_{вхi} \equiv 1$. Все управляемые коэффициенты передачи каналов приведем в начальное состояние, т.е. $\dot{G}_i \equiv 1$. В этом случае сигнал на выходе каждого канала равен его НКП, и, соответственно, сумма сигналов от каналов в $П_{n-1}$ равна сумме их НКП. Суммарный сигнал на выходе каналов, входящих в $П_{n-1}$, рассчитанный по результатам калибровки сектора R_{n-1}, составляет $\dot{A}_{n-1} = \sum_i \dot{G}_i^{0A}$. А суммарный сигнал на выходе этих же каналов, рассчитанный на основе калибровки каналов сектора R_n, составляет $\dot{B}_n = \sum_j \dot{G}_j^{0B}$, где: i, j – номера каналов, входящих в $П_{n-1}$. Сшивание НКП каналов в секторах R_{n-1} и R_n выполним из условия равенства векторов $\dot{A}_{n-1}$ и $\dot{B}_n$ в области пересечения $П_{n-1}$ (рис. 8б). Для этого НКП $\dot{G}_j^{0B}$ каналов n-го сектора, полученные на первом этапе калибровки, умножим на комплексное число $\dot{C}_n = C_n \cdot e^{i\chi}$, определяемое соотношением:

$$\dot{C}_n = \dot{A}_{n-1} / \dot{B}_n. \qquad (7)$$

Если в каналах ФАР предусмотрено только управление фазами, то $|\dot{C}_n| = 1$, и с помощью (7) «сшиваются» только массивы фаз. Формула



а б

Рис. 8. Калибровка ФАР по секторам: а – пересекающиеся секторы ФАР для независимой калибровки; б – векторная диаграмма начальных коэффициентов передачи каналов, расположенных на пересечении двух соседних секторов

для оценки погрешности сшивания начальных фаз в зависимости от числа каналов, используемых при сшивании, и от количества процедур сшивания имеет вид:

$$\Delta_{M,Q} = \Delta\varphi_0 \sqrt{\frac{2M}{Q}},$$

где: $\Delta\varphi_0$ – абсолютная погрешность определения начальной фазы (из (1));
M – количество процедур сшивания;
Q – количество каналов в пересечении секторов.

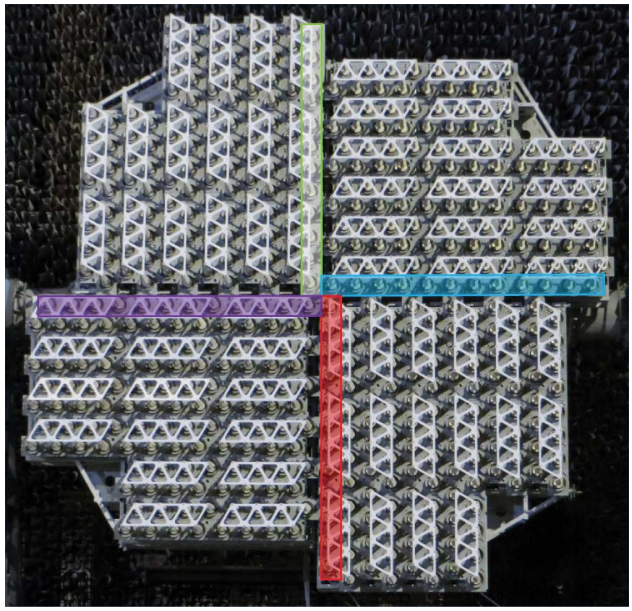
Разработанная методика калибровки каналов ФАР по секторам применена для определения НКП каналов крупноапертурной приемной ФАР S-диапазона с размером апертуры 31λ × 31λ. Антенная решетка имеет 512 каналов с шестиразрядными фазовращателями. Апертура ФАР была разделена на четыре сектора по числу подрешеток. В каждом секторе выделены 12 каналов для сшивания НКП каналов в соседних секторах. На рисунке 9а они показаны цветными прямоугольниками. КА устанавливалась последовательно в четыре положения напротив геометрического центра сектора в зоне Френеля ФАР. В каждом положении КА калибровался один сектор, включая группу каналов для сшивания. После калибровки каналов в секторах, путем сшивания по (7) был сформирован единый массив НКП ФАР.

На рисунке 9б показаны начальные фазы 12 каналов в области пересечения секторов 3 и 4 после калибровки секторов по отдельности. На рисунке 9в показаны начальные фазы этих же секторов после процедуры сшивки. Фаза сшивки составила ≈220°. Ограничениями на использование представленного алгоритма сшивки является ограничение на использование метода REV, описанное в п. 1, а также выбранная стратегия сшивки секторов между собой, т.к. ошибка сшивки накапливается при переходе от одного сектора к другому. Последнее означает, что если первый сшиваемый сектор находится с одного края апертуры, а последний с противоположного края, то после сшивки может иметь место некоторое смещение главного максимума ДН ФАР из центрального положения.

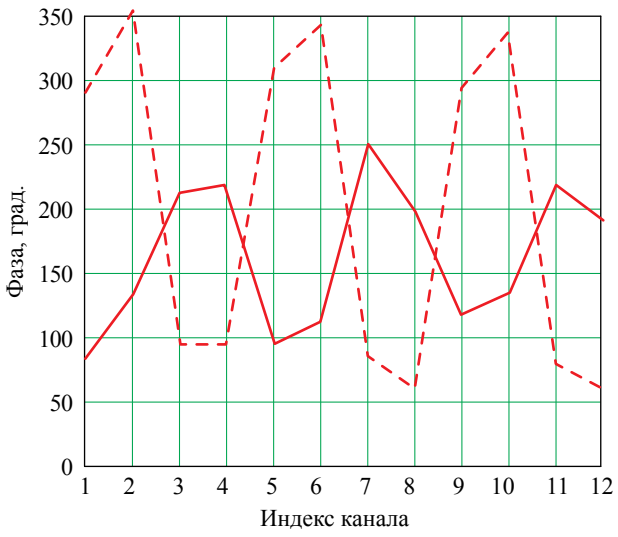
Заключение

На основании рассмотренных факторов, имеющих ключевое влияние на результаты калибровки, можно сформулировать общий подход для организации и проведения процедуры калибровки ФАР на открытых полигонах:

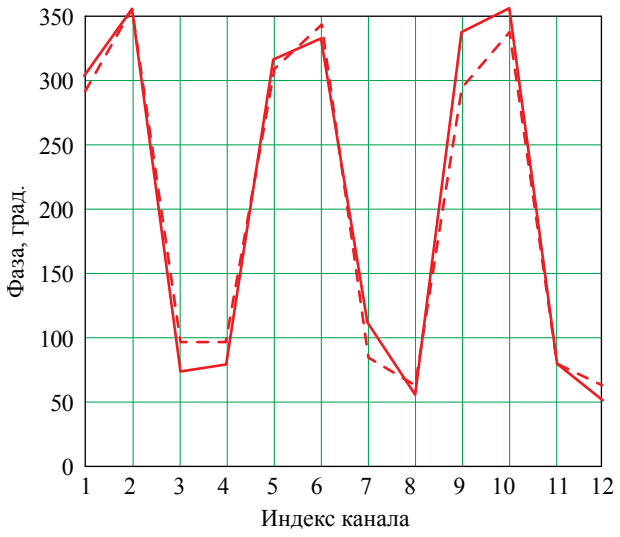
а) Исходя из габаритов ФАР и производственной целесообразности определиться с размерами измерительного полигона, а также с его конфигурацией в соответствии с общеизвестными рекомендациями. При калибровке крупноапертурных ФАР с расположением



а



б



в

Рис. 9. Калибруемая по секторам ФАР с указанием каналов в пересечениях групп (а). Сравнительные графики начальных фаз каналов из области сшивания секторов 4 и 3 без учета (б) и с учетом (в) фазы сшивки ≈220°

КА в зоне Френеля выгодно располагать КА как можно ближе к апертуре ФАР, т.к. в этом случае возможные искажения ДН ФАР будут находиться на больших значениях углов боковых лепестков ДН по сравнению со случаем расположения КА дальше от апертуры (п. 3);

б) После выбора конфигурации измерительного полигона рассчитать ДН ФАР после калибровки с наличием помехового сигнала в апертуре по формулам из п. 3. Далее произвести оценку результатов и поменять конфигурацию измерительного полигона в случае необходимости;

в) Если конфигурация измерительного полигона подходит и калибровку планируется проводить по КА в зоне Френеля ФАР, рассчитать допустимые линейные ошибки определения положения КА относительно апертуры ФАР по формулам из п. 2. Задать требования на точность определения положения КА по результатам расчета;

г) На измерительном полигоне непосредственно перед калибровкой рассчитать прогнозные значения ошибок по формулам из п. 1. Если значения ошибок получились неприемлемыми, необходимо изменить значение

мощности опорного сигнала ФАР коммутацией фазовых состояний в каналах, которые выбраны за опорные. Или изменить набор каналов, выбранных за опорные. Рассчитать прогнозные значения ошибок калибровки повторно. Если изменение мощности сигнала опорного канала не помогло уменьшить прогнозные значения ошибки калибровки, нужно подумать над изменением конфигурации измерительного стенда. Например, можно уменьшить расстояние между КА и апертурой ФАР или поменять КА на антенну с бóльшим значением коэффициента усиления. Если есть возможность, отключить часть каналов ФАР и калиброваться по секторам;

д) После оценки ошибок калибровки провести калибровку ФАР REV методом или с использованием сшивки НКП.

Представленный в работе подход для организации и проведения процедуры калибровки ФАР на открытых полигонах используется в ПАО «Радиофизика» при калибровке ФАР в процессе эксплуатации.

Авторы выражают благодарность Юракову Г.И., Медухину А.А., Сусерову Ю.А. за помощь при проведении экспериментов.

Список литературы

1. Бондарик А. В., Шитиков А. М., Шубов А. Г. Опыт использования в многоканальных фазированных антенных решетках поэлементных методов калибровки без применения фазометрической аппаратуры // Антенны. 2005. № 1(92). С. 15–21.

2. Бубнов Г. Г., Никулин С. М., Серяков Ю. Н., Фурсов С. А. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР. М.: Радио и связь, 1988. 120 с.

3. Цейтлин Н. М., Захарьев Л. Н., Леманский А. А. Методы измерения характеристик антенн СВЧ. М.: Радио и связь, 1985. 368 с.

4. Blake L. V., Long M. W. Antennas: Fundamentals, design, measurement. SciTech Publishing, 2009. 477 p.

5. Burberry R. A. VHF and UHF antennas. Peter Peregrinus Ltd., 1992, 301 p.

6. Hasset K. Phased array antenna calibration measurement techniques and methods // EUCAP 2016. The 10th European Conference on Antennas and Propagation, 10–15 April 2016, Davos, Switzerland. URL: https://www.nsi-mi.com/images/Technical_Papers/2016/EUCAP2016_KH_Phased_Array_Antenna_Calibration_Measurement.pdf

7. Mano S. K. T. A Method for Measuring Amplitude and Phase of Each Radiation Element of a Phased Array Antenna // Trans. IECE. 1982. Vol. J65-B. P. 555–560.

8. Korotetskiy Ye. V., Shitikov A. M., Denisenko V. V. Phased array antenna calibration problems including in-service and multi-element PAA calibration // IATT. 2013. P. 405–407.

9. Korotetskiy Ye. V., Shitikov A. M., Denisenko V. V. Phased Array Antenna Calibration with Probe Positioning Errors // IEEE Antennas and propagation magazine. 2016. P. 65–70.

10. Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г. Антенны УКВ. Ч. 1. М.: Связь, 1977. 384 с.

11. Коротецкий Е. В., Шитиков А. М. Оценка влияния близкорасположенного помехового сигнала при калибровке на результирующую ДН ФАР // Радиотехника. 2012. № 13. С. 40–44.

12. Россельс Н. А., Шишлов А. В., Шитиков А. М. Активные фазированные антенные решетки – некоторые вопросы настройки и обслуживания // Радиотехника. 2009. № 4. С. 64–70.

Об авторах

Коротецкий Егор Валерьевич – инженер публичного акционерного общества «Радиофизика», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: теория антенн, фазированные антенные решетки.

Шитиков Александр Михайлович – кандидат технических наук, руководитель отдела фазированных антенных решеток публичного акционерного общества «Радиофизика», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: теория антенн, фазированные антенные решетки.

Денисенко Владимир Викторович – кандидат физико-математических наук, начальник отдела антенной и микроволновой инженерии публичного акционерного общества «Радиофизика», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: антенно-фидерные устройства.

Calibration of phased arrays at outdoor test ranges

Korotetskiy Y. V., Shitikov A. M., Denisenko V. V.

Public Joint Stock Company "Radiofizika", Moscow, Russian Federation

Certain phased arrays are meant to be serviced and adjusted at an open test site. It is important to establish the requirements for the configura-tion of an instrumented test site. This issue is critical for successful phased array calibration because there is a lack of reference scientific literature concerning the problem at hand. The paper describes the key measurement errors that affect calibration results, and also represents an approach to the technique and procedure of phased array calibration at open test sites.

Keywords: calibration, antenna measurements, measurement error, phased array, open test site

Information about the authors

Korotetskiy Yegor Valerievich – Engineer, Public Joint Stock Company "Radiofizika", Moscow, Russian Federation.
Science research interests: antenna theory, phased arrays.

Shitikov Aleksandr Mikhailovich – Candidate of Engineering Sciences, Head of Phased Array Engineering Department, Public Joint Stock Company "Radiofizika", Moscow, Russian Federation.
Science research interests: antenna theory, phased arrays.

Denisenko Vladimir Viktorovich – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Head of Antenna and Microwave Engineering Department, Public Joint Stock Company "Radiofizika", Moscow, Russian Federation.
Science research interests: antenna-feeder devices.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-42-51
УДК 621.396.969

Способ автоматической стабилизации диаграммы направленности антенны при адаптивной компенсации помех

П. Е. Шимкин[1,2]

[1] *Акционерное общество «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», Москва, Российская Федерация*

[2] *Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», Москва, Российская Федерация*

Предложено применимое на практике решение по реализации адаптивного компенсатора (АКП) активных шумовых помех (АШП) с автоматической стабилизацией формы диаграммы направленности антенны (ДНА), а также сниженным числом обусловленности промежуточных матричных вычислений. Приведено сравнительное исследование влияния дискретной и адаптивной регуляризации помеховой ковариационной матрицы или исходной выборки на параметры ДНА при работе радиолокационной станции с АКП АШП. Путем применения методов имитационного статистического моделирования и программирования подтверждена эффективность предложенного решения.

Ключевые слова: адаптивный компенсатор активных шумовых помех, регуляризация помеховой ковариационной матрицы, стабилизация формы диаграммы направленной антенны, снижение числа обусловленности

Для цитирования: Шимкин П. Е. Способ автоматической стабилизации диаграммы направленности антенны при адаптивной компенсации помех // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 4. С. 42–51. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-42-51

For citation: Shimkin P. E. A method of automatic stabilization of an antenna radiation pattern with adaptive jammer cancellation // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 4. P. 42–51. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-42-51

Поступила 27.11.2022 *Отрецензирована* 14.12.2022 *Одобрена* 23.12.2022 *Опубликована* 17.01.2023

Введение

Теоретические основы наиболее известных [1–6] методов и алгоритмов адаптивной компенсации (АКП) активных шумовых помех (АШП) в импульсно-доплеровских радиолокационных станциях (РЛС) с фазированной антенной решеткой (ФАР) оперируют информацией, содержащейся в помеховой ковариационной матрице (ПКМ) и предполагают точное ее знание. В практических случаях ПКМ априорно неизвестна и в качестве нее используется максимально правдоподобная апостериорная оценка, рассчитываемая по конечной выборке данных с вспомогательных приемных каналов (ВПК). Точность оценки ПКМ, связанная с ограничением размера выборки, оказывает влияние на параметры адаптивной ДНА основного приемного канала (ОПК) при дальнейшем ее применении в алгоритмах АКП АШП.

Показателями качества АКП АШП при работе РЛС, помимо значений коэффициента подавления в направлении АШП и отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) на выходе системы АКП АШП, являются также значения параметров адаптивной ДНА ОПК, динамически меняющиеся при обновлении оценки ПКМ и дальнейшем ее применении в алгоритме АКП АШП, а именно: повышение уровня боковых лепестков (УБЛ) и смещение положения максимума относительно исходной ДНА ОПК.

© Шимкин П. Е., 2022

Физической основой дестабилизации вышеуказанных параметров при работе РЛС с включенной системой АКП АШП является разброс шумовых собственных значений ПКМ. Для его уменьшения в [7] предложен метод дискретной регуляризации ПКМ, заключающийся в аддитивной добавке к диагональным элементам оцененной ПКМ некоторого константного значения, сравнимого с уровнем собственного шума в пространственных каналах РЛС. В [3, 4] в качестве частных рекомендаций по выбору вышеуказанной константы предложены ее значения, находящиеся в диапазоне от 1 до 10 от мощности собственного шума в ВПК и ОПК. Работы [8–10] посвящены исследованию влияния значения дискретного коэффициента регуляризации на ОСПШ на выходе системы АКП АШП, а также выводу математических соотношений, теоретически позволяющих определить ограничения величины данного параметра.

В настоящее время интерес представляет исследование и предложение способов и алгоритмов расчета адаптивного значения коэффициента регуляризации ПКМ. Так, в работах [11–14] предложены способы обратного восстановления ПКМ, а в [15–17] исследованы оптимальные алгоритмы, использующие адаптивную регуляризацию ПКМ на основании вычисления шумовых собственных значений ПКМ.

Несмотря на то что указанные исследования решают указанную научную проблему, их практическая реализация отличается высокой алгоритмической сложностью, например требует точного вычисления собственных чисел ПКМ, и все еще не позволяет в полной мере реализовать адаптивную регуляризацию ПКМ в реальном масштабе времени.

Настоящая работа посвящена исследованию алгоритмически эффективного с практической точки зрения способа вычисления адаптивного коэффициента регуляризации ПКМ, впервые предложенного в работе [18], для его применения к проблеме автоматической стабилизации ДНА ОПК.

Постановка задачи

Обобщенная структурная схема АКП АШП с применением линейной M-элементной ФАР для формирования ОПК и A-элементной ФАР для формирования N ВПК изображена на рисунке 1.

На каждый элемент ФАР в k-й момент времени принимается аддитивная смесь

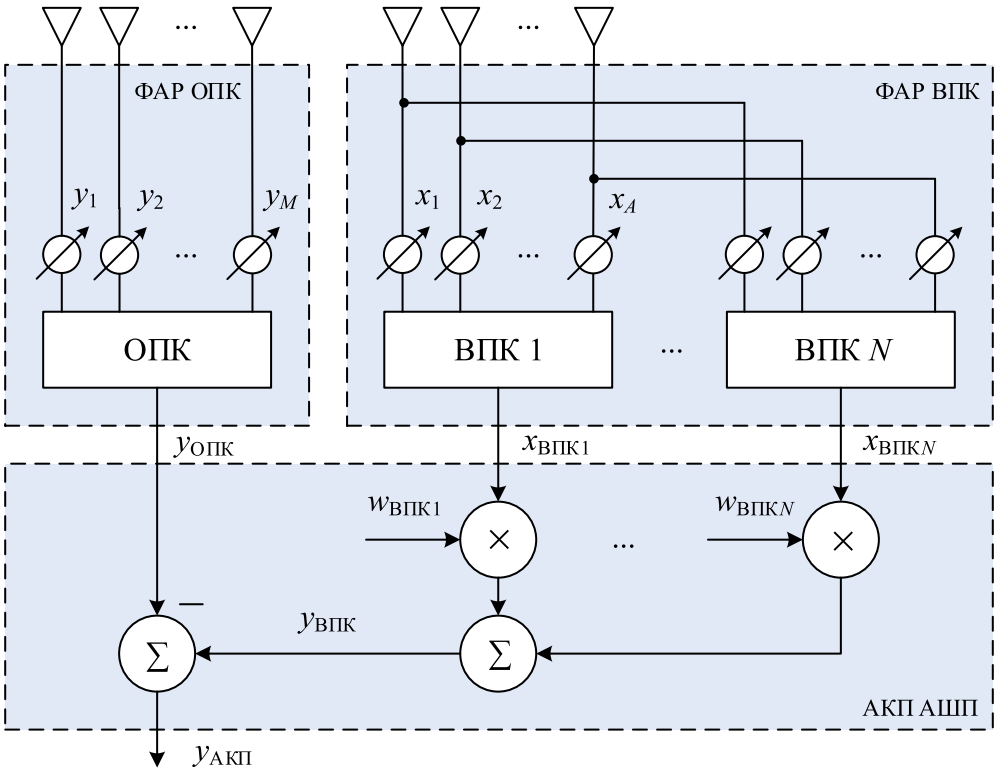


Рис. 1. Структурная схема АКП АШП с ОПК и N ВПК

сигнала от цели с направления $\alpha_{Ц}$, помехи от L источников АШП с направлений $\alpha_{Пj}$ и шума (1):

$$\begin{gathered}\mathbf{x}(k) = \mathbf{x}_{Ц}(k) + \mathbf{x}_{П}(k) + \mathbf{x}_{Ш}(k),\\ \mathbf{x}_{Ц}(k) = s(k)\,\mathbf{a}(\alpha_{Ц});\ \mathbf{x}_{П}(k) = \sum_{j=1}^{L} i_j(k)\,\mathbf{a}(\alpha_{Пj});\\ \mathbf{x}_{Ш}(k) = n(k),\\ \mathbf{a}(\alpha) = \left[1, e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\alpha}, \ldots, e^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\alpha}\right]^T;\end{gathered} \quad (1)$$

где $\mathbf{x}(k) = [x_1(k) \ldots x_N(k)]^T$ – выборка данных в k-й момент времени с N элементов ФАР; $\mathbf{x}_{Ц}(k)$, $\mathbf{x}_{П}(k)$, $\mathbf{x}_{Ш}(k)$ – выборка данных в k-й момент времени сигнала от цели, помехи и шума; $s(k)$, $i(k)$, $n(k)$ – огибающие в k-й момент времени формы сигнала, помехи и шума; $\mathbf{a}(\alpha)$ – управляющий вектор ФАР в направлении α; $(\cdot)^T$ – оператор транспонирования.

Далее (1) в процессе формирования ОПК и N ВПК преобразуется в (2):

$$\begin{gathered}y_{ОПК}(k) = \mathbf{b}_{ОПК}^H\,\mathbf{x}(k);\\ \mathbf{x}_{ВПК}(k) = \mathbf{C}_{ВПК}^H\,\mathbf{x}(k),\end{gathered} \quad (2)$$

где $y_{ОПК}(k)$ – данные в k-й момент времени с выхода схемы формирования ОПК; $\mathbf{b}_{ОПК} = [b_1 \ldots b_M]^T$ – вектор для формирования ОПК; $\mathbf{x}_{ВПК}(k) = [x_{ВПК_1}(k) \ldots x_{ВПК_N}(k)]^T$ – выборка данных в k-й момент времени с выхода схемы формирования N ВПК; $\mathbf{C}_{ВПК} = [\mathbf{c}_1 \ldots \mathbf{c}_N]$ – матрица для формирования N ВПК; $\mathbf{c}_{ВПК} = [c_1 \ldots c_A]^T$ – вектор для формирования одного из ВПК; $(\cdot)^H$ – оператор сопряжения по Эрмиту.

Как правило, матрица для формирования N ВПК в (2) рассчитывается с учетом следующих требований: 1) максимального перекрытия боковых лепестков ДНА ОПК в целях сохранения эффективности АКП с множественных направлений АШП; 2) минимально возможного провала ДНА N ВПК в надире для минимизации отклика N ВПК в направлении на цель в случае присутствия эхосигнала от цели в выборке данных для оценки ПКМ.

В общем случае решением задачи АКП АШП является взвешенное суммирование N ВПК с дальнейшей их компенсацией из ОПК (3):

$$\begin{gathered}y_{АКП}(k) = y_{ОПК}(k) - y_{ВПК}(k);\\ y_{ВПК}(k) = \mathbf{w}_{ВПК}^H\,\mathbf{x}_{ВПК}(k),\end{gathered} \quad (3)$$

где $y_{АКП}(k)$ – данные в k-й момент времени с выхода АКП АШП; $\mathbf{w}_{ВПК} = [w_1 \ldots w_N]^T \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ – вектор весовых коэффициентов N ВПК.

Оптимальные весовые коэффициенты N ВПК в (3) определяются путем максимизации ОСПШ в ОПК на выходе АКП АШП. Для этого одним из эффективных и распространенных решений является применение метода с непосредственным обращением КМ (НОКМ) (4):

$$\mathbf{w}_{ВПК}^{НОКМ} = \mathbf{R}_{ВПК}^{-1}\,\mathbf{r}_{ОВПК}^{НОКМ}, \quad (4)$$

где $\mathbf{R}_{ВПК} \in \mathbb{C}^{N\times N}$ – ковариационная матрица (КМ) N ВПК; $\mathbf{R}_{ВПК}^{-1} \in \mathbb{C}^{N\times N}$ – обратная матрица к КМ; $\mathbf{r}_{ОВПК}^{НОКМ} = [r_1 \ldots r_N]^T \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ – вектор взаимной корреляции ОПК и N ВПК.

В предположении некоррелированности сигнала от цели, помех и шума в (1) и с учетом требований к (2) КМ, фигурирующая в (4), представляется суммой отдельных составляющих и содержит информацию только о мощности и направлениях на L АШП и мощности шума (5), т.е. характеризует ПКМ:

$$\begin{gathered}\mathbf{R}_{ВПК} = \mathbf{C}_{ВПК}^H\mathbf{R}\mathbf{C}_{ВПК} \approx \mathbf{C}_{ВПК}^H(\mathbf{R}_{П} + \mathbf{R}_{Ш})\mathbf{C}_{ВПК};\\ \mathbf{R} = \mathbf{R}_{Ц} + \mathbf{R}_{П} + \mathbf{R}_{Ш};\\ \mathbf{R}_{Ц} \triangleq E\left[\mathbf{x}_{Ц}(k)\mathbf{x}_{Ц}^H(k)\right] = \sigma_{Ц}^2\mathbf{a}(\alpha_{Ц})\mathbf{a}^H(\alpha_{Ц});\\ \mathbf{R}_{П} \triangleq E\left[\mathbf{x}_{П}(k)\mathbf{x}_{П}^H(k)\right] = \sum_{j=1}^{A}\left|i_j(k)\right|^2\mathbf{a}(\alpha_{Пj})\mathbf{a}^H(\alpha_{Пj}) =\\ = \sum_{j=1}^{A}\sigma_{Пj}^2\mathbf{a}(\alpha_{Пj})\mathbf{a}^H(\alpha_{Пj});\\ \mathbf{R}_{Ш} \triangleq E\left[\mathbf{x}_{Ш}(k)\mathbf{x}_{Ш}^H(k)\right] = \sigma_{Ш}^2\mathbf{I},\end{gathered} \quad (5)$$

где $\mathbf{R}_{Ц}$, $\mathbf{R}_{П}$, $\mathbf{R}_{Ш} \in \mathbb{C}^{A\times A}$ – КМ сигнала от цели, АШП и шума; $E[\cdot]$ – оператор математического ожидания; $\sigma_{Ц}^2$ – мощность сигнала от цели; $\sigma_{Ш}^2$ – мощность собственного шума; $\sigma_{Пj}^2$ – мощность j-го АШП; $\mathbf{I} \in \mathbb{C}^{A\times A}$ – единичная матрица.

В реальных приложениях ПКМ априорно неизвестна и в качестве нее используется максимально правдоподобная апостериорная оценка по K отсчетам выборки данных с N ВПК (6):

$$\hat{\mathbf{R}}_{ВПК} \triangleq E\left[\mathbf{x}_{ВПК}\mathbf{x}_{ВПК}^H\right] = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\mathbf{x}_{ВПК}(k)\mathbf{x}_{ВПК}^H(k), \quad (6)$$

где $\hat{\mathbf{R}}_{ВПК} \in \mathbb{C}^{N\times N}$ – оценка ПКМ.

Аналогично (6) для расчета второго множителя в (4) используется (7):

$$\hat{\mathbf{r}}_{\text{ОВПК}}^{\text{НОКМ}} \triangleq E\left[\mathbf{x}_{\text{ВПК}} y_{\text{ОПК}}^{*}\right] = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\mathbf{x}_{\text{ВПК}}(k)\, y_{\text{ОПК}}^{*}(k). \quad (7)$$

Наиболее критичной является оценка (6), т.к. именно она участвует в операции обращения ПКМ, приводит к квазиоптимальному решению задачи по (4) и оказывает влияние на параметры адаптивной ДНА ОПК.

С точки зрения ОСПШ на выходе системы АКП АШП известна [1–6] зависимость, позволяющая определить математическое ожидание потерь в связи с оценкой ПКМ (8):

$$E\left[\text{ОСПШ}_{\text{ОПК}}^{\text{АКП}}\right] = \frac{K+2-N}{K+1}. \quad (8)$$

Так, для ограничения потерь в ОСПШ ОПК после АКП АШП на уровне 0,5 (–3 дБ) необходимо и достаточно провести оценку ПКМ (5) по $K = 2N - 3$ отсчетам выборки с N ВПК. В практических случаях K выбирается в 10 и более раз превышающем количество ВПК, тем самым ограничивая потери в ОСПШ ОПК после АКП на уровне –0,45 дБ и менее.

По показателю УБЛ ДНА ОПК при работе АКП АШП известна [1–6] зависимость, обратно пропорционально зависящая от K (9):

$$E\left[\text{УБЛ}_{\text{ОПК}}^{\text{АКП}}\right] = \frac{1}{K+1}. \quad (9)$$

При современных требованиях к УБЛ ДНА ОПК на уровне –40 дБ и менее согласно (9) потребуется выборка данных с N ВПК для оценки ПКМ, превосходящая $\sim 10^4$ отсчетов. При работе РЛС в режиме среднего и быстрого темпа обзора пространства с расчетом весовых коэффициентов АКП АШП в каждом периоде зондирования РЛС выполнение данного требования практически нереализуемо, что задает противоречие между параметрами адаптивной ДНА ОПК при работе АКП АШП и заданной кинематикой обзора РЛС.

По показателю смещения максимума ДНА ОПК при работе АКП АШП в настоящее время отсутствует анализ и точное либо приближенное выражение для расчета, в связи с чем в данной работе будут приведены результаты имитационного моделирования с указанием относительных значений данного показателя.

Предлагаемое решение

Связь ПКМ и ее оценки (6) можно представить в виде (10):

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}} = \mathbf{R}_{\text{ВПК}} + \beta\mathbf{D}, \quad (10)$$

где β – масштабирующая константа; $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{N\times N}$ – матрица случайных значений с нулевым средним и единичной дисперсией.

В (10) второе слагаемое является аддитивной ошибкой оценки ПКМ и представляет собой разницу между априорной и апостериорной ПКМ. Для нейтрализации влияния этой ошибки на значения математического ожидания вышеуказанных параметров ДНА ОПК в настоящее время широко применяется метод регуляризации, который для АКП АШП с НОКМ математически представим в виде (11):

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}}^{\text{РЕГ}} = \hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}} + \delta\mathbf{I} = \mathbf{R}_{\text{ВПК}} + \beta\mathbf{D} + \delta\mathbf{I}, \quad (11)$$

где δ – коэффициент регуляризации; $\mathbf{I} \in \mathbb{C}^{N\times N}$ – единичная матрица.

Одним из способов вычисления оптимального значения параметра δ в (11) при условии высоких значений ОПШ или при большом значении K, т.е. $||\mathbf{R}_{\text{ВПК}} + \delta\mathbf{I}|| >> \beta||\mathbf{D}||$ и $\delta << \mathbf{R}_{\text{ВПК}}(i,i)$, $i \in 1...N$ является (12) [18–20]:

$$\sigma\left[\hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}}(i,i)\right] \le \delta \ll \text{tr}\left(\hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}}\right)/N, \quad (12)$$

где $\sigma(\cdot)$ – среднеквадратическое отклонение (СКО); $\hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}}(i,i)$, $i \in 1...N$ – диагональные элементы матрицы $\hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}}$; $\text{tr}(\hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}})$ – след матрицы $\hat{\mathbf{R}}_{\text{ВПК}}$.

Следует также отметить, что при реализации метода НОКМ в аппаратуре с ограничением разрядности вычислений, например в формате плавающей точки одинарной точности (IEEE 754 32 бита), необходимо перейти к вычислению (4) согласно модифицированному методу обращения КМ (МОКМ) [3, 4] (13), (14):

$$\mathbf{w}_{\text{ВПК}}^{\text{МОКМ}} = \mathbf{R}_1^{-1}\mathbf{r}_{\text{ОВПК}}^{\text{МОКМ}}; \quad (13)$$

$$\mathbf{r}_{\text{ОВПК}}^{\text{МОКМ}} = \mathbf{Q}_1^{H} y_{\text{ОПК}}, \quad (14)$$

где $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{K\times K}$, $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{K\times N}$ – соответствующие компоненты результата QR-разложения выборки $\mathbf{x}_{\text{ВПК}}$; $\mathbf{R}_1 = \mathbf{R}(1{:}N,:) \in \mathbb{C}^{N\times N}$; $\mathbf{Q}_1 = \mathbf{Q}(:,1{:}N)$

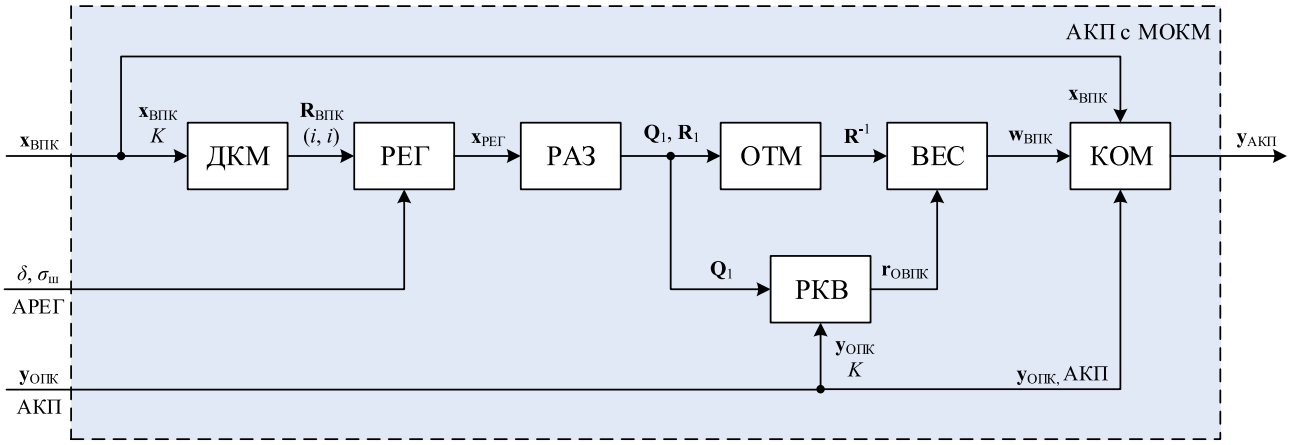


Рис. 2. Структурная схема АКП АШП с МОКМ и регуляризацией

$\in \mathbb{C}^{K\times N}$ – матрицы сокращенной размерности от $\mathbf{Q}$ и $\mathbf{R}$ соответственно; $\mathbf{R}_1$ – треугольная матрица; $\mathbf{r}_{ОВПК}^{МОКМ} \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ – результат произведения $\mathbf{Q}_1^H$ и $y_{ОПК}$.

Как будет показано далее по результатам моделирования, такой переход связан с возрастающим числом обусловленности матриц, участвующих в промежуточных вычислениях (4) в исходном виде при высоких значениях ОПШ на входе АКП АШП, влияющим на значение ОСПШ на выходе АКП АШП.

Согласно (13–14) основным отличием МОКМ от НОКМ является наличие операции ортогонализации исходной выборки данных с N ВПК с помощью QR-разложения, позволяющей снизить число обусловленности матриц, участвующих в дальнейших вычислениях.

При этом для регуляризации исходной выборки данных с N ВПК при реализации АКП АШП с МОКМ аналогичное (11) будет определяться (15) [4]:

$$\mathbf{x}_{ВПК}^{РЕГ} = \left[\mathbf{x}_{ВПК};\ \delta\sqrt{K}\mathbf{I}\right], \qquad (15)$$

где [;] – операция конкатенации; $\mathbf{I} \in \mathbb{C}^{N\times N}$ – единичная матрица.

Тогда схему устройства АКП АШП с МОКМ и регуляризацией можно представить структурой, изображенной на рисунке 2, на котором приняты следующие условные обозначения: ДКМ – устройство вычисления диагональных элементов КМ согласно (6); РЕГ – устройство регуляризации исходной выборки данных с N ВПК согласно (15); РАЗ – устройство вычисления QR-разложения исходной выборки данных с N ВПК; ОТМ – устройство вычисления обратной треугольной матрицы в (13); РКВ – устройство вычисления корреляционного вектора согласно (14); ВЕС – устройство вычисления весовых коэффициентов согласно (8); КОМ – устройство компенсации согласно (3); АРЕГ – признак адаптивной регуляризации согласно (12) (АРЕГ = 1/0 – включена/выключена адаптивная регуляризация; АРЕГ = 0 – включена дискретная регуляризация с фиксированным коэффициентом регуляризации, при этом если $\delta = 0$, то регуляризация отсутствует); АКП – признак применения рассчитанных весовых коэффициентов (АКП = 1/0 компенсация помех включена/выключена).

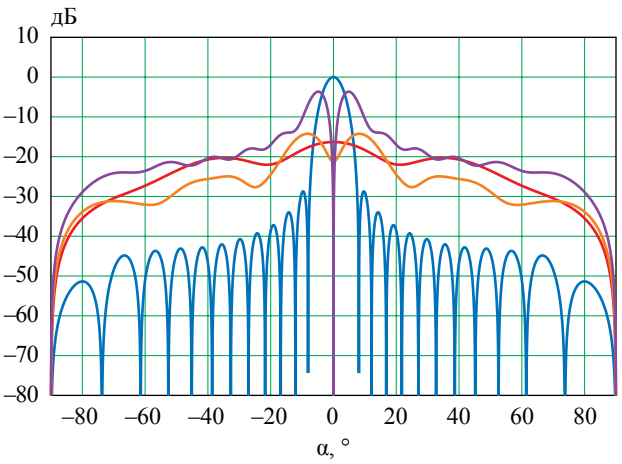


Рис. 3. ДНА ОПК и ВПК

– ОПК; – ВПК 1; – ВПК 2; – ВПК 3

Результаты моделирования

В качестве частных параметров моделирования используются следующие значения: $M = A = 14$; $N = 6$; $d/\lambda = 0{,}8$. ДНА ОПК и 6 ВПК (3 попарно одинаковых) показаны на рисунке 3.

Решается одномерная задача АКП в азимутальном направлении нормально распределенной АШП с использованием фиксированной выборки по $K = 128$ отсчетам данных с 6 ВПК, полученных в конце рабочей дистанции каждого периода зондирования РЛС; количество испытаний Монте-Карло $T = 10^3$.

Качественные и количественные результаты моделирования АКП АШП с НОКМ и МОКМ при вычислениях в арифметике IEEE 754 и варьируемом значении ОПШ на входе АКП АШП в направлении 1 АШП показаны на рисунке 4.

Как следует из рисунка 4, при ОПШ на входе АКП АШП более 50 дБ наблюдается деградация ОСПШ на выходе АКП АШП, качественно проявляющаяся в недостаточном провале ДНА в направлении на АШП. Этот факт связан с тем, что при вычислении по методу НОКМ число обусловленности ПКМ при относительно высоком ОПШ или высоком отношении максимального к минимальному собственному значению ПКМ превосходит ~10^4, рисунок 5а. При прочих равных условиях, в связи с отсутствием вычисления ПКМ в прямой форме, вычисление по методу МОКМ оперирует матрицами с числом обусловленности ~10^2, т.е. в корень раз меньше, что с используемым форматом арифметики вычислений является достаточным для сохранения линейности зависимости, показанной на рисунке 5б.

Исследуемыми показателями качества АКП АШП, как упоминалось ранее

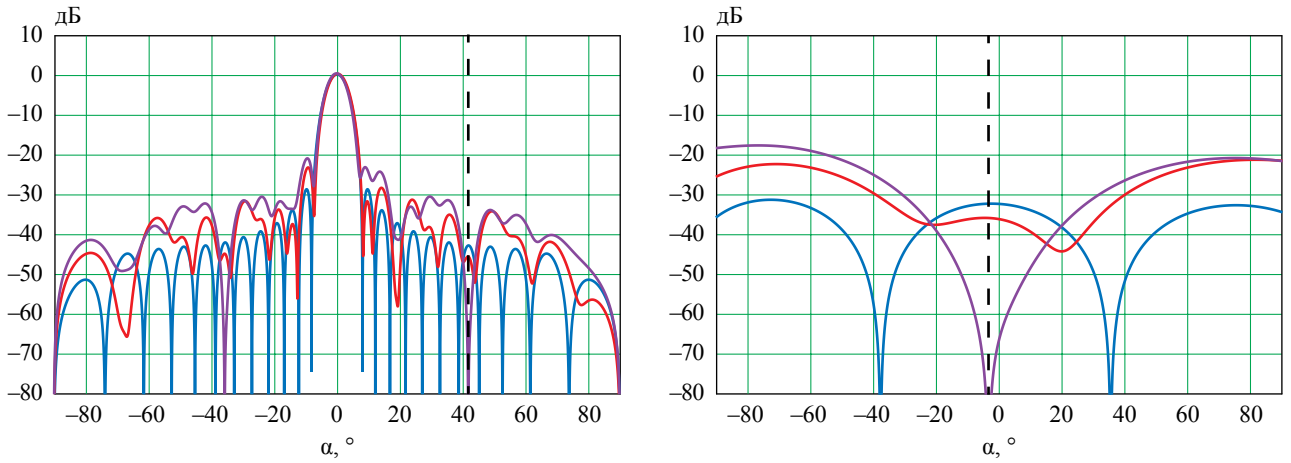


Рис. 4. ДНА ОПК до и после применения АКП АШП с НОКМ и МОКМ при ОПШ ~55 дБ:
а) исходный масштаб; б) увеличенный масштаб в направлении АШП
– до АКП; – после АКП с НОКМ; – после АКП с МОКМ; – – – – направление АШП

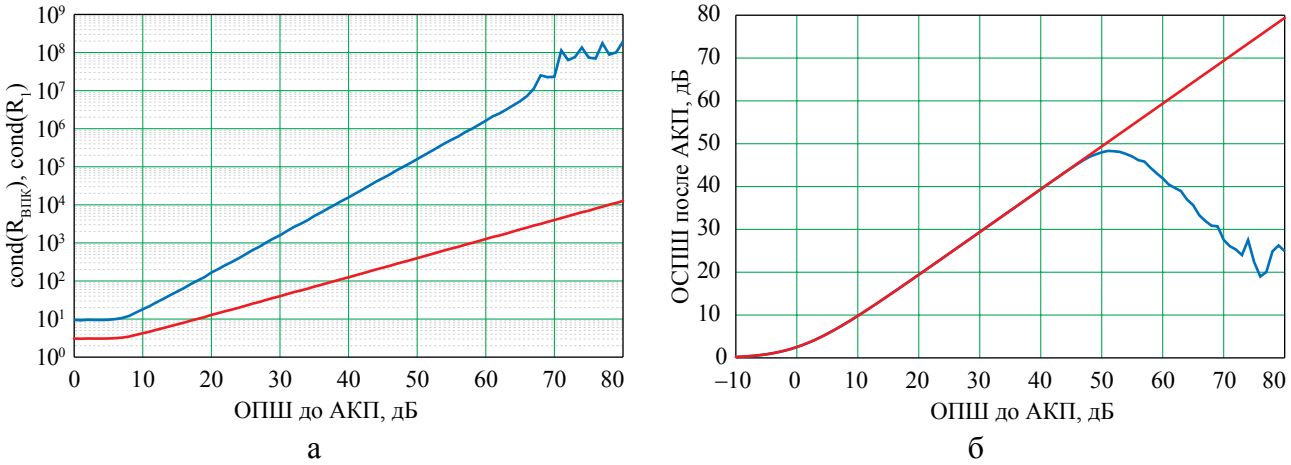


Рис. 5. Зависимости от ОПШ на входе АКП: а) значения числа обусловленности; б) значения ОСПШ на выходе АКП АШП
– АКП с НОКМ; – АКП с МОКМ

и как можно заметить из рисунка 4а, являются следующие параметры ДНА ОПК при работе РЛС с АКП АПШ: повышение УБЛ и смещение положения максимума ДНА ОПК относительно исходной ДНА ОПК (16):

$$|\Delta_{\text{ПМ}}| = \frac{1}{T}\sum_{i=1}^{T}\left|\arg\max\left[\text{ДНА}_{\text{ОПК}}(i)\right] - \arg\max\left[\text{ДНА}_{\text{ОПК}}^{\text{АКП}}(i)\right]\right|. \quad (16)$$

Качественное влияние регуляризации исходной выборки данных для заданных параметров статистического моделирования изображено на рисунке 6.

Для количественного сравнения на рисунке 7 в виде соответствующих кривых и штриховых линий показаны результаты моделирования, полученные путем применения адаптивной регуляризации исходной выборки данных согласно левой крайней границе в (12), дискретной регуляризации с коэффициентом регуляризации согласно (17) и без регуляризации ($\delta = 0$):

$$\sigma_{\text{ш}} \le \delta \le k\sigma_{\text{ш}}, \quad (17)$$

где $\sigma_{\text{ш}}$ – максимальное значение мощности собственного шума среди N ВПК и ОПК; k – масштабирующая константа при дискретной регуляризации.

Кроме того, интерес представляет влияние регуляризации исходной выборки на ОСПШ при работе РЛС в динамике. Так, в РЛС с механическим сканированием по азимуту со скоростью вращения антенны,

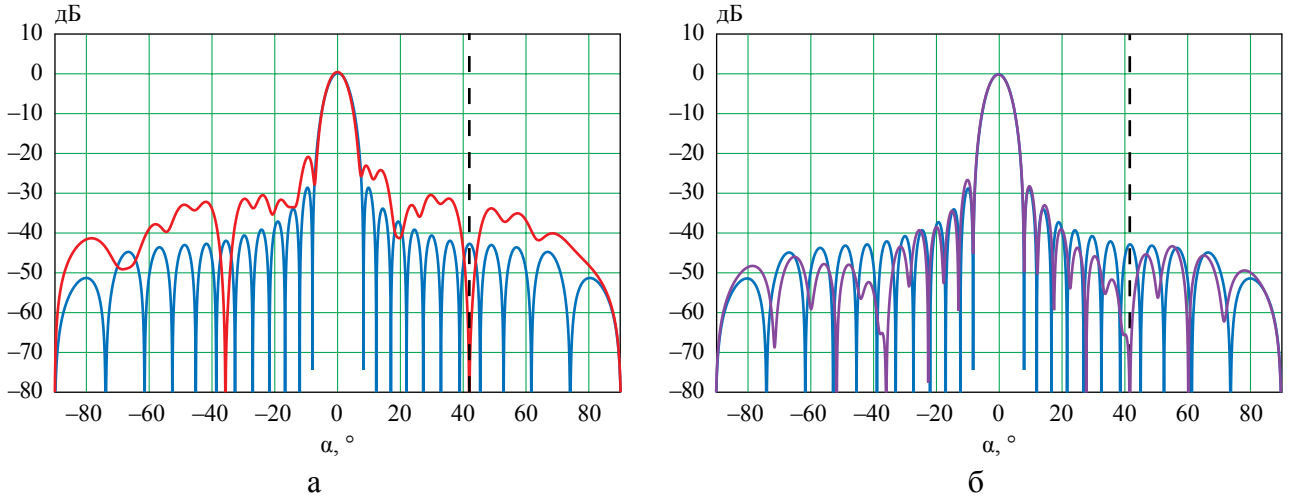


Рис. 6. ДНА ОПК до и после включения алгоритма АКП АШП: а) без применения регуляризации; б) с применением регуляризации

– до АКП; – после АКП без РЕГ; – после АКП с РЕГ; – – – – направление АШП

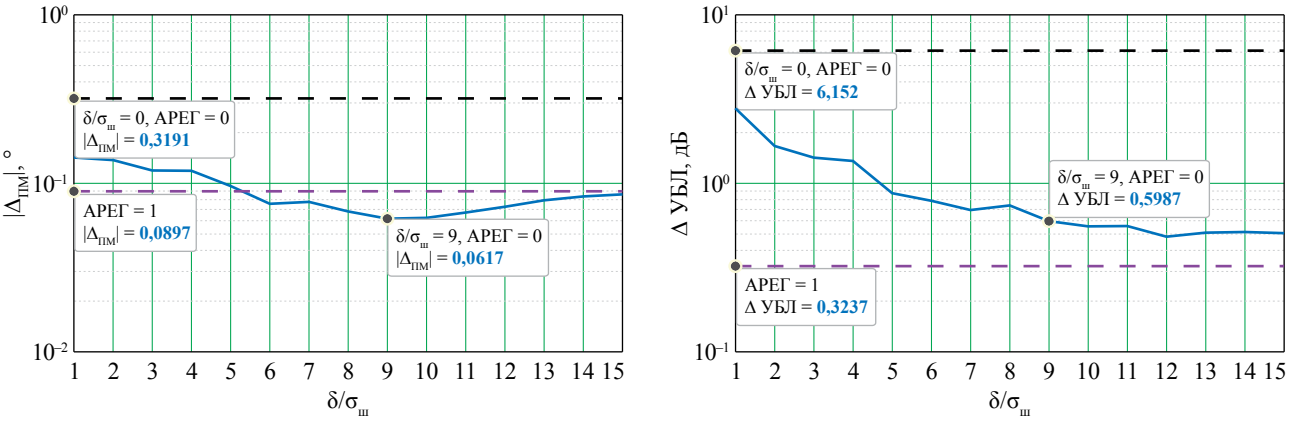


Рис. 7. Зависимости параметров ДНА ОПК до и после АКП АШП от значения коэффициента регуляризации δ: а) смещение положения максимума ДНА ОПК; б) увеличение УБЛ ДНА ОПК

– АКП с РЕГ по (17); – – – – АКП без РЕГ ($\delta = 0$); – – – АКП с РЕГ по (12)

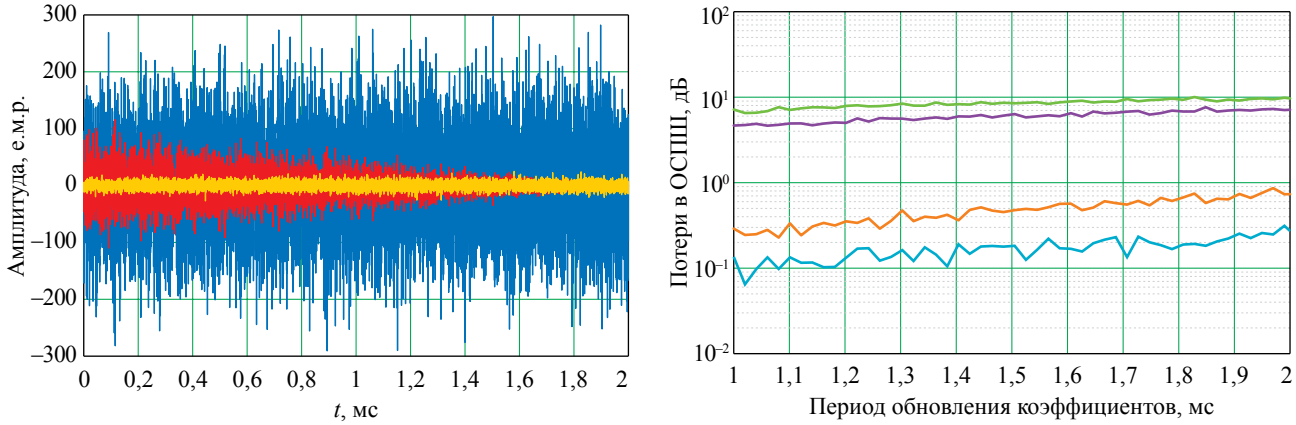


Рис. 8. Результаты работы АКП АШП «без» и «с» регуляризацией при вращении антенны РЛС: а) временное сечение; б) зависимость потерь в ОСПШ на выходе АКП АШП от периода обновления коэффициентов
– до АКП; – после АКП без РЕГ; – после АКП с РЕГ;
– 10 об./мин. АКП без РЕГ; – 20 об./мин. АКП без РЕГ; – 10 об./мин. АКП с РЕГ;
– 20 об./мин. АКП с РЕГ

например от 10 до 20 оборотов в минуту, и дискретной оценкой весовых коэффициентов АКП АШП в конце рабочей дистанции РЛС, например один раз в период от 1 до 2 мс, будет наблюдаться снижение ОСПШ на выходе АКП АШП, возрастающее к началу рабочей дистанции из-за остаточной «не скомпенсированной» в АКП АШП в связи с угловым перемещением постановщика помех по ДНА ОПК. Качественное и количественное проявление данного эффекта во временной области показано на рисунке 8.

Как следует из рисунков 6–8, применение метода регуляризации с предложенным способом вычисления адаптивного коэффициента регуляризации позволяет решить задачу автоматической стабилизации ДНА ОПК как в статической, так и в динамической работе РЛС с АКП АШП.

Заключение

Для рассмотренного в данной статье примера адаптивная регуляризация при работе РЛС с АКП АШП позволит снизить математические ожидания: а) смещения положения максимума ДНА ОПК от ~0,3° до ~0,09°; б) увеличения УБЛ ДНА ОПК с ~6 до ~0,3 дБ.

В то же время дискретная регуляризация при оптимальном, с точки зрения апостериорного минимума смещения положения максимума ДНА ОПК, значении коэффициента регуляризации ПКМ позволит снизить математические ожидания: а) смещения положения максимума ДНА ОПК от ~ 0,3° до ~ 0,06°; б) увеличения УБЛ ДНА ОПК с ~6 до ~0,6 дБ при работе системы АКП АШП.

Значения параметров смещения положения максимума ДНА ОПК и УБЛ ДНА ОПК при адаптивной регуляризации являются пределами, к которым асимптотически стремятся аналогичные значения при дискретной регуляризации при работе РЛС с АКП АШП.

С практической точки зрения регуляризация с относительно простым с алгоритмической точки зрения способом вычисления адаптивного коэффициента регуляризации может эффективно реализоваться в существующих разработках без изменения аппаратной части устройства АКП.

Список литературы

1. Monzingo R. A., Miller T.W. Introduction to Adaptive Arrays. New York: Wiley, 1980.
2. Johnson D. H., Dudgeon D. E. Array Signal Processing: Concepts and Techniques, Prentice Hall, Englewood Cliffs. New York, 1993.
3. Van Trees H. L. Optimum Array Processing (Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV). New York: Wiley, 2002.
4. Vinay K. I., Kogon M. S., Manolakis D. Statistical and Adaptive Signal Processing: Spectral Estimation, Signal Modeling,

Adaptive Filtering and Array Processing. Artech, 2005.
5. Melvin W. L., Sheer J. A. Principles of modern radar. Vol. II: Advanced Techniques. SciTech Publishing, 2013.
6. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. Изд. 2-е, доп. М.: ЛЕНАНД, 2022. 240 с.
7. Carlson B. D. Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. 1988. No. 24(4). P. 397–401.
8. Черемисин О. П. Эффективность адаптивного алгоритма с регуляризацией выборочной корреляционной матрицы // Радиотехника и электроника. 1982. Т. 27. № 10. С. 1933–1941.
9. Черемисин О. П. О выборе параметра для регуляризованного метода адаптивной оптимизации фильтров // Радиотехника и электроника. 1985. Т. 30. № 12. С. 2369–2377.
10. Ратынский М. В. Выбор регуляризатора в задаче адаптивной пространственной фильтрации // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 7. С. 53–63.
11. Gu Y., Leshem A. Robust adaptive beamforming based on interference covariance matrix reconstruction and steering vector estimation // IEEE Transactions on Signal Processing. 2012. Vol. 60, no. 7. P. 3881–3885.
12. Yang X., Yan L., Sun Y., Zeng T. Improved orthogonal projection approach utilising interference covariance matrix reconstruction for adaptive beamforming // IEEE Electronics Letters. 2014. Vol. 50, no. 20. P. 1446–1447.
13. Lu Z., Li Y., Gao M., Zhang Y. Interference covariance matrix reconstruction via steering vectors estimation for robust adaptive beamforming // IEEE Electronics Letters. 2013. Vol. 49, no. 22. P. 1373–1374.
14. Wu X., Zhu W., Yan J., Toeplitz A. Covariance Matrix Reconstruction Approach for Direction-of-Arrival Estimation // IEEE Trans. Veh. Technol. 2017. Vol. 66. P. 8223–8237.
15. Besson O., Vincent F. Performance analysis of beamformers using generalized loading of the covariance matrix in the presence of random steering vector errors // IEEE Trans. Signal Process. 2005. Vol. 53. P. 452–459.
16. Gu J., Wolfe P.J. Robust adaptive beamforming using variable loading, in Proceedings of the 4th IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop Proceedings. SAM, 2006. P. 1–5.
17. Du L., Li J., Stoica P. Fully automatic computation of diagonal loading levels for robust adaptive beamforming // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2010. Vol. 46, no. 1. P. 449–458.
18. Ning Ma, Joo Thiam Goh. Efficient method to determine diagonal loading value // IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 2003. Proceedings. (ICASSP ‘03). P. V–341. DOI: 10.1109/ICASSP.2003.1199948
19. Xiao Yuteng, Yin Jihang, Qi Honggang, Yin Hongsheng, Hua Gang. MVDR Algorithm Based on Estimated Diagonal Loading for Beamforming // Mathematical Problems in Engineering. 2017. P. 1–7.
20. Muhammad M., Li M., Abbasi Q., Goh C., Imran M. A. A Covariance Matrix Reconstruction Approach for Single Snapshot Direction of Arrival Estimation. Sensors. 2022. Vol. 22, no. 8. P. 3096.

Об авторе

Шимкин Павел Евгеньевич – кандидат технических наук, заместитель начальника отдела Акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», Москва, Российская Федерация; доцент кафедры радиотехнических приборов и антенных систем Национального исследовательского университета «Московский энергетический институт», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: разработка методов и алгоритмов цифровой обработки сигналов в радиолокационных системах и комплексах.

A method of automatic stabilization of an antenna radiation pattern with adaptive jammer cancellation

Shimkin P. E.[1,2]

[1] *JSC "All-Russian Scientific and Research Institute of Radio Engineering" Moscow, Russian Federation*

[2] *National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russian Federation*

The paper describes an applicable solution that allows to implement an adaptive jammer canceller (AJC) with automatic stabilization of the antenna radiation pattern (ARP) shape along with the reduced condition number of intermediate matrix computations. A comparative analysis is conducted to investigate how discrete and adaptive regularization of the interference covariance matrix or the initial sampling data may affect the ARP parameters during operation of a radar with the AJC. The proposed solution proves efficient by applying the statistical simulation methods and programming.

Keywords: adaptive jammer canceller, regularization of interference covariance matrix, stabilization of antenna radiation pattern shape, reducing the condition number

Information about the author

Shimkin Pavel Evgenievich – Candidate of Engineering Sciences, Deputy Head of Department, JSC "All-Russian Scientific and Research Institute of Radio Engineering"; Associate Professor of Department of Radio Devices and Antenna Systems, National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russian Federation.
Science research interests: development of methods and algorithms of digital signal processing in radar systems.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-52-61
УДК 532.5

Слоистое течение, индуцированное горизонтальным источником линейного типа на свободной границе бесконечного слоя жидкости

С. С. Власова[1], Е. Ю. Просвиряков[2,3]

[1] *АО «Казанское ОКБ «Союз», Казань, Российская Федерация*

[2] *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина», Екатеринбург, Россия*

[3] *Федеральное государственное бюджетное учреждение науки «Институт машиноведения им. Э. С. Горкунова» УрО РАН, Екатеринбург, Россия*

В работе исследуются аналитические решения для слоистых течений вязкой несжимаемой жидкости, построенные с использованием класса точных решений. Рассмотренные решения относятся к классу Линя – Сидорова – Аристова. На верхней свободной границе задан градиент температуры линейного типа. Рассмотренное течение является вихревым. Показано существование точек, в которых поле скоростей обращается в нуль внутри слоя жидкости, что определяет существование застойных точек и противотечений в рассмотренном слое жидкости. Показано, что поля температуры имеют немонотонный характер внутри слоя. Давление увеличивается внутри слоя.

Ключевые слова: слоистое течение, свободная конвекция, точные решения системы уравнений Навье-Стокса в приближении Обербека – Буссинеска, застойные точки

Для цитирования: Власова С. С., Просвиряков Е. Ю. Слоистое течение, индуцированное горизонтальным источником линейного типа на свободной границе бесконечного слоя жидкости // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 4. С. 52–61. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-52-61

For citation: Vlasova S. S., Prosviryakov E. Yu. Layered flow induced by a linear horizontal source on the free boundary of an infinite fluid layer // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 4. P. 52–61. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-52-61

Поступила 04.09.2022 *Отрецензирована* 20.09.2022 *Одобрена* 11.10.2022 *Опубликована* 17.01.2023

Введение

Конвективные вихревые движения вязкой несжимаемой жидкости широко распространены как в природных явлениях, так и в процессах, протекающих в технических системах [1–3]. Известно, что авиационные и ракетно-космические изделия при полетах испытывают большие нагрузки. Очень часто в процессе работы изделия возникают высокие температуры, вызванные нагревом, поэтому приходится осуществлять принудительное охлаждение некоторых элементов конструкции. Это влечет за собой значительные перепады температур, которые при проектировании изделий требуется заранее предусмотреть. Обычно для моделирования и выявления теплонапряженных областей при проектировании используют специализированные численные комплексы, а где возможно, критериальные эмпирические зависимости. Разработанные аналитические алгоритмы и методы расчетов конвективных течений для авиа- и ракетостроения, построенные с использованием накопленной базы классов точных решений, помогут усовершенствовать существующие численные алгоритмы расчетов и уменьшат потенциальные неудачи при отработке новых изделий. Изучение и исследование краевых задач, описывающих слоистые

© Власова С. С., Просвиряков Е. Ю., 2022

конвективные потоки, необходимо для описания трехмерных неустановившихся течений сред при помощи теории гидродинамической устойчивости.

Математически конвективные движения описываются системой дифференциальных уравнений в частных производных Навье – Стокса в приближении Обербека – Буссинеска. Данная система состоит из уравнения Навье – Стокса, уравнения теплопроводности и уравнения несжимаемости. Система уравнений в приближении Обербека – Буссинеска хорошо отражает особенности, присущие тепловой конвекции, несмотря на то что является приближением, допустимым при условиях, когда сжимаемость среды несущественна. Основная идея приближения заключается в линейной зависимости плотности от температуры, именно данная зависимость приводит к возникновению конвекции [4].

К наиболее распространенным случаям исследования точных решений системы уравнений Навье – Стокса [5] относятся слоистые течения. Характерной особенностью таких течений является наличие только одной отличной от нуля компоненты скорости [5]. К первым точным решениям таких течений относятся течение Куэтта и Хагена – Пуазейля [6, 7]. Данные точные решения имеют практическое применение, это и вискозиметр Куэтта, и использование решения Хагена – Пуазейля в приборах для эхокардиографии.

Построение точных решений конвективных течений является куда более сложной задачей. Одним из первых точных решений для естественной (свободной) конвекции является решение Остроумова – Бириха. Точное решение Остроумова – Бириха относится к классу решений с линейной зависимостью по части координат [8, 9]. Решение Остроумова – Бириха подробно исследуется до сих пор [10–26] и многократно обобщалось [12–15, 19–26]. Точное решение Остроумова – Бириха позволяет описать противотечения [19–22, 25, 26], имеющие застойную критическую точку [27].

В работе [25] исследуется случай идеального скольжения Навье при нулевом расходе жидкости и неоднородном распределении поля температуры.

В настоящей работе рассматривается слоистое течение вязкой теплопроводной несжимаемой жидкости, вызванное градиентом температуры на верхней свободной границе при постоянном (нулевом) расходе жидкости.

Постановка задачи

Рассмотрим стационарное слоистое течение вязкой несжимаемой жидкости в бесконечном горизонтальном слое толщины h, индуцированное нагревом (охлаждением) верхней границы источником линейного типа $T = Ax + By$ (ось Oz направлена вверх). Верхняя граница слоя свободная, недеформированная. Модель конвекции Обербека – Буссинеска включает в себя уравнение теплопроводности, уравнения импульсов, спроецированные на оси координат, и уравнение неразрывности:

$$V_x\frac{\partial T}{\partial x}+V_y\frac{\partial T}{\partial y}+V_z\frac{\partial T}{\partial z}=\chi\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial z^2}\right),$$
$$V_x\frac{\partial V_x}{\partial x}+V_y\frac{\partial V_x}{\partial y}+V_z\frac{\partial V_x}{\partial z}=-\frac{\partial P}{\partial x}+\nu\left(\frac{\partial^2 V_x}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 V_x}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 V_x}{\partial z^2}\right),$$
$$V_x\frac{\partial V_y}{\partial x}+V_y\frac{\partial V_y}{\partial y}+V_z\frac{\partial V_y}{\partial z}=-\frac{\partial P}{\partial y}+\nu\left(\frac{\partial^2 V_y}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 V_y}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 V_y}{\partial z^2}\right), \quad (1)$$
$$V_x\frac{\partial V_z}{\partial x}+V_y\frac{\partial V_z}{\partial y}+V_z\frac{\partial V_z}{\partial z}=-\frac{\partial P}{\partial z}+\nu\left(\frac{\partial^2 V_z}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 V_z}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 V_z}{\partial z^2}\right)+g\beta T,$$
$$\frac{\partial V_x}{\partial x}+\frac{\partial V_y}{\partial y}+\frac{\partial V_z}{\partial z}=0.$$

В (1) V_x, V_y – продольные составляющие скорости; P – отклонение давления от гидростатического, отнесенное к постоянной средней плотности жидкости ρ; T – отклонение от средней температуры; ν, χ, β – коэффициенты кинематической вязкости, температуропроводности, теплового расширения; g – ускорение свободного падения.

При рассматриваемом движении жидкости скорости зависят только от поперечной координаты z, а поля давления и температуры трехмерны. Система уравнений (1) переопределена, решение будем искать в классе функций [5], являющихся частным случаем класса Линя – Сидорова – Аристова и принимающих следующий вид [19–26]:

$$V_x = U(z),\ V_y = V(z),\ V_z = 0,$$
$$T = T_0(z) + T_1(z)\,x + T_2(z)\,y, \qquad (2)$$
$$P = P_0(z) + P_1(z)\,x + P_2(z)\,y.$$

Подставим класс функций (2) в систему уравнений (1), для этого выпишем частные производные функций по пространственным координатам, описывающих поле скоростей, поля давления и температуры:

$$\frac{\partial T}{\partial x} = T_1,\ \frac{\partial T}{\partial y} = T_2,$$
$$\frac{\partial T}{\partial z} = \frac{\partial T_0}{\partial z} + \frac{\partial T_1}{\partial z}x + \frac{\partial T_2}{\partial z}y,$$
$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = 0,\ \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} = 0,$$
$$\frac{\partial^2 T}{\partial z^2} = \frac{\partial^2 T_0}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 T_1}{\partial z^2}x + \frac{\partial^2 T_2}{\partial z^2}y,$$
$$\frac{\partial P}{\partial x} = P_1,\ \frac{\partial P}{\partial y} = P_2,$$
$$\frac{\partial P}{\partial z} = \frac{\partial P_0}{\partial z} + \frac{\partial P_1}{\partial z}x + \frac{\partial P_2}{\partial z}y, \qquad (3)$$
$$\frac{\partial V_x}{\partial x} = 0,\ \frac{\partial V_x}{\partial y} = 0,\ \frac{\partial V_x}{\partial z} = \frac{\partial U}{\partial z},$$
$$\frac{\partial^2 V_x}{\partial x^2} = 0,\ \frac{\partial^2 V_x}{\partial y^2} = 0,$$
$$\frac{\partial^2 V_x}{\partial z^2} = \frac{\partial^2 U}{\partial z^2},\ \frac{\partial V_y}{\partial x} = 0,\ \frac{\partial V_y}{\partial y} = 0,$$
$$\frac{\partial V_y}{\partial z} = \frac{\partial V}{\partial z},\ \frac{\partial^2 V_y}{\partial x^2} = 0,\ \frac{\partial^2 V_y}{\partial y^2} = 0,\ \frac{\partial^2 V_y}{\partial z^2} = \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}.$$

После подстановки вычисленных частных производных (3) в исходные уравнения системы (1) получим систему вида:

$$UT_1 + VT_2 = \chi\left(\frac{d^2T_0}{dz^2} + \frac{d^2T_1}{dz^2}x + \frac{d^2T_2}{dz^2}y\right),$$
$$\nu\frac{d^2U}{dz^2} = P_1,\ \nu\frac{d^2V}{dz^2} = P_2, \qquad (4)$$
$$\frac{dP_0}{dz} + \frac{dP_1}{dz}x + \frac{dP_2}{dz}y = g\beta\left(T_0 + T_1x + T_2y\right).$$

В системе (4) используются обозначения для обыкновенных производных, поскольку все неизвестные функции точного решения (2) зависят от одной координаты z.

Используя метод неопределенных коэффициентов, преобразуем систему (4) и приведем ее к следующей линейной системе обыкновенных дифференциальных уравнений, определяющих вид неизвестных функций (2), которые зависят от вертикальной координаты z:

$$\frac{d^2T_1}{dz^2} = 0,\ \frac{d^2T_2}{dz^2} = 0,\ \frac{dP_1}{dz} = g\beta T_1,$$
$$\frac{dP_2}{dz} = g\beta T_2,\ \nu\frac{d^2U}{dz^2} = P_1, \qquad (5)$$
$$\nu\frac{d^2V}{dz^2} = P_2,\ UT_1 + VT_2 = \chi\frac{d^2T_0}{dz^2},\ \frac{dP_0}{dz} = g\beta T_0.$$

Конвективное движение жидкости индуцируется граничными условиями:

$$z = 0\colon V_x = V_y = 0,\ T = 0,$$
$$z = h\colon P = S,\ T = Ax + By, \qquad (6)$$

с нулевым расходом жидкости [25, 28]:

$$Q_x = \int_0^h V_x dz = 0,\ Q_y = \int_0^h V_y dz = 0. \qquad (7)$$

Граничные условия (6) с условием (7) в силу структуры выражений (2) принимают следующий вид:

$$z = 0\colon V = U = 0,\ T_0 = 0,\ T_1 = 0,\ T_2 = 0,$$
$$z = h\colon P_0 = S, P_1 = 0, P_2 = 0, T_0 = 0, T_1 = A, T_2 = B, \qquad (8)$$
$$Q_x = \int_0^h U(z)dz = 0,\ Q_y = \int_0^h V(z)dz = 0.$$

Систему (5) проинтегрируем, получим общее решение с произвольными постоянными:

$$T_1 = C_1z + C_2,\ T_2 = C_3z + C_4,\ P_1 = g\beta\left(\frac{C_1z^2}{2} + C_2z\right) + C_5,\ P_2 = g\beta\left(\frac{C_3z^2}{2} + C_4z\right) + C_6,$$
$$U = \frac{g\beta}{\nu}\left(C_1\frac{z^4}{24} + C_2\frac{z^3}{6}\right) + \frac{C_5}{\nu}\frac{z^2}{2} + C_7z + C_8,\ V = \frac{g\beta}{\nu}\left(C_3\frac{z^4}{24} + C_4\frac{z^3}{6}\right) + \frac{C_6}{\nu}\frac{z^2}{2} + C_9z + C_{10},$$
$$T_0 = \frac{1}{\chi}\left[\frac{g\beta}{1008\nu}\left(C_1^2 + C_3^2\right)z^7 + \frac{g\beta}{144\nu}\left(C_1C_2 + C_3C_4\right)z^6 + \frac{1}{40\nu}\left(\frac{g\beta}{3}\left(C_2^2 + C_4^2\right) + C_1C_5 + C_3C_6\right)z^5 + \right. \qquad (9)$$
$$\left. + \frac{1}{12}\left(\frac{C_2C_5 + C_4C_6}{2\nu} + C_1C_7 + C_3C_9\right)z^4 + \frac{1}{6}\left(C_1C_8 + C_2C_7 + C_3C_{10} + C_4C_9\right)z^3 + \frac{1}{2}\left(C_2C_8 + C_4C_{10}\right)z^2 + C_{11}z + C_{12}\right],$$
$$P_0 = \frac{g\beta}{\chi}\left[\frac{g\beta}{8064\nu}\left(C_1^2 + C_3^2\right)z^8 + \frac{g\beta}{1008\nu}\left(C_1C_2 + C_3C_4\right)z^7 + \frac{1}{240\nu}\left(\frac{g\beta}{3}\left(C_2^2 + C_4^2\right) + C_1C_5 + C_3C_6\right)z^6 + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{60}\left(\frac{C_2C_5 + C_4C_6}{2\nu} + C_1C_7 + C_3C_9\right)z^5 + \frac{1}{24}\left(C_1C_8 + C_2C_7 + C_3C_{10} + C_4C_9\right)z^3 + \frac{1}{6}\left(C_2C_8 + C_4C_{10}\right)z^2 + \frac{1}{2}C_{11}z^2 + C_{13}\right].$$

Постоянные интегрирования найдем, используя граничные условия (6), (7):

$$C_1=\frac{A}{h},\ C_2=0,\ C_3=\frac{B}{h},\ C_4=0,\ C_5=-\frac{g\beta Ah}{2},$$
$$C_6=-\frac{g\beta Bh}{2},\ C_7=\frac{9g\beta Ah^2}{60\nu},\ C_8=0,$$
$$C_9=\frac{9g\beta Bh^2}{60\nu},\ C_{10}=0,\ C_{11}=\frac{51g\beta\left(A^2+B^2\right)h^4}{5040\nu},\quad (10)$$
$$C_{12}=0,\ C_{13}=\frac{S\chi}{g\beta}-\frac{g\beta 1049\left(A^2+B^2\right)h^6}{40320\nu}.$$

Подставляем их в (9) и получаем решения для заданных граничных условий:

$$T_1=A\frac{z}{h},\ T_2=B\frac{z}{h},\ P_1=\frac{g\beta A}{2}\left(\frac{z^2}{h}-h\right),\ P_2=\frac{g\beta B}{2}\left(\frac{z^2}{h}-h\right),$$
$$U=\frac{g\beta A}{4\nu}\left(\frac{z^4}{6h}-hz^2+\frac{9h^2}{15}z\right),\ V=\frac{g\beta B}{4\nu}\left(\frac{z^4}{6h}-hz^2+\frac{9h^2}{15}z\right),$$
$$T_0=\frac{1}{\chi}\left[\frac{g\beta}{1008\nu}\left(\frac{A^2+B^2}{h^2}\right)z^7-\frac{g\beta}{80\nu}\left(A^2+B^2\right)z^5+\right.$$
$$\left.+\frac{9g\beta h}{720\nu}\left(A^2+B^2\right)z^4+\frac{51g\beta h^4}{5040\nu}\left(A^2+B^2\right)z\right],\quad (11)$$
$$P_0=\frac{g\beta}{\chi}\left[\frac{g\beta}{8064\nu}\left(\frac{A^2+B^2}{h^2}\right)z^8-\frac{g\beta}{480\nu}\left(A^2+B^2\right)z^6+\right.$$
$$+\frac{9g\beta h}{3600\nu}\left(A^2+B^2\right)z^5+\frac{51g\beta h^4}{10080\nu}\left(A^2+B^2\right)z^2+$$
$$\left.+\frac{S\chi}{g\beta}-\frac{g\beta 1049\left(A^2+B^2\right)h^6}{40320\nu}\right].$$

Перепишем (11) с учетом замены $Z=z/h$:

$$T_1=AZ,\ T_2=BZ,\ P_1=\frac{g\beta Ah}{2}\left(Z^2-1\right),\ P_2=\frac{g\beta Bh}{2}\left(Z^2-1\right),$$
$$U=\frac{g\beta Ah^3}{4\nu}\left(\frac{Z^4}{6}-Z^2+\frac{9}{15}Z\right),\ V=\frac{g\beta Bh^3}{4\nu}\left(\frac{Z^4}{6}-Z^2+\frac{9}{15}Z\right),$$
$$T_0=\frac{g\beta\left(A^2+B^2\right)h^5}{5040\nu\chi}Z\left(5Z^6-63Z^4+63Z^3+51\right),\quad (12)$$
$$P_0=S+\frac{g^2\beta^2\left(A^2+B^2\right)}{201600\chi\nu}\left(25Z^8-420Z^6+504Z^5+\right.$$
$$\left.+1020Z^2-5245\right).$$

Анализ точного решения для поля скорости

Проанализируем точное решение

$$U=\frac{g\beta Ah^3}{4\nu}\left(\frac{Z^4}{6}-Z^2+\frac{9}{15}Z\right),$$

описывающее свойства поля скоростей, для этого определим локализацию корней полученных полиномов. Очевидно, что для горизонтальной скорости U коэффициент $g\beta Ah^3/4\nu$ не влияет на локализацию корней, а при $Z=0$ найдем первый корень полинома, принадлежащий интервалу [0,1], поэтому достаточно рассмотреть локализацию корней следующего полинома на интервале [0,1]:

$$f(Z)=\frac{Z^3}{6}-Z+\frac{9}{15}.$$

Кубический многочлен $f(Z)$ может иметь либо три действительных корня, два из которых могут быть (могут не быть) кратными, либо один действительный и два комплексных (мнимых) корня. Данный полином имеет один вещественный нуль на интервале [0,1], выявленный при выполнении условия: $f(0)f(1)<0$ – получен $Z=0{,}64465$ (рис. 1).

Отметим, что двумерное поле скоростей

$$U=\frac{g\beta Ah^3}{4\nu}\left(\frac{Z^4}{6}-Z^2+\frac{9}{15}Z\right),\ V=\frac{g\beta Bh^3}{4\nu}\left(\frac{Z^4}{6}-Z^2+\frac{9}{15}Z\right)$$

описывает фактически однонаправленное течение. В этом легко убедиться, если совершить преобразование поворота на угол φ, который определяется соотношением:

$$tg\varphi=\frac{V}{U}=\frac{B}{A}.$$

Очевидно, что можно выбрать систему координат так, что ось абсцисс будет направлена вдоль вектора градиента температуры. Это позволит рассматривать течения жидкости как однонаправленные. Тем не менее при совместном задании градиентов температуры на обеих границах слоя течение жидкости будет существенно двумерным. Для сравнения

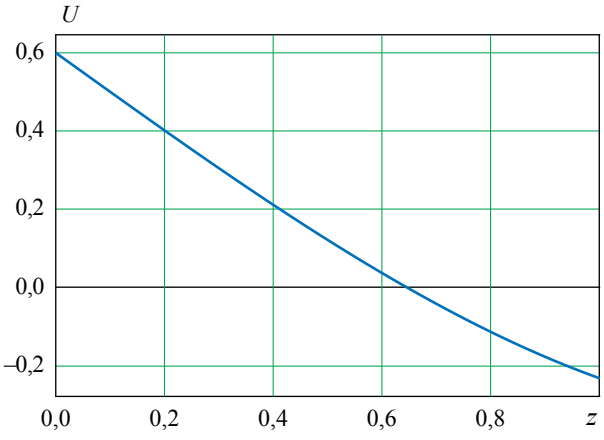


Рис. 1. Профиль скорости U

гидродинамических полей при различных видах распределения температуры на границах поле скоростей будем записывать и анализировать в виде (12).

При движении жидкости возникают касательные напряжения [29–32]:

$$\tau_{xz} = \eta \frac{\partial V_x}{\partial z} = \frac{\eta g \beta A h^2}{60\nu}\left(10Z^3 - 30Z + 9\right),$$

где $\eta = \nu\rho$ – динамическая вязкость.

Касательные напряжения для продольных скоростей отличаются только параметрами A и B соответственно. Вычислим на твердой нижней границе касательные напряжения:

$$\tau_{xz}(0) = \eta \frac{\partial V_x}{\partial z}(0) = \eta \frac{\partial U}{\partial z}(0) = \frac{3g\rho\beta A h^2}{20}.$$

Для более глубокого понимания характера течения введем в рассмотрение функцию тока.

$$V_x = \frac{\partial \psi}{\partial y},\ V_y = -\frac{\partial \psi}{\partial x}, \qquad (13)$$

Интегрируя второе уравнение (13) и учитывая (2), получим выражение для функции тока

$$\psi = -V(Z)x + \psi_1(y, Z).$$

Данное выражение определяется с точностью до некоторой функции ψ_1. Для того, чтобы найти функцию ψ_1, подставим в первое уравнение (13) функцию ψ, получим

$$V_x = \frac{\partial \psi_1(y, Z)}{\partial y} = U(z).$$

В силу (2) имеем равенство:

$$\psi_1(y, Z) = U(Z)y + C,$$

где C есть некоторая произвольная постоянная. Учитывая условие прилипания на нижней твердой границе, полагаем $C = 0$. Таким образом, функция тока принимает следующий вид:

$$\psi = -V(z)x + U(Z)y = -\frac{g\beta B h^3}{4\nu}\left(\frac{Z^4}{6} - Z^2 + \frac{9}{15}Z\right)x + \frac{g\beta A h^3}{4\nu}\left(\frac{Z^4}{6} - Z^2 + \frac{9}{15}Z\right)y. \qquad (14)$$

Вычислим компоненты вектора завихренности:

$$\Omega_x = \frac{\partial V_z}{\partial y} - \frac{\partial V_y}{\partial z} = -\frac{\tau_{yz}}{\eta} = -\frac{\partial V_y}{\partial z} = -\frac{1}{h}\frac{\partial V}{\partial z} = -\frac{g\beta B h^2}{60\nu}\left(10Z^3 - 30Z + 9\right),$$

$$\Omega_y = \frac{\partial V_x}{\partial z} - \frac{\partial V_z}{\partial x} = \frac{\tau_{xz}}{\eta} = \frac{\partial V_x}{\partial z} = \frac{1}{h}\frac{\partial U}{\partial z} = \frac{g\beta A h^2}{60\nu}\left(10Z^3 - 30Z + 9\right).$$

Рассматривается вихревое течение, поэтому в общем случае координаты вектора завихренности не нулевые.

Анализ точного решения для поля температуры

Горизонтальный градиент температуры $T_1 = AZ$ в зависимости от значения параметра A монотонно возрастает (при $A > 0$) либо монотонно убывает (при $A < 0$). В силу особенности линейной функции он может принимать только одно нулевое значение при $Z = 0$, причем вне зависимости от значения параметра A.

Вертикальный градиент $T_2 = BZ$ зависит от значения параметра B: монотонно возрастает (при $B > 0$) либо монотонно убывает (при $B < 0$). Он может принимать только одно нулевое значение при $Z = 0$, причем вне зависимости от значения параметра B.

Полином $T_0 = \frac{g\beta\left(A^2 + B^2\right)h^5}{5040\nu\chi} Z\left(5Z^6 - 63Z^4 + 63Z^3 + 51\right)$ характеризует распределение фоновой температуры. Фоновая температура обращается в нуль на нижней границе интервала [0,1], также может принимать нулевое значение в нулях полинома: $f(Z) = 5Z^6 - 63Z^4 + 63Z^3 + 51$. В полиноме фоновой температуры произведем замену и выделим $d = \frac{g\beta\left(A^2 + B^2\right)h^5}{5040\nu\chi}$ как параметр, который не влияет на наличие и количество нулей на рассматриваемом интервале [0,1]. Анализируя поведение функции $f(Z) = 5Z^6 - 63Z^4 + 63Z^3 + 51$ внутри рассматриваемого интервала, обнаруживаем, что функция $f(Z)$ имеет промежутки возрастания и убывания (рис. 2): при $Z \in (0; 0{,}814)$ функция возрастает, а при $Z \in (0{,}814; 1)$ убывает, но на рассматриваемом интервале [0,1] принимает положительные значения. Следовательно, фоновая

температура не имеет нулей внутри рассматриваемого слоя жидкости, но принимает немонотонный характер.

Распределение полной температуры принимает следующий вид:

$$T = T_0 + T_1 x + T_2 y = \frac{g\beta\left(A^2 + B^2\right)h^5}{5040\nu\chi} Z\left(5Z^6 - \right.$$
$$\left. - 63Z^4 + 63Z^3 + 51\right) + AZx + BZy =$$
$$= dZ\left(5Z^6 - 63Z^4 + 63Z^3 + 51\right) + AZx + BZy.$$

Таким образом, распределение полной температуры является функцией следующих переменных: координаты Z, координаты x, координаты y, параметра A, параметра B, параметра d, в качестве примера приведем

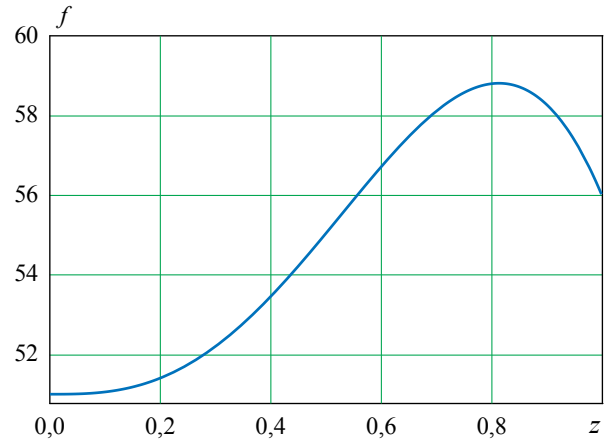


Рис. 2. Профиль полинома $f(Z)$

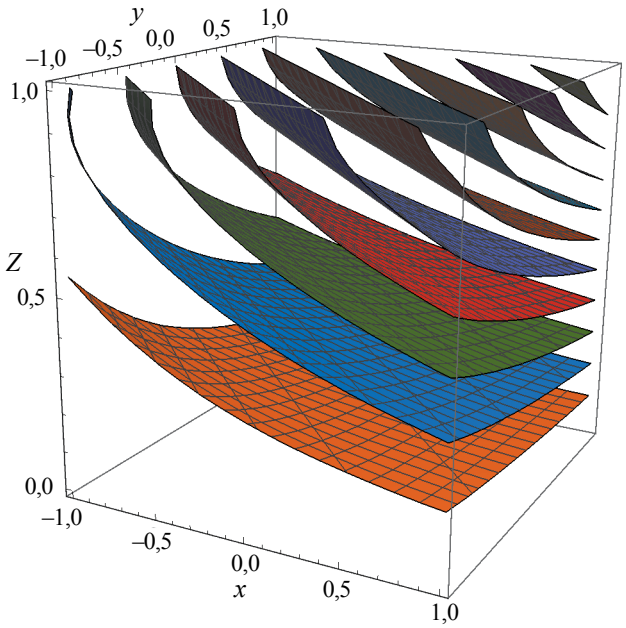


Рис. 3. Изолинии полной температуры при $d = 1$, $A = 20$, $B = 20$

распределение изолиний полной температуры в пространстве xyZ (рис. 3).

Анализ точного решения для поля давления

Рассмотрим для начала горизонтальный градиент давления $P_1 = \frac{g\beta Ah}{2}\left(Z^2 - 1\right)$, являющейся параболой с зависимостью от координаты Z. Нулями этого полинома являются значения $Z = -1$, $Z = 1$, проведем замену $b = \frac{g\beta Ah}{2}$, так как данный параметр не влияет на наличие и количество нулей на рассматриваемом интервале [0,1] (рис. 4).

Вертикальный градиент давления $P_2 = \frac{g\beta Bh}{2}\left(Z^2 - 1\right)$ тоже является параболой и зависит от координаты Z. Отличаются горизонтальный и вертикальный градиент давления только параметрами A, B. Нули полиномов совпадают; соответственно, профиль вертикального градиента давления на рассматриваемом интервале будет выглядеть аналогично профилю горизонтальной компоненты профиля давления P_1.

Далее изучим поведение фонового давления P_0:

$$P_0 = S + \frac{g^2\beta^2\left(A^2 + B^2\right)}{201600\chi\nu}\left(25Z^8 - 420Z^6 + \right.$$
$$\left. + 504Z^5 + 1020Z^2 - 5245\right).$$

Выражение фонового давления содержит слагаемое S, которое является значением

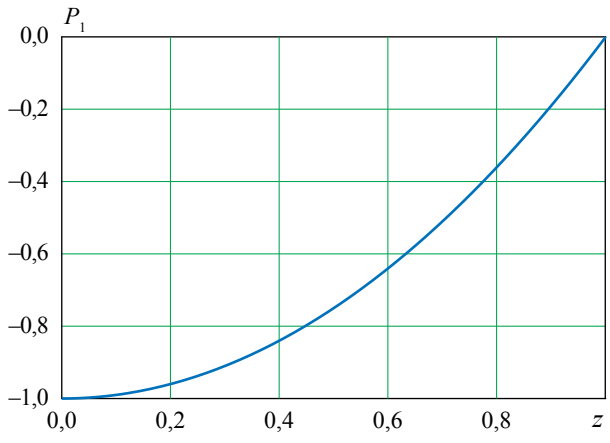


Рис. 4. Профиль горизонтальной компоненты профиля давления P_1 при $b = 1$

фонового давления на верхней границе слоя. Ниже приведем возможные варианты, которые может принимать значение S.

При $S = 0$ фоновое давление примет следующий вид:

$$P_0 = \frac{g^2\beta^2\left(A^2 + B^2\right)}{201600\chi\nu}\left(25Z^8 - 420Z^6 + 504Z^5 + 1020Z^2 - 5245\right).$$

Проведем замену $k = \frac{g^2\beta^2\left(A^2 + B^2\right)}{201600\chi\nu}$, так как величина нового параметра k не влияет на корни полинома фонового давления. Рассмотрим фоновое давление при $k = 1$, таким образом, рассмотрим $f(Z) = 25Z^8 - 420Z^6 + 504Z^5 + 1020Z^2 - 5245$ и приведем профиль фонового давления при $k = 1$, $S = 0$ (рис. 5).

Необходимо отметить, что при $S \neq 0$ возникнет сдвиг профиля фонового давления относительно величины S, что может привести к дополнительным нулевым значениям. В данном случае очевидным является вариант при $S = 5245$, внутри слоя появляется корень кратности два $Z = 0$ – это значение, отвечающее положению нижней границы рассматриваемого слоя [0,1]. Фоновое давление P_0 увеличивается внутри слоя (рис. 6).

Далее изучим распределение итогового полного поля давления, которое определяется в силу (2), (10).

Распределение полного давления принимает следующий вид:

$$P = S + \frac{g^2\beta^2\left(A^2 + B^2\right)}{201600\chi\nu}\left(25Z^8 - 420Z^6 + 504Z^5 + 1020Z^2 - 5245\right) + \frac{g\beta Ah}{2}\left(Z^2 - 1\right)x + \frac{g\beta Bh}{2}\left(Z^2 - 1\right)y = S + k\left(25Z^8 - 420Z^6 + 504Z^5 + 1020Z^2 - 5245\right) + b\left(Z^2 - 1\right)x + c\left(Z^2 - 1\right)y.$$

В самом очевидном случае, когда параметры $A = 0$, $B = 0$, горизонтальный и вертикальный градиент давления равны нулю $P_1 = 0$, $P_2 = 0$, а значение фонового давления P_0 равняется постоянному значению S, если данные условия будут выполняться, то стратификации поля давления наблюдаться не будет.

Далее предположим, что параметры A, B отличны от нуля, а значение фонового давления на верхней границе слоя $S = 0$.

Тогда давление примет следующий вид:

$$P = \frac{g^2\beta^2\left(A^2 + B^2\right)}{201600\chi\nu}\left(25Z^8 - 420Z^6 + 504Z^5 + 1020Z^2 - 5245\right) + \frac{g\beta Ah}{2}\left(Z^2 - 1\right)x + \frac{g\beta Bh}{2}\left(Z^2 - 1\right)y = k\left(25Z^8 - 420Z^6 + 504Z^5 + 1020Z^2 - 5245\right) + b\left(Z^2 - 1\right)x + c\left(Z^2 - 1\right)y.$$

При значении на верхней границе $Z = 1$ зависимость от горизонтальной и вертикальной координаты, а также от параметров b, c исчезает, и исследование поля давления сводится к анализу фонового давления.

Таким образом, распределение полного давления является функцией следующих переменных: координаты Z, координаты x, координаты y, в общем виде параметра k, параметра b, параметра c, величины S, в качестве примера

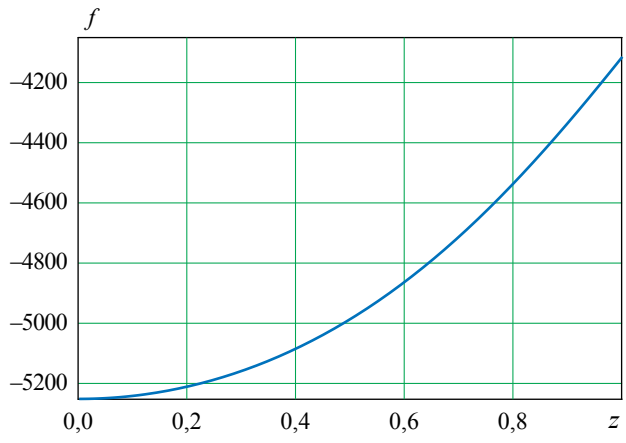


Рис. 5. Профиль фонового давления P_0 при $k = 1$, $S = 0$

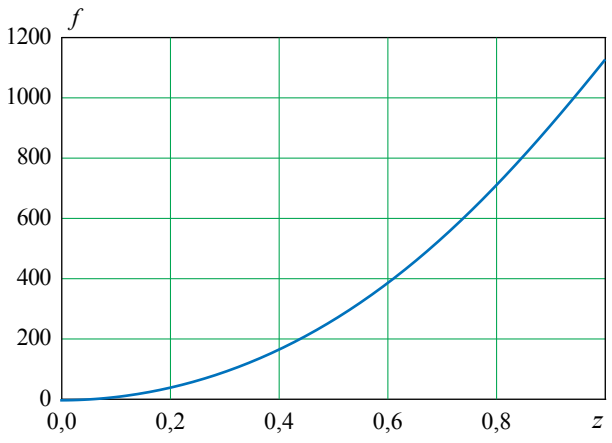


Рис. 6. Профиль фонового давления P_0 при $k = 1$, $S = 5245$

приведем распределение изолиний полного давления в пространстве xyZ (рис. 7).

Так же, как и для фонового давления, величина S влияет на сдвиг изолиний полного давления относительно величины S, таким образом, внутри рассматриваемого интервала возможно увеличение количества корней.

Заметим, что при $k = 0$, $b = 0$, $c = 0$ горизонтальный градиент давления $P_1 = 0$, вертикальный градиент давления $P_2 = 0$, фоновое давление принимает постоянное значение $P_0 = S$.

Заключение

В настоящей работе исследовано слоистое конвективное течение в бесконечном слое с твердой нижней границей и свободной верхней в рамках класса точных решений с полями скоростей, температуры и давления линейного типа относительно координат x, y.

В ходе проведенного анализа выявлено, что поля скоростей, температуры и давления зависят от краевых условий. Возможно расслоение поля скоростей на зоны относительно нулевого значения. Рассмотренное течение является вихревым. Исследованы градиенты температурного поля. Приведены профили температурного поля. Исследованы градиенты давления. Приведены профили давления.

Используемая методика нахождения аналитических решений применима для решения краевых задач, описывающих слоистые конвективные установившиеся течения при других граничных возмущениях. Нахождение точных решений необходимо для построения новых методов исследования гидродинамической устойчивости конвективных течений. Использование подходов, связанных с исследованием устойчивости, позволяет рассчитывать и анализировать трехмерные гидродинамические поля при помощи введения нестационарных возмущений для исходного одномерного или двумерного установившегося поля скоростей. Кроме того, точные решения уравнений Обербека – Буссинеска могут быть использованы при тестировании численных методов и верификации компьютерных программ для расчета конвективных процессов в несжимаемых средах.

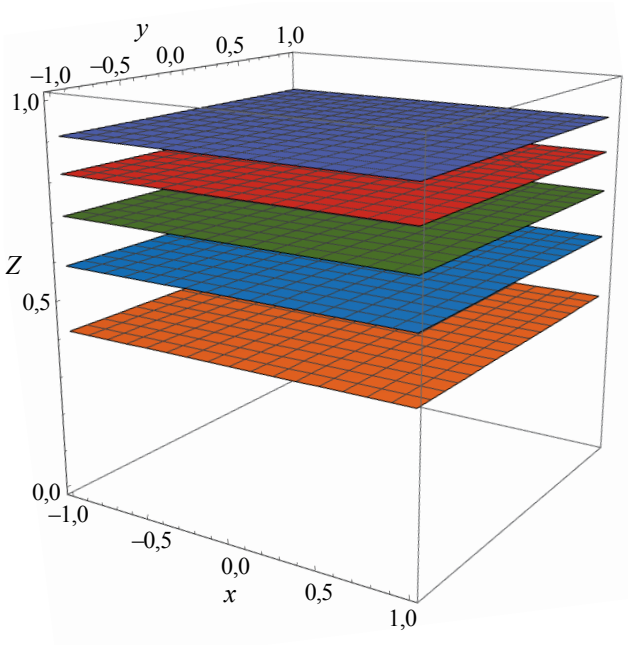


Рис. 7. Изолинии полного давления при $k = 1$, $b = 1$, $c = 1$, $S = 0$

Список литературы

1. Кутепов А. М., Полянин А. Д. и др. Химическая гидродинамика. М.: Бюро Квантум, 1996. 336 с.

2. Сургучев М. Л., Физико-химические микропроцессы в нефтегазоносных пластах. М.: Недра, 1984. 215 с.

3. Polyanin A. D., Kutepov A. M., Vyazmin A. V., Kazenin D. A. Hydrodynamics, Mass and Heat Transfer in Chemical Engineering. London: Taylor & Francis, 2002. 406 p.

4. Гершуни Г. З., Жуховицкий Е. М. Конвективная устойчивость несжимаемой жидкости. М.: Наука, 1972. 392 с.

5. Аристов С. Н., Князев Д. В., Полянин А. Д. Точные решения уравнений Навье – Стокса с линейной зависимостью компонент скорости от двух пространственных переменных // ТОХТ. 2009. Т. 43. № 5. С. 547–566.

6. Лойцянский Л. Г. Механика жидкости и газа. М.: Наука, 1973. 847 с.

7. Шлихтинг Г. Теория пограничного слоя. М.: Наука, 1974. 707 с.

8. Бирих Р. В. О термокапиллярной конвекции в горизонтальном слое жидкости // Прикладная механика и техническая физика. 1966. Т. 7. № 3. С. 69–72.

9. Остроумов Г. А. Свободная конвекция в условиях внутренней задачи. М.: ГИТТЛ, 1952. 256 с.

10. Бекежанова В. Б. Смена типов неустойчивости стационарного двухслойного течения в наклонном канале // Известия Российской академии наук. Механика жидкости и газа. 2011. № 46(4). С. 525–535.
11. Lyubimova T. P., Lyubimov D. V., Morozov V. A., Scurdin R. V., Ben Hadid H., Henry D. Stability of convection in a horizontal channel subjected to a longitudinal temperature gradient Part 1. Effect of aspect ratio and Prandtl number // J. Fluid Mech. 2009. Vol. 635. P. 275–295.
12. Пухначев В. В. Нестационарные аналоги решения Бириха // Известия АлтГУ. 2011. № 1–2. С. 62–69.
13. Andreev V. K., Stepanova I. V. Ostroumov-Birikh solution of convection equations with nonlinear buoyancy force. // Appl. Math. Comput. 2014. Vol. 228. P. 59–67.
14. Андреев В. К. Решения Бириха уравнений конвекции и некоторые его обобщения // Красноярск: ИВМ СО РАН, 2010. 68 с.
15. Андреев В. К., Степанова И. В. Плоскопараллельное адвективное течение в горизонтальном слое несжимаемой жидкости с твердыми границами // Известия Российской академии наук. Механика жидкости и газа. 2016. № 2. С. 13–24.
16. Бекежанова В. Б., Гончарова О. Н., Резанова Е. В., Шефер И. А. Устойчивость двухслойных течений жидкости с испарением на границе раздела // Изв. РАН. МЖГ. 2017. № 2. С. 23–35.
17. Гончарова О. Н., Резанова Е. В. Пример точного решения стационарной задачи о двухслойных течениях с испарением на границе раздела // ПМТФ. 2014. № 2. С. 68–79.
18. Бирих Р. В., Пухначёв В. В. Осевое конвективное течение во вращающейся трубе с продольным градиентом температуры // Доклады РАН. 2011. Т. 436, № 3. С. 323–327.
19. Аристов С. Н., Просвиряков Е. Ю. О слоистых течениях плоской свободной конвекции // Нелинейная динамика. 2013. Т. 9, № 4. С. 651–657.
20. Аристов С. Н., Просвиряков Е. Ю., Спевак Л. Ф. Нестационарная конвекция Бенара–Марангони слоистых течений вязкой несжимаемой жидкости // Теоретические основы химической технологии, 2016. Т. 50. № 2. С. 137–146.
21. Аристов С. Н., Просвиряков Е. Ю. Неоднородное конвективное течение Куэтта // Известия Российской академии наук. Механика жидкости и газа, 2016. № 5. С. 3–9.
22. Burmasheva N. V., Privalova V. V., Prosviryakov E. Yu Layered Marangoni convection with the Navier slip condition // Sadhana. 2021.
23. Бурмашева Н. В., Просвиряков Е. Ю. Анализ удельной кинетической энергии в сдвиговом диффузионном течении Бириха – Остроумова // Diagnostics, Resource and Mechanics of materials and structures., 2021. № 3. С 59–70.
24. Burmasheva N. V., Prosviryakov E. Yu. Exact Solution for Couette-Type Steady Convective Concentration Flows // Journal of Applied Mechanics and Technical Physics. 2021. Vol. 62. No. 7. P. 1199–1210.
25. Бурмашева Н. В., Ларина Е. А., Просвиряков Е. Ю. Течение типа Куэтта с учетом идеального скольжения на контакте с твердой поверхностью // Вестник Томского государственного университета. Математика и механика. 2021. № 74, С. 79–94.
26. Просвиряков Е. Ю., Спевак Л. Ф. Пространственно неоднородные слоистые течения вязкой несжимаемой жидкости // Теоретические основы химической технологии. 2018. Т. 52. № 5. С. 483–488.
27. Hiemenz K. Die Grenzschicht an einem in den gleichformigen 134Flussigkeitsstrom eingetauchten geraden Kreiszylinder // Dinglers Polytech. J. 1911. № 326. P. 321–324.
28. Ostroumov G. A. Free convection under the condition of the internal problem // NACA Technical Memorandum 1407, National Advisory Committee for Aeronautics, Washington. 1958. 239 p.
29. Седов Л. И. Механика сплошной среды. Том 1. М.: Наука, 1970. 492 с.
30. Валландер С. В. Лекции по гидроаэромеханике. Учеб. пособие. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1978. 296 с.
31. Мазо А. Б., Поташев К. А. Гидродинамика. Казань: Казанский университет, 2013. 126 с.
32. Труселл К. Первоначальный курс рациональной механики сплошных сред. М.: Наука, 1975. 592 с.

Об авторах

Власова Светлана Сергеевна – ведущий инженер-конструктор АО «Казанское ОКБ «Союз», Казань, Российская Федерация.
Область научных интересов: уравнения Обербека – Буссинеска, уравнения Навье – Стокса, тепломассообмен, гидрогазодинамические процессы, математические модели аэро-, гидромеханики.

Просвиряков Евгений Юрьевич – доктор физико-математических наук, профессор Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»; заведующий сектором, главный научный сотрудник Федерального государственного бюджетного учреждения науки «Институт машиноведения им. Э.С. Горкунова» УрО РАН, Екатеринбург, Российская Федерация.
Область научных интересов: уравнения Эйлера, уравнения Навье – Стокса, уравнения Обербека – Буссинеска, противотечения, застойные точки, стратификация, термоклин, вращающиеся жидкости и газы.

Layered flow induced by a linear horizontal source on the free boundary of an infinite fluid layer

Vlasova S. S.[1], Prosviryakov E. Yu.[2,3]

[1] *JSC Kazan EDB Soyuz, Kazan, Russian Federation*

[2] *Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Yekaterinburg, Russian Federation*

[3] *Institute of Engineering Science, RAS (Ural Branch), Yekaterinburg, Russian Federation*

This paper investigates analytical solutions for layered flows of a viscous incompressible fluid, created using a class of exact solutions. The solutions considered belong to the Lin – Sidorov – Aristov class. The temperature gradient at the upper free boundary is of the linear type. The flow considered is a vortex flow. Points are shown where the velocity field becomes zero inside the fluid layer, which determines the existence of stagnation points and counter flows in the considered fluid layer. It is shown that the temperature fields have a non-monotone nature within the layer. The pressure increases inside the layer.

Keywords: layered flow, free convection, exact solutions of Navier – Stokes equations system in Oberbeck – Boussinesque approximation, stagnation points

Information about the authors

Vlasova Svetlana Sergeyevna – Lead Design Engineer of JSC Kazan EDB Soyuz, Kazan, Russian Federation.
Science research interests: Oberbeck – Boussinesque equations, Navier – Stokes equations, heat and mass transfer, hydro-gas-dynamic processes, mathematical models of air and fluid mechanics.

Prosviryakov Evgeny Yurievich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Head of the Sector, Chief Researcher at Institute of Engineering Science, RAS (Ural Branch), Yekaterinburg, Russian Federation.
Science research interests: Euler equations, Navier – Stokes equations, Oberbeck – Boussinesque equations, counter flows, stagnation points, stratification, thermocline, rotating fluids and gases.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-62-69
УДК 533.6.071.2

Методики расчета геометрии и термодинамических характеристик струйного эжектора

В. И. Кузнецов, В. В. Макаров

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Омский государственный технический университет», Омск, Российская Федерация

На базе уточненной физико-математической модели рабочего процесса струйного эжектора составлены две методики расчета: методика расчета оптимальной геометрии струйного эжектора; методика расчета термодинамических характеристик струйного эжектора при известных геометрических размерах. Методики расчета учитывают обмен работой и теплотой между высоконапорным и низконапорным газами. Произведен расчет термодинамических характеристик струйного эжектора в диапазоне полных давлений на входе в эжектор: p_{01} = (1,1·10^5 – 2,0·10^5) Па. Дано сравнение этих расчетов с экспериментальными данными [1]. Совпадение расчетных и экспериментальных данных удовлетворительное.

Ключевые слова: струйный эжектор, методики расчета оптимальной геометрии эжектора, методика расчета термодинамических характеристик эжектора

Для цитирования: Кузнецов В. И., Макаров В. В. Методики расчета геометрии и термодинамических характеристик струйного эжектора // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 4. С. 62–69. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-62-69

For citation: Kuznetsov V. I., Makarov V. V. Methods of calculation of geometric parameters and thermodynamic characteristics of the jet ejector // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 4. P. 62–69. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-62-69

Поступила 30.05.2022 *Отрецензирована* 17.06.2022 *Одобрена* 18.07.2022 *Опубликована* 17.01.2023

Введение

Безмашинный энергообмен между газовыми потоками реализуется в таких устройствах, как струйный эжектор, вихревой эжектор, вихревая труба, труба Гартмана – Шпренгера [1–4]. За счет обмена работой и теплотой энергия высоконапорного газа передается низконапорному.

В данной работе расчетные методики разработаны для струйного эжектора. Струйные эжекторы широко применяются в различных областях техники, в частности, в газовой и химической промышленности, вакуумной технике, самолетостроении и различных экспериментальных аэродинамических установках.

Основным достоинством эжектора как струйного компрессора является отсутствие движущихся деталей, что существенно повышает надежность агрегата при работе с горячими и агрессивными средами. Исследование эжекторов началось более ста лет назад и продолжается до настоящего времени [5–7].

Основная трудность теоретического определения характеристик эжектора состоит в сложности описания самого процесса турбулентного смешения струй, их взаимодействия в пространстве, ограниченном стенками камеры смешения.

Методики расчета струйного эжектора, предлагаемые в данной работе, выполнены на базе физико-математической модели рабочего процесса струйного эжектора, которая ранее была нами разработана [8].

© Кузнецов В. И., Макаров В. В., 2022

Постановка задачи

Более широкому распространению струйных эжекторов в аэрокосмической технике и других областях машиностроения, а также в промышленной аэродинамике будет способствовать появление замкнутой физико-математической модели и на ее основе методов расчета.

На основании вышеизложенного основной задачей данной работы является попытка создания двух методик расчета струйного эжектора на базе созданной нами физико-математичкой модели рабочего процесса:

- методика расчета оптимальной геометрии струйного эжектора;
- методика расчета термодинамических характеристик струйного эжектора при известных геометрических размерах.

Материал и методы исследования

Существует несколько физико-математических моделей, объясняющих работу струйного эжектора [1, 9]. Основной недостаток существующих физических моделей состоит в том, что по ним нельзя составить замкнутую математическую модель. Не имея замкнутой математической модели, невозможно разработать методики расчета оптимальной геометрии и термодинамических характеристик струйного эжектора.

В некоторых работах эжекторы признают компрессорами без движущихся частей, но ни в одной работе нет уравнений, показывающих механизм передачи энергии от высоконапорного газа к низконапорному [10, 11]. Следовательно, существующие математические модели не замкнуты и поэтому имеют множество решений. Для нахождения частного решения необходимо задаваться дополнительными условиями для замыкания системы уравнений, описывающих рабочий процесс эжектора.

На основании составленной физико-математической модели рабочего процесса струйного эжектора [8] после ее решения составлены две методики расчета:

- методика расчета термодинамических характеристик струйного эжектора при известных геометрических размерах;
- методика расчета оптимальных геометрических параметров струйного эжектора.

Методика расчета оптимальной геометрии струйного эжектора (оптимизация ведется по коэффициенту эжекции)

Исходные данные:

Схема струйного эжектора показана на рисунке 1.

p_{01}, $p_{02} = p_{\text{Н}}$ – полное давление эжектирующего и эжектируемого газов соответственно, Па;

T_{01}, T_{02} – полные температуры эжектирующего и эжектируемого газов соответственно, К;

n – коэффициент эжекции;

G_1 – расход эжектирующего газа, кг/с;

η_p, η_c – коэффициенты полезного действия (КПД) процессов расширения и сжатия газов соответственно;

ν_1, ν_2 – кинематические вязкости эжектирующего и эжектируемого газов соответственно, м^2/с;

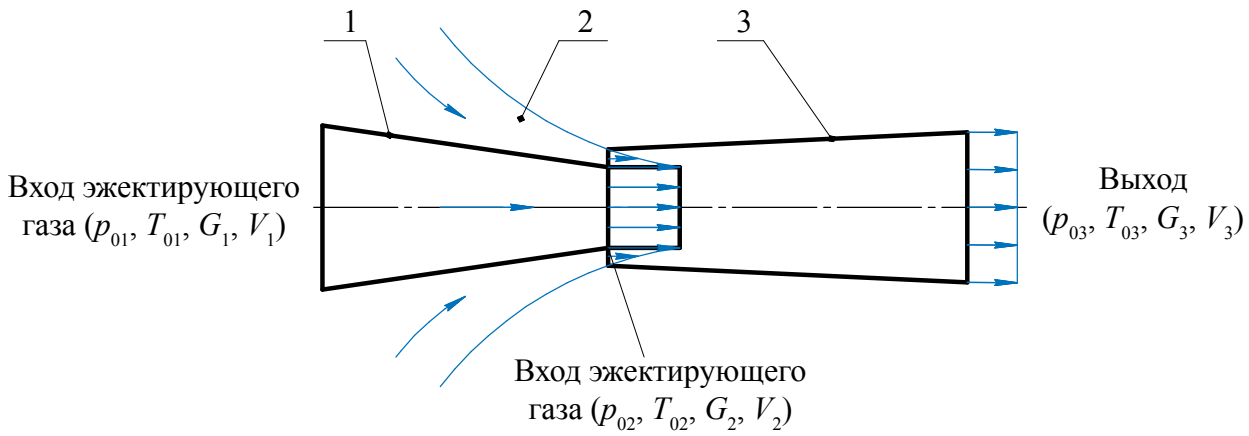


Рис. 1. Схема струйного эжектора с центральным высоконапорным соплом: 1 – патрубок для подвода высоконапорного газа; 2 – патрубок для подвода низконапорного газа; 3 – камера смешения

c_{p1}, c_{p2} – теплоемкость при постоянном давлении эжектирующего и эжектируемого газов соответственно, Дж/(кг×К);
k_1, k_2 – показатели адиабаты эжектирующего и эжектируемого газов соответственно;
R – газовая постоянная, Дж/(кг×К);
$m = \sqrt{\frac{k}{R}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}}$, $\left(\frac{\text{кг·К}}{\text{Дж}}\right)^{0,5}$ – коэффициент.

Определить:
F_1, F_2, F_3 – площади для подвода эжектирующего и эжектируемого газов для входа в камеру смешения и для вывода из камеры смешения соответственно;
p_{03} – полное давление смеси газов на выходе из камеры смешения, Па;
T_{03} – полную температуру смеси газов на выходе из камеры смешения, К;
l – длину камеры смешения, м.

Расчет

1. Коэффициент a

$$a = \frac{\eta_p}{p_{01}^{\frac{k-1}{k}}} - \frac{n}{\eta_c} \cdot \frac{1}{p_H^{\frac{k-1}{k}}}.$$

2. Коэффициент b

$$b = n\left(\frac{1}{\eta_c^*} - \eta_p^*\right).$$

3. Коэффициент c

$$c = (n+1)p_H^{\frac{k-1}{k}}\eta_p.$$

4. Полное давление смеси газов на выходе из струйного эжектора

$$p_{03} = \left(\frac{-b + \sqrt{b^2 + 4ac}}{2a}\right)^{\frac{k}{k-1}}, \text{Па}.$$

5. Расход эжектируемого газа

$$G_2 = n\,G_1, \text{ кг/с}.$$

6. Расход смеси газов на выходе из струйного эжектора

$$G_3 = G_1 + G_2, \text{ кг/с}.$$

7. Степень понижения полного давления эжектирующего газа после энергообмена с эжектируемым газом

$$\pi_p^* = p_{01} / p_{03}.$$

8. Удельная энергия эжектирующего газа до начала энергообмена с эжектируемым газом

$$L_1 = c_{p1}T_{01}\left(1 - \frac{1}{\pi_p^{*\frac{k-1}{k}}}\right)\eta_p, \frac{\text{Дж}}{\text{кг}}.$$

9. Мощность эжектирующего газа

$$N_1 = G_1\,L_1, \text{ Вт}.$$

10. Степень повышения полного давления эжектируемого газа в результате взаимодействия с эжектирующим газом

$$\pi_c^* = p_{03} / p_{02}.$$

11. Удельная энергия эжектируемого газа после завершения энергообмена с эжектирующим газом

$$L_2 = c_{p2}T_{02}\left(\pi_c^{*\frac{k-1}{k}} - 1\right)\frac{1}{\eta_c}, \frac{\text{Дж}}{\text{с}}.$$

12. Мощность эжектируемого газа после завершения энергообмена с эжектирующим газом

$$N_2 = G_2\,L_2, \text{ Вт}.$$

13. Степень понижения полного давления смеси газов на выходе из струйного эжектора

$$\pi_{p3} = p_{03} / p_{\text{Н}}.$$

14. Удельная энергия смеси газов на выходе из струйного эжектора

$$L_3 = c_{p3}T_{03}\left(1 - \frac{1}{\pi_{p3}^{*\frac{k-1}{k}}}\right)\eta_p, \frac{\text{Дж}}{\text{кг}}.$$

15. Мощность смеси газов на выходе из струйного эжектора

$$N_3 = G_3\,L_3, \text{ Вт}.$$

16. Газодинамическая функция давления эжектирующего газа на входе в эжектор (входное устройство – дозвуковое)

$$\pi(\lambda_1) = p_1 / p_{01},$$

где $p_1 = p_{\text{Н}}$ при $p_{01} / p_{\text{Н}} \le 1{,}85$;
$p_1 = p_{\text{кр}}$ при $p_{01} / p_{\text{Н}} > 1{,}85$.

17. Коэффициент скорости эжектирующего газа на входе в эжектор

$$\lambda_1 = \sqrt{\left[1 - \pi(\lambda_1)^{\frac{k-1}{k}}\right]\frac{k+1}{k-1}}.$$

18. Приведенный расход эжектирующего газа на входе в эжектор

$$q(\lambda_1) = \left(\frac{k+1}{2}\right)^{\frac{1}{k-1}} \lambda_1 \left(1 - \frac{k-1}{k+1}\lambda_1^2\right)^{\frac{1}{k-1}}.$$

19. Критическая скорость эжектирующего газа на входе в эжектор

$$a_{кр1} = \sqrt{\frac{2k}{k+1} RT_{01}}, \ \frac{м}{с}.$$

20. Абсолютная скорость эжектирующего газа на входе в эжектор

$$V_1 = \lambda_1 \, a_{кр1}, \text{ м/с}.$$

21. Средняя скорость эжектируемого газа на входе в эжектор

$$V_2 = 2/3 \, V_1, \text{ м/с}.$$

22. Критическая скорость эжектируемого газа на входе в эжектор

$$a_{кр2} = \sqrt{\frac{2k}{k+1} RT_{02}}, \ \frac{м}{с}.$$

23. Коэффициент скорости эжектируемого газа на входе в эжектор

$$\lambda_2 = V_2 / a_{кр2}.$$

24. Газодинамическая функция давления эжектируемого газа на входе в эжектор

$$\pi(\lambda_2) = \left(1 - \frac{k-1}{k+1}\lambda_2^2\right)^{\frac{k}{k-1}}.$$

25. Статическое давление эжектируемого газа на входе в эжектор

$$p_2 = p_{02} \, \pi(\lambda_2), \text{ Па}.$$

26. Приведенный расход эжектируемого газа на входе в эжектор

$$q(\lambda_2) = \left(\frac{k+1}{2}\right)^{\frac{1}{k-1}} \lambda_2 \left(1 - \frac{k-1}{k+1}\lambda_2^2\right)^{\frac{1}{k-1}}.$$

27. Площадь входного отверстия для ввода эжектирующего газа в камеру смешения струйного эжектора

$$F_1 = \frac{G_1\sqrt{T_{01}}}{mp_{01}q(\lambda_1)}, \text{ м}^2.$$

28. Площадь входного отверстия для ввода эжектируемого газа в камеру смешения струйного эжектора

$$F_2 = \frac{G_2\sqrt{T_{02}}}{mp_{02}q(\lambda_2)}, \text{ м}^2.$$

29. Полная температура смеси газов на выходе из струйного эжектора

$$T_{03} = \frac{G_1T_{01} + G_2T_{02}}{G_3}, \text{ К}.$$

30. Критическая скорость смеси газов на выходе из эжектора

$$a_{кр3} = \sqrt{\frac{2k}{k+1} RT_{03}}, \ \frac{м}{с}.$$

31. Газодинамическая функция давления смеси газов на выходе из эжектора

$$\pi(\lambda_3) = p_3 / p_{03},$$

где $p_3 = p_н$ при $p_{03} / p_н \le 1{,}85$;
$p_3 = p_{кр}$ при $p_{03} / p_н > 1{,}85$.

32. Коэффициент скорости смеси газов на выходе из эжектора

$$\lambda_3 = \sqrt{\left[1 - \pi(\lambda_3)^{\frac{k-1}{k}}\right]\frac{k+1}{k-1}}.$$

33. Приведенный расход смеси газов на выходе из эжектора

$$q(\lambda_3) = \left(\frac{k+1}{2}\right)^{\frac{1}{k-1}} \lambda_3 \left(1 - \frac{k-1}{k+1}\lambda_3^2\right)^{\frac{1}{k-1}}.$$

34. Площадь среза сопла для выхода смеси газов из струйного эжектора

$$F_3 = \frac{G_3\sqrt{T_{03}}}{mp_{03}q(\lambda_3)}, \text{ м}^2.$$

35. Величина касательных напряжений, возникающих в процессе энергообмена эжектирующего и эжектируемого газов

$$\tau = p_{01} - p_{03}, \text{ Па}.$$

36. Температурная газодинамическая функция эжектирующего газа на входе в эжектор

$$\tau(\lambda_1) = 1 - \frac{k-1}{k+1}\lambda_1^2.$$

37. Статическая температура эжектирующего газа на входе в эжектор

$$T_1 = T_{01}\,\tau(\lambda_1),\ \text{К}.$$

38. Плотность эжектирующего газа на входе в эжектор

$$\rho_1 = \frac{p_1}{RT_1},\ \frac{\text{кг}}{\text{м}^3}.$$

39. Эквивалентный диаметр эжектирующего газа

$$d_{1\text{экв}} = 4F_1 / \chi,\ \text{м}.$$

где χ – смоченный периметр, м.

40. Число Рейнольдса потока эжектирующего газа

$$\text{Re}_1 = V_1\, d_{1\text{экв}} / \nu.$$

41. Коэффициент сопротивления эжектирующего газа

$$\zeta_1 = 64 / \text{Re}_1 \text{ при } \text{Re} \le \text{Re}_{\text{кр}};$$
$$\zeta_1 = 0{,}3164 / \text{Re}_1^{0{,}25} \text{ при } \text{Re} > 5\cdot 10^5.$$

42. Длина камеры смешения струйного эжектора

$$l = \frac{2d_{1\text{экв}}\tau}{\zeta_1 \rho_1 V_1^2},\ \text{м}.$$

Методика расчета термодинамических характеристик струйного эжектора при известных геометрических размерах

Исходные данные:

F_1 – площадь сопла для ввода эжектирующего газа, м^2;

F_2 – площадь входного отверстия для ввода эжектируемого газа, м^2;

F_3 – площадь сопла для выхода смеси эжектирующего и эжектируемого газов из камеры смешения, м^2;

p_{01} – полное давление эжектирующего газа, Па;

T_{01} – полная температура эжектирующего газа, К;

T_{02} – полная температура эжектируемого газа, К;

l – длина камеры смешения, м;

$p_{\text{Н}}$ – давление окружающей среды, Па;

R – газовая постоянная, Дж/(кг×К);

c_{p1}, c_{p2} – теплоемкости газов при постоянном давлении эжектирующего и эжектируемого газов соответственно, Дж/(кг×К);

k_1, k_2 – показатели адиабаты эжектирующего и эжектируемого газов соответственно;

η_p^* – КПД процесса расширения (отношение реальной работы расширения к изоэнтропной);

η_c^* – суммарный КПД процесса сжатия (отношение изоэнтропной работы сжатия к реальной);

ν_1, ν_2 – кинематические вязкости эжектирующего и эжектируемого газов соответственно, м^2/с;

$m = \sqrt{\frac{k}{R}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}},\ \left(\frac{\text{кг}\cdot\text{К}}{\text{Дж}}\right)^{0{,}5}$ – коэффициент.

Определить:

G_1 – расход эжектирующего газа на входе в струйный эжектор, кг/с;

G_2 – расход эжектируемого газа, кг/с;

G_3 – суммарный расход газа на выходе из струйного эжектора, кг/с;

p_{03} – полное давление газа на выходе из струйного эжектора, Па;

n – коэффициент эжекции;

T_{03} – полную температуру смеси газов на выходе из эжектора, К.

Расчет

1. Газодинамическая функция давления эжектирующего газа на входе в эжектор (рабочее тело – воздух, входное устройство – дозвуковое)

$$\pi(\lambda_1) = p_1 / p_{01},$$

где $p_1 = p_{\text{Н}}$ при $p_{01} / p_{\text{Н}} \le 1{,}85$;

$p_1 = p_{\text{кр}}$ при $p_{01} / p_{\text{Н}} > 1{,}85$ и $\pi(\lambda_1) = 0{,}52828$.

2. Коэффициент скорости эжектирующего газа на входе в эжектор

$$\lambda_1 = \sqrt{\left[1 - \pi(\lambda_1)^{\frac{k-1}{k}}\right]\frac{k+1}{k-1}}.$$

3. Критическая скорость эжектирующего газа на входе в эжектор

$$a_{\text{кр1}} = \sqrt{\frac{2k}{k+1}RT_{01}},\ \frac{\text{м}}{\text{с}}.$$

4. Абсолютная скорость эжектирующего газа на входе в эжектор

$$V_1 = \lambda_1 \, a_{кр1}, \text{ м/с}.$$

5. Приведенный расход эжектирующего газа на входе в эжектор

$$q(\lambda_1) = \left(\frac{k+1}{2}\right)^{\frac{1}{k-1}} \lambda_1 \left(1 - \frac{k-1}{k+1}\lambda_1^2\right)^{\frac{1}{k-1}}.$$

6. Расход эжектирующего газа

$$G_1 = \frac{mF_1 p_{01} q(\lambda_1)}{\sqrt{\mathrm{T}_{01}}}, \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}.$$

7. Средняя скорость эжектируемого газа на входе в эжектор

$$V_2 = 2/3 \ V_1, \text{ м/с}.$$

8. Критическая скорость эжектируемого газа на входе в эжектор

$$a_{кр2} = \sqrt{\frac{2k}{k+1} RT_{02}}, \ \frac{\text{м}}{\text{с}}.$$

9. Коэффициент скорости эжектируемого газа на входе в эжектор

$$\lambda_2 = V_2 / a_{кр2}.$$

10. Газодинамическая функция давления эжектируемого газа на входе в эжектор

$$\pi(\lambda_2) = \left(1 - \frac{k-1}{k+1}\lambda_2^2\right)^{\frac{k}{k-1}}.$$

11. Статическое давление эжектируемого газа на входе в эжектор

$$p_2 = p_{02} \, \pi(\lambda_2), \text{ Па}.$$

где $p_{02} = p_{\text{Н}}$.

12. Приведенный расход эжектируемого газа на входе в эжектор

$$q(\lambda_2) = \left(\frac{k+1}{2}\right)^{\frac{1}{k-1}} \lambda_2 \left(1 - \frac{k-1}{k+1}\lambda_2^2\right)^{\frac{1}{k-1}}.$$

13. Расход эжектируемого газа

$$G_2 = \frac{mF_2 p_{02} q(\lambda_2)}{\sqrt{\mathrm{T}_{02}}}, \ \frac{\text{кг}}{\text{с}}.$$

14. Коэффициент эжекции

$$n = G_2 / G_1.$$

15. Коэффициент a

$$a = \frac{\eta_p}{p_{01}^{\frac{k-1}{k}}} - \frac{n}{\eta_c} \cdot \frac{1}{p_H^{\frac{k-1}{k}}}.$$

16. Коэффициент b

$$b = n\left(\frac{1}{\eta_c^*} - \eta_p^*\right).$$

17. Коэффициент c

$$c = (n+1) p_H^{\frac{k-1}{k}} \eta_p.$$

18. Полное давление газа на выходе из струйного эжектора

$$p_{03} = \left(\frac{-b + \sqrt{b^2 + 4ac}}{2a}\right)^{\frac{k}{k-1}}, \text{ Па}.$$

19. Газодинамическая функция давления газа на выходе из эжектора

$$\pi(\lambda_3) = p_3 / p_{03},$$

где $p_3 = p_{\text{Н}}$ при $p_{03} / p_{\text{Н}} \le 1{,}85$;
$p_3 = p_{кр}$ при $p_{03} / p_{\text{Н}} > 1{,}85$ и $\pi(\lambda_1) = 0{,}52828$.

20. Коэффициент скорости смеси газов на выходе из эжектора

$$\lambda_3 = \sqrt{\left[1 - \pi(\lambda_3)^{\frac{k-1}{k}}\right] \frac{k+1}{k-1}}.$$

21. Приведенный расход смеси газов на выходе из эжектора

$$q(\lambda_3) = \left(\frac{k+1}{2}\right)^{\frac{1}{k-1}} \lambda_3 \left(1 - \frac{k-1}{k+1}\lambda_3^2\right)^{\frac{1}{k-1}}.$$

22. Степень повышения полного давления эжектируемого газа при подведении к нему энергии от эжектирующего газа

$$\pi_c^* = p_{03} / p_{02}.$$

23. Полная температура газа на выходе из эжектора

$$\mathrm{T}_{03} = \frac{\left[\left(1 - \frac{1}{\pi_{\text{p}}^{*\frac{k-1}{k}}}\right)\eta_{\text{p}}\mathrm{T}_{01} + n\mathrm{T}_{02}\left(\pi_{\text{p}}^{*\frac{k-1}{k}} - 1\right)\frac{1}{\eta_{\text{c}}}\right]}{(n+1)\left(1 - \frac{1}{\pi_{\text{p3}}^{*\frac{k-1}{k}}}\right)\eta_{\text{p}}}, \text{ К},$$

где $\pi_{p3}^* = p_{03} / p_{\text{Н}}$.

Результаты исследования струйного эжектора

Экспериментально установлено, что низконапорный поток газа сжимается после входа в струйный эжектор [1, 8, 11]. Полная температура и полное давление низконапорного газа растут за счет обмена работой и теплотой с высоконапорным газом. Полная температура и полное давление высоконапорного газа снижаются из-за обмена работой и теплотой с низконапорным газом. На выходе из струйного эжектора полное давление и полная температура высоконапорного и низконапорного газов выравниваются.

Расчетные данные по вышеприведенным методикам приведены на рисунке 2. На этом же рисунке нанесены экспериментальные данные работы [1]. Совпадение расчетных и экспериментальных данных – удовлетворительное.

Заключение

В настоящее время методики расчета струйного эжектора основаны на экспериментальных данных и справедливы в области проведенных исследований.

Методики составлены на базе замкнутой физико-математической модели, соответствующей основным законам механики сплошной среды, поэтому справедливы в более широком диапазоне работы струйного эжектора. Ограничения по диапазону его работы отсутствуют. Всегда в начале необходимо определить оптимальную геометрию струйного эжектора. Расчет характеристик струйного эжектора необходимо вести только на базе расчета оптимальной геометрии.

Результаты проведенных по этим методикам расчетов показали удовлетворительное совпадение с экспериментальными данными.

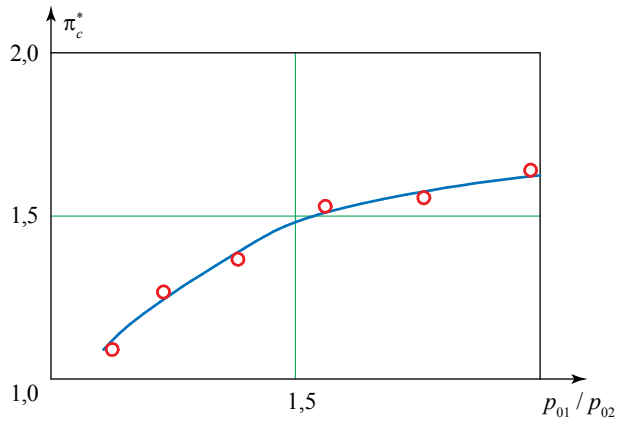


Рис. 2. Степень повышения полного давления низконапорного газа в функции отношения полных давлений высоконапорного и низконапорного газов на входе в струйный эжектор (n = 0,05):
– расчет; – эксперимент

Список литературы

1. Аркадов Ю. К. Новые газовые эжекторы и эжекционные процессы. М.: Изд-во физико-математической литературы, 2001. 336 с.

2. Волков В. Т. Модели процессов энергообмена в сильно закрученных сжимаемых потоках газа и плазмы. Самара: Изд-во СНЦ РАН, 2001. 272 с.

3. Кузнецов В. И., Макаров В. В. Эффект Ранка: Эксперимент, теория, расчет. (Минобороны России, ОмГТУ) М.: Инновационное машиностроение, 2017. 376 с.

4. Бочарова О. В., Лебедев М. Г. Аэроакустический эффект Гартмана: сто лет исследований и текущее состояние вопроса // Инженерный журнал: наука и инновации. 2018. Вып. 9. DOI: 10.18698/2308-6033-2018-9-1803

5. Thomas.A. The Discharge of Air through Small Orifices and the Entraiment of Air by the Ussuing Jet // Philosophical Magazine. 1922. № 263. P. 969–988.

6. Баулин К. Н. О расчете эжекторов // Отопление и вентиляция. 1938. № 6. С. 14–17

7. Сазонов Ю. А. Расчет и конструирование струйных аппаратов. М.: РГУ нефти и газа им. И.М. Губкина, 2016. 64 с.

8. Кузнецов В. И., Макаров В. В., Шандер А. Ю. Физико-математическая модель рабочего процесса струйного эжектора // Омский научный вестник. Сер. Авиационно-ракетное и энергетическое машиностроение. 2021. Т. 5, № 3. С. 75–82. DOI: 10.25206/2588-0373-2021-75-82

9. Черкез А. Я. Теория газового эжектора // Прикладная газовая динамика. 3–4 изд., перераб. и доп. М.: Наука, 1969. С. 485–560.

10. Христианович С. А. Применение эжекторов в газосборных сетях // Известия академии наук СССР. Отделение технических наук. 1946. № 3. С. 313–328.

11. Самойлова Н. В. Расчет дозвукового эжекторного увеличения реактивной тяги // Труды ЦАГИ. 1982. № 2150. С. 3–18.

Об авторах

Кузнецов Виктор Иванович – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры «Авиа- и ракетостроение» Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Омский государственный технический университет», Омск, Российская Федерация.
Область научных интересов: механика сплошной среды, вихревая труба, вихревой эжектор, струйный эжектор, труба Гартмана – Шпренгера, теория газотурбинных двигателей.

Макаров Владимир Вячеславович – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Авиа- и ракетостроение» Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Омский государственный технический университет», Омск, Российская Федерация.
Область научных интересов: вихревые течения жидкости и газа.

Methods of calculation of geometric parameters and thermodynamic characteristics of the jet ejector

V. I. Kuznetsov, V. V. Makarov

Federal State Educational Institution of Higher Education Omsk State Technical University, Omsk, Russian Federation

Based on the updated physical-mathematical model of the working process of the jet ejector, two calculation methods are developed: a method of calculation of optimal geometric parameters of the jet ejector; a method of calculation of thermodynamic characteristics of the jet ejector with known geometric dimensions. The calculation methods are developed with consideration given to work and heat exchange between high- and low-pressure gases. Thermodynamic characteristics of the jet ejector are calculated in the ejector inlet pressure range – p_{01} = (1,1·10^5 – 2,0·10^5) Pa. The calculations are compared with experimental data [1]. The calculations and the experimental data are in good agreement.

Keywords: jet ejector, methods of calculation of optimal geometric parameters of the ejector, method of calculation of thermodynamic characteristics of the ejector

Information about the authors

Kuznetsov Viktor Ivanovich – Doctor of Engineering Sciences, Professor, Department of Aviation and Rocket Engineering, Federal State Educational Institution of Higher Education Omsk State Technical University, Omsk, Russian Federation.
Science research interests: continuum mechanics, vortex tube, vortex ejector, jet ejector, Hartmann–Sprenger tube, gas turbine engine theory.

Makarov Vladimir Vyacheslavovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Department of Aviation and Rocket Engineering, Federal State Educational Institution of Higher Education Omsk State Technical University, Omsk, Russian Federation.
Science research interests: gas and liquid vortex flows.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-70-79
УДК 621.396.96

Классификация объектов военной техники с использованием сверточной нейронной сети на радиолокационных изображениях, сформированных в условиях ретрансляционных помех

И. Ф. Купряшкин

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», Воронеж, Российская Федерация

В статье решена задача оценки влияния ретрансляционной помехи на точность классификации объектов на радиолокационных изображениях, формируемых в РЛС с синтезированной апертурой антенны. Новизну работы составляет получение зависимостей с использованием не традиционных методов статистического анализа, а глубокой сверточной нейронной сети. Показано, что при субметровом разрешении и количестве ложных точечных отметок, сопоставимом с количеством разрешаемых элементов отметки объекта (порядка 250), точность классификации объектов авто- и бронетехники не превышает 20 %.

Ключевые слова: глубокая сверточная нейронная сеть, ретрансляционная помеха, радиолокационное изображение, точность классификации

Для цитирования: Купряшкин И. Ф. Классификация объектов военной техники с использованием сверточной нейронной сети на радиолокационных изображениях, сформированных в условиях ретрансляционных помех // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 4. С. 70–79. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-70-79

For citation: Kupryashkin I. F. Classification of military equipment targets on radar images generated in repeater jamming conditions using a convolutional neural network // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 4. P. 70–79. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-70-79

Поступила 29.06.2022 *Отрецензирована* 24.07.2022 *Одобрена* 17.08.2022 *Опубликована* 17.01.2023

Введение

В последнее время вопросам обработки радиолокационных изображений (РЛИ) с использованием технологий глубокого обучения уделяется самое пристальное внимание [1–11]. Так, в обширном обзоре [1] авторами в качестве одного из основных направлений их применения отмечается поиск и классификация объектов на РЛИ. Оно также представляет существенный интерес и с точки зрения видовой радиолокационной разведки. Как правило, в качестве наиболее перспективного инструмента для решения этой задачи рассматриваются глубокие сверточные нейронные сети (ГСНС), демонстрирующие уверенное преимущество перед алгоритмами, рассматриваемыми как традиционные (K-ближайших соседей (K-Neighbor), опорных векторов (SVM), AdaBoost, множества решающих деревьев (Random Forest), CART и др.) [2, 12].

Постоянная тенденция к улучшению разрешающей способности в сочетании с качественным скачком эффективности систем автоматического дешифрирования РЛИ за счет применения ГСНС существенно повышает информационные возможности систем видовой радиолокационной разведки [13, 14] и одновременно делает их весьма сложным объектом с точки зрения эффективного радиопротиводействия [15–19].

© Купряшкин И. Ф., 2022

В связи с этим оценка эффективности противодействия таким системам, особенно учитывающая возможность обработки РЛИ с использованием технологий глубокого обучения, представляет значительный интерес. Тем не менее в известных публикациях вопросы детектирования и классификации объектов с использованием ГСНС рассматриваются применительно к изображениям, сформированным при отсутствии преднамеренных помех РЛС. В работе [19] приведены сведения о публикациях, включающих описания результатов работы ГСНС по зашумленным РЛИ, а также собственные результаты авторов для случая преднамеренных шумовых помех. Однако известно, что достаточная эффективность противодействия современным РЛС видовой разведки с использованием средств постановки шумовых помех может быть обеспечена только при условии, если их энергетический потенциал (произведение мощности передающего устройства и коэффициента усиления передающей антенны) составляет от 30–40 дБ и более [15–17].

Это обусловливает повышенный интерес к средствам формирования сигналоподобных помех, в значительной степени лишенных отмеченных недостатков, в качестве которых, как правило, рассматриваются средства постановки помех ретрансляционного типа [15, 18]. Определение требований к ним, особенно с учетом современных возможностей по обработке радиолокационной информации, является актуальной задачей, тем более что в известной литературе результаты подобных исследований не отражены.

В связи с этим целью работы является определение зависимости точности классификации объектов военной и специальной техники на радиолокационных изображениях от характеристик преднамеренных ретрансляционных помех, выполняемой с использованием глубоких сверточных нейронных сетей.

Подготовка данных обучающей и тестовой выборок

В качестве исходных данных используется открытая часть стандартного набора MSTAR (Moving and Stationary Target Acquisition and Recognition) [20], включающая РЛИ десяти образцов военной техники с разрешением около 0,3 м, полученных по результатам съемки РЛС X-диапазона. Примеры РЛИ набора приведены на рисунке 1.

Из всех имеющихся изображений сформированы обучающий, проверочный и тестовой наборы, причем изображения обучающих и проверочных наборов получены при съемке с углом визирования 17 градусов, тестового набора – 15 градусов. Общее количество изображений обучающего набора составляет 1923, проверочного – 891 и тестового – 2503.

Каждое исходное изображение представляет массив комплексных отсчетов, размерность которого для объектов разных классов является различной (минимальная составляет 128×128 отсчетов) [19].

С целью исключения влияния фона местности на результаты классификации подготовка данных для обучения включает этап подавления фоновых отсчетов и снижения размерности изображения, описанный в [19]. Результатом его выполнения является формирование массива отсчетов комплексного изображения $\dot{I}_{ij}$, где $i = \overline{1,N}$ и $j = \overline{1,N}$ при $N = 44$.

Наиболее часто рассматриваемым вариантом противодействия авиационным и космическим РЛС на основе ретрансляционного метода является тот, при котором в течение интервала синтезирования в ответ на каждый импульс РЛС средство постановки помех переизлучает серию его копий, каждую со своими амплитудой, временной задержкой и доплеровским сдвигом. Результатом обработки такой помехи на РЛИ является формирование совокупности ложных точечных отметок (ЛТО) [15], смещение каждой из которых по наклонной и путевой дальности определяется введенными временной задержкой и доплеровским сдвигом соответствующих копий импульсов. Амплитуды переизлученных импульсов определяют уровни ЛТО на изображении. Необходимым условием достижения этого эффекта является сохранение когерентности переизлучаемых сигналов, а также, в простейшем случае, неизменность заданных параметров амплитудно-фазовой модуляции

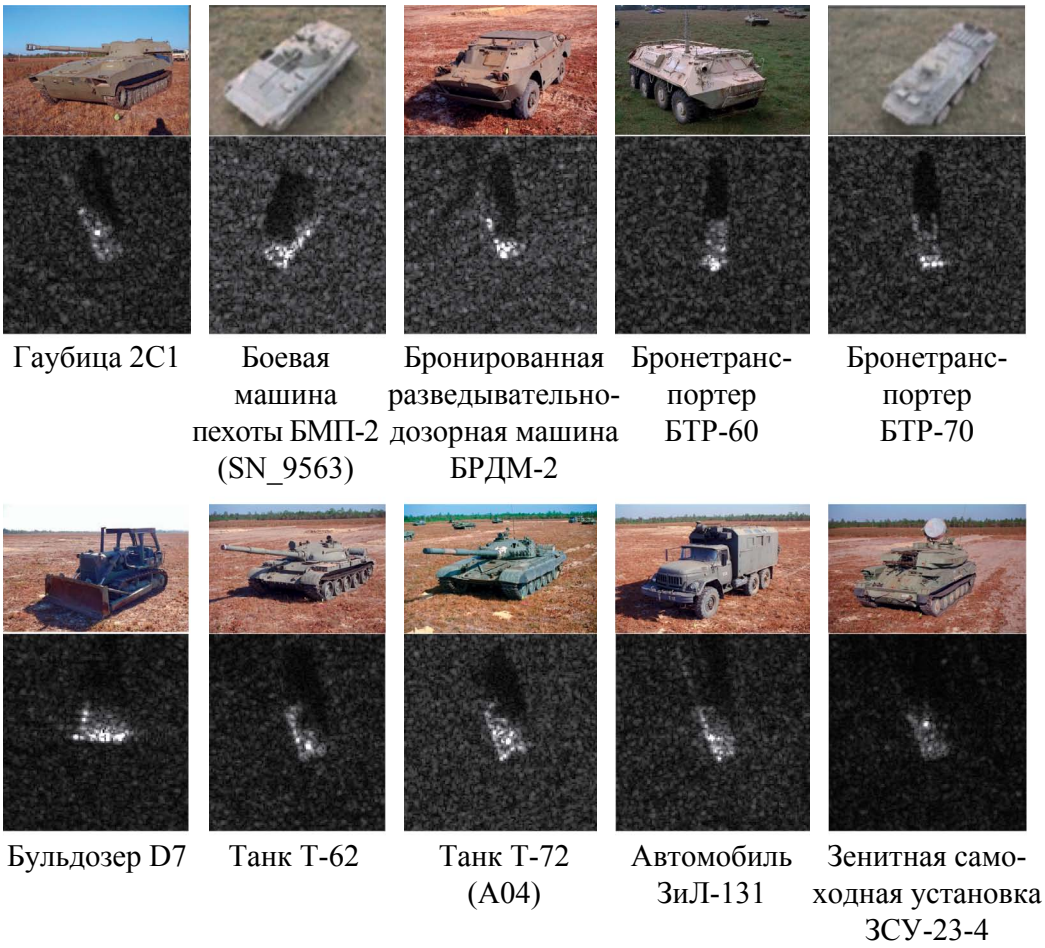


Рис. 1. Радиолокационные изображения объектов набора MSTAR и их фотографии

и временной задержки для каждой копии от импульса к импульсу [15].

Выбор временного смещения, амплитуд и доплеровских сдвигов для каждой ЛТО определяется исходя из целей создания помехи. Если целью является имитация отметки объекта, ЛТО размещаются таким образом, чтобы максимально правдоподобно воспроизвести характер и уровни его локальных центров рассеяния. Так как при субметровом разрешении правдоподобная имитация подобным способом является весьма сложной задачей и практически нерешаемой в части имитации радиолокационной тени объекта, то в качестве цели создания ретрансляционных помех также рассматривают случайные совокупности ЛТО, размещаемые в пределах отметки объекта и затрудняющие его идентификацию [15]. Энергетический выигрыш по сравнению со средствами постановки шумовых помех при таком способе их создания пропорционален отношению площади совокупности ЛТО к общей площади кадра РЛИ и может достигать 20–30 дБ [15].

Исходя из перечисленных соображений, дальнейшая подготовка наборов изображений, включающих помимо истинных отметок объектов еще и совокупности ЛТО, включает следующие этапы.

Для определения требуемого отношения помеха/сигнал на РЛИ, под которым понимается отношение среднего уровня ЛТО к среднему уровню отметки объекта q, осуществляется оценка среднего значения амплитуд ненулевых отсчетов отметки объекта $\tilde{m}$. Далее формируется матрица комплексного помехового изображения, представляющего собой совокупность N_p ЛТО, каждая из которых описывается двумерной гауссоидой, ширина которой по уровню 0,5 соответствует разрешению РЛИ

$$\dot{\eta}_{ij} = \sum_{p=1}^{N_p} a_p \exp\{-j\varphi_p\} G(i - i_p, j - j_p), \quad (1)$$

где a_p и φ_p – случайные амплитуда и фаза p-й ЛТО, распределенные по рэлеевскому закону с параметром $\tilde{m}\,q\sqrt{2/\pi}$ и равномерно на интервале $[-\pi; \pi]$ соответственно; i_p и j_p – случайные индексы строки и столбца матрицы помехового изображения, распределенные по гауссовскому закону с одинаковыми средними значениями, равными $N/2$ и среднеквадратическими отклонениями, равными $N/4$; $G(m, n) = \exp(-1/2\,(m^2 + n^2))$.

Заключительный этап формирования набора данных состоит в поэлементном суммировании комплексных сигнального и помехового изображений с последующим определением их абсолютных значений

$$I_{ij} = |\dot{I}_{ij} + \dot{\eta}_{ij}|, \qquad (2)$$

и преобразованием в 8-битный целочисленный формат

$$I_{ij} = \begin{cases} \overline{I}_{ij}, & \overline{I}_{ij} \le 2^8 \\ 2^8, & \overline{I}_{ij} > 2^8 \end{cases}, \qquad (3)$$

где $\overline{I}_{ij} = \mathrm{int}\left\{2^9 \times \dfrac{I_{ij} - I_{\min}}{I_{\max} - I_{\min}}\right\}$; $I_{\max} = \max\{\mathbf{I}\}$ и $I_{\min} = \min\{\mathbf{I}\}$ – максимальная и минимальная амплитуды отсчетов соответственно; $\mathrm{int}\{x\}$ – целая часть x.

Перед подачей на вход ГСНС целочисленные значения в диапазоне [0;255] преобразуются в вещественные в диапазоне [0;1] путем деления на 255.

Примеры изображений наборов, сформированных при N_p =50; 125; 250; 500 и q = 0 дБ, для объектов всех десяти классов приведены на рисунке 2.

Структура глубокой сверточной нейронной сети, процесс и результаты обучения

Разработка и обучение сети осуществлялись с использованием фреймворка TensorFlow 2.0 и библиотеки Keras [21]. Архитектура сети соответствует архитектуре VGG-типа [22] и включает последовательности четырех пар сверточных слоев (Convolution Layers) с ядрами 3×3 и единичным шагом свертки. После каждой пары включены слои подвыборок (MaxPooling) 2×2. Первая пара включает по 32 фильтра, вторая, третья и четвертая – по 64, 128 и 256 соответственно. Полносвязный классификатор включает входной слой на 4096 входов и 256 выходов, слой 50-процентного прореживания (Dropout) и выходной слой с десятью выходами по числу классов. Для активации сверточных слоев и входного слоя классификатора используется кусочно-линейная функция (ReLU). Количество настраиваемых параметров такой сети составляет 2’223’082 [19].

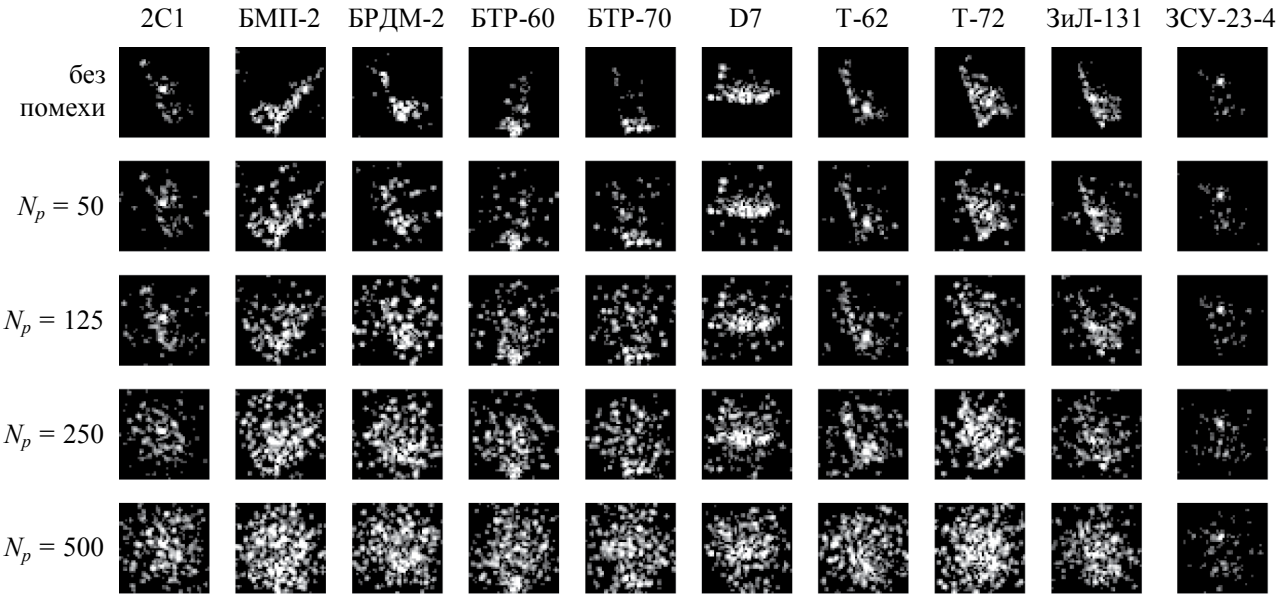


Рис. 2. Примеры изображений наборов изображений при различном количестве ЛТО (q = 0 дБ)

Сеть с описанной архитектурой, для которой далее в работе принято обозначение C-CNN (Custom Convolutional Neural Network), на тестовом наборе продемонстрировала точность классификации 97,91 %, т.е. из 2503 изображений неверно распознала 52. Несмотря на то что такая точность является довольно высокой, на сегодняшний день существует значительное разнообразие более сложных архитектур, включающих bottleneck-слои (сети типа Inception), residual-блоки (сети типа ResNet), а также ряд других решений и их сочетаний [19]. Тем не менее из сравнительного анализа точности классификации, выполненного с использованием техники переноса обучения (Transfer Learning) [23] для различных архитектур ГСНС, следует, что заметного улучшения точности классификации не происходит.

Для проверки того, повлияет ли существенным образом выбор архитектуры сети на получаемые результаты в условиях ретрансляционных помех, были дополнительно дообучены сети Xception [24] и MobileNetV1 [25], продемонстрировавшие в беспомеховой обстановке сопоставимую с C-CNN точность 97,35 и 96,47 % соответственно.

Продолжительность обучения с использованием GPU (GeForce GTX1660SUPER) для отдельной эпохи составила 7 с для сети C-CNN, 16 с – для MobileNetV1 и 47 с – для Xception. Общее количество эпох для сетей C-CNN составляло от 300 до 500, сети MobileNetV1 – от 100 до 350, сети Xception – от 50 до 500. Различное количество эпох обусловлено более ранним появлением признаков переобучения сети при разном количестве ЛТО. Так, при малом количестве ЛТО сети быстро обучаются правильно классифицировать объекты, при большом – рост точности классификации быстро прекращается, так как сети быстро достигают ее предельного небольшого показателя. При промежуточных значениях количества ЛТО стабилизация значения точности наступает только при значительном (порядка 400–500) количестве эпох. Полное обучение на отдельном наборе заняло от 35 до 58 мин (C-CNN), от 27 до 93 мин (MobileNetV1) и от 42 мин до 6,5 ч (Xception).

Каждая из трех сетей (C-CNN, MobileNetV1, Xception) обучалась на каждом наборе данных по отдельности, оценка точности классификации каждой обученной сети проводилась на тестовых наборах с соответствующим количеством ЛТО. Значения максимальной точности классификации, достигнутые каждой сетью, приведены в таблице 1.

Как следует из полученных результатов (табл. 1), все сети довольно успешно решают задачу классификации даже при 250 ЛТО, когда визуальные отличия объектов разных классов практически не наблюдаются (рис. 2).

Тем не менее даже при 500 ЛТО точность классификации для C-CNN достигает практически 60 %. Для оценки характеристик совокупности ЛТО, обеспечивающей срыв выполнения задачи классификации, были сформированы аналогичные наборы изображений при q = 10 дБ, примеры которых приведены на рисунке 3.

Значения максимальной точности классификации, достигнутые каждой сетью при q = 10 дБ, приведены в таблице 2.

Графическое представление результатов, приведенных в таблицах 1 и 2, приведено на рисунке 4. Зависимости с заштрихованными маркерами соответствуют результатам при q = 10 дБ.

Из их анализа следует, что срыв задачи классификации (точность порядка 20 % и ниже) обеспечивается при условии, что количество

Таблица 1

Максимальные точности классификации в условиях ретрансляционных помех (q = 0 дБ)

Архитектура сети	Тестовый набор (количество ЛТО)				
	0	50	125	250	500
C-CNN	97,91 %	94,47 %	89,22 %	77,04 %	59,13 %
MobileNetV1	96,47 %	90,76 %	80,77 %	61,94 %	43,46 %
Xception	97,35 %	94,55 %	87,26 %	70,47 %	46,99 %

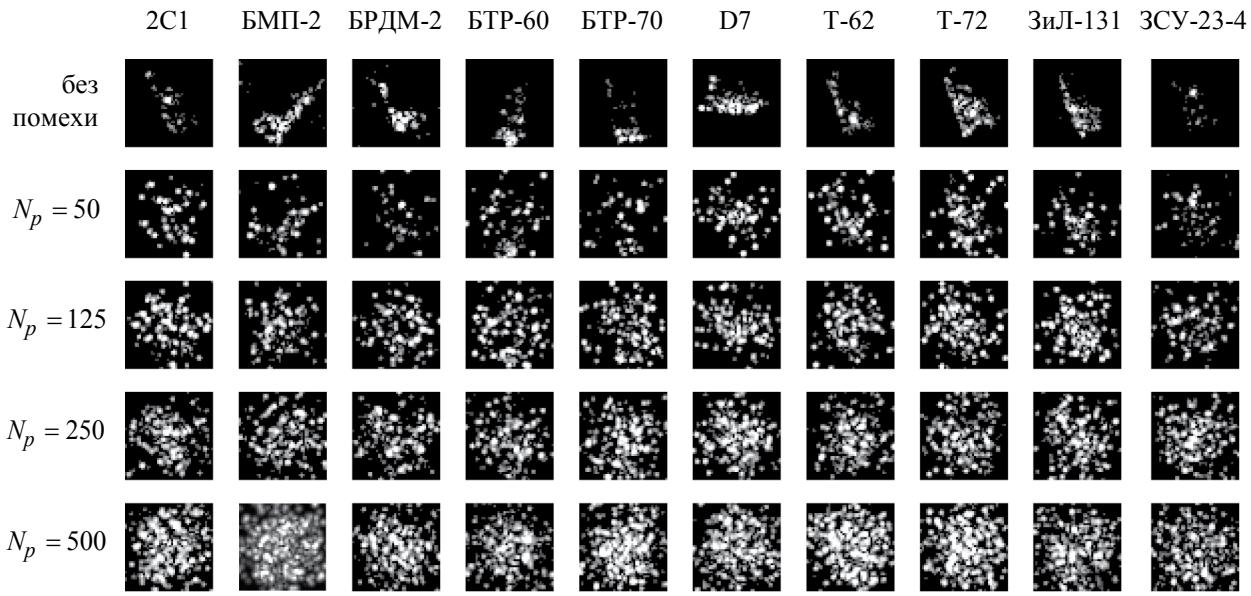


Рис. 3. Примеры изображений наборов изображений при различном количестве ЛТО (q = 10 дБ)

ЛТО превышает 250, а их средняя амплитуда на порядок превышает средний уровень отметки объекта (q = 10 дБ).

Учитывая, что при разрешении около 0,3 м отметка даже отдельного объекта авто- и бронетехники включает несколько сотен разрешаемых элементов, оценка количества ЛТО, требуемого для срыва задачи классификации, составила сопоставимую величину.

Следует полагать, что при более низком разрешении необходимое количество ЛТО будет существенно меньшим, так как даже в беспомеховой обстановке ухудшение пространственного разрешения РЛИ объективно приводит к снижению качества работы классификатора любого типа.

Для проверки этого предположения был сформирован набор изображений с 25, 50, 125 и 250 ЛТО (q = 0 дБ) с исходным разрешением, после чего над ним осуществлялись процедуры пространственной фильтрации для формирования двух наборов, разрешение одного из которых ухудшено в два (рис. 5), а другого – в три раза (рис. 6).

Пространственная фильтрация изображений осуществлялась путем выполнения операции вида

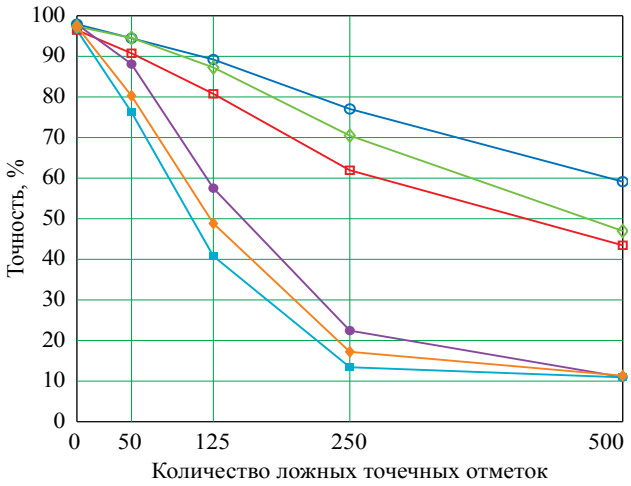


Рис. 4. Зависимости достигнутой максимальной точности классификации от количества ЛТО
– Custom CNN; – MobileNetV1;
– Xception; – Custom CNN;
– MobileNetV1; – Xception

Таблица 2

Максимальные точности классификации в условиях ретрансляционных помех (q = 10 дБ)

Архитектура сети	Тестовый набор (количество ЛТО)				
	0	50	125	250	500
C-CNN	97,91 %	88,1 %	57,53 %	22,44 %	10,98 %
MobileNetV1	96,47 %	76,24 %	40,78 %	13,42 %	10,93 %
Xception	97,35 %	80,29 %	48,84 %	17,22 %	11,34 %

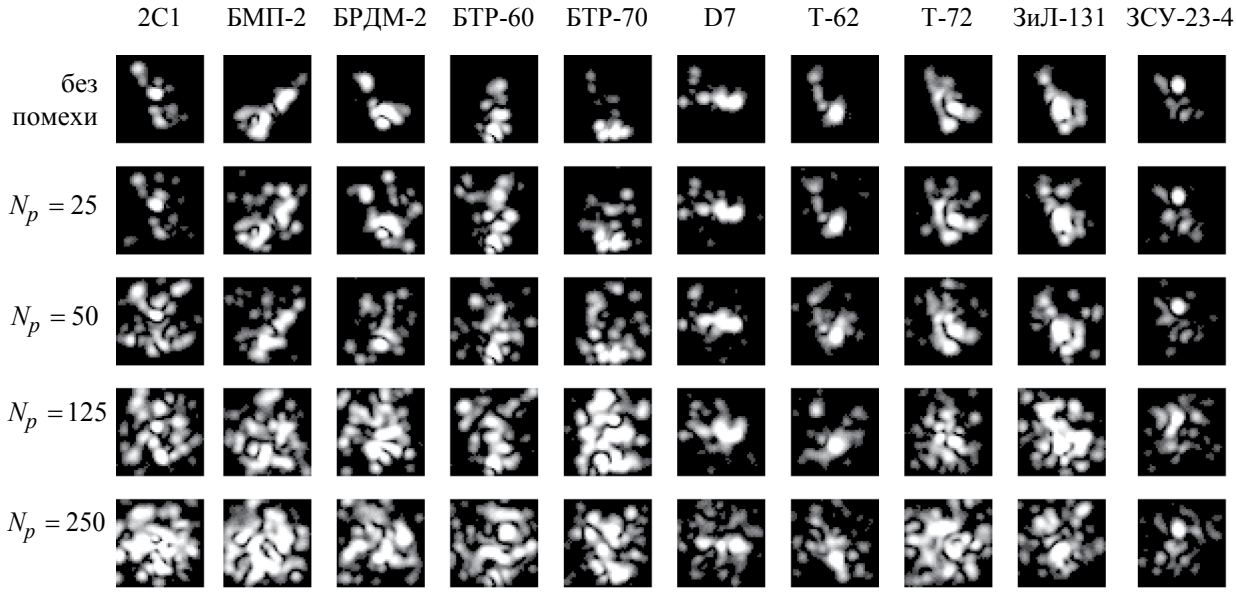


Рис. 5. Примеры из наборов изображений при различном количестве ЛТО ($k_r = 2$; $q = 0$ дБ)

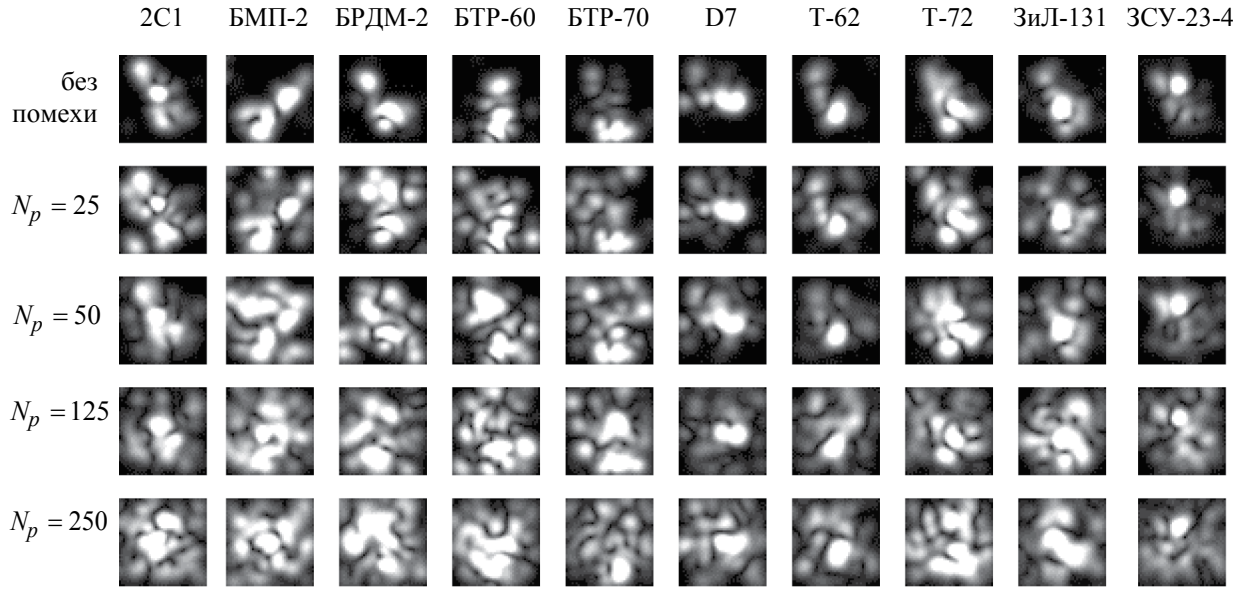


Рис. 6. Примеры из наборов изображений при различном количестве ЛТО ($k_r = 3$; $q = 0$ дБ)

$$I_{ij} = \sum_{m-1}^{N}\sum_{n-1}^{N} I_{mn} G(m-i, n-j), \qquad (4)$$

где $G(m,n) = \exp\left(-\frac{(m\ +n^2)}{2k_r^2}\right)$; k_r – коэффициент, характеризующий, во сколько раз в результате фильтрации ухудшается разрешение изображения, в рассматриваемом случае принимались $k_r = 2$ и $k_r = 3$.

Значения максимальной точности классификации, достигнутые сетью C-CNN при исходном разрешении ($k_r = 1$), и разрешении, ухудшенном в два ($k_r = 2$) и три ($k_r = 3$) раза, приведены в таблице 3, а также представлены в виде графических зависимостей на рисунке 7.

Из полученных результатов следует, что при трехкратном ухудшении разрешения (приблизительно до 1 м) точность классификации в условиях ретрансляционных помех резко снижается и при 50 ЛТО не превышает 40 %. При 250 ЛТО, средняя амплитуда которых сопоставима со средним уровнем отметки

Таблица 3

Максимальные точности классификации в условиях ретрансляционных помех при различном разрешении изображений

	Тестовый набор (количество ЛТО)				
	0	25	50	125	250
k_r = 1	97,91 %	95,89 %	94,47 %	89,22 %	77,04 %
k_r = 2	89,74 %	59,58 %	51,68 %	35,69 %	26,12 %
k_r = 3	79,13 %	42,94 %	37,01 %	25,48 %	19,87 %

объекта (q = 0 дБ), достигается практически гарантированный срыв классификации (точность классификации не превышает 20 %).

Выводы

В беспомеховой обстановке точность классификации РЛИ объектов с использованием ГСНС достигает практически 98 %, что свидетельствует о необходимости повышения их скрытности от радиолокационной разведки, в том числе и за счет постановки ретрансляционных помех.

В целом, ГСНС продемонстрировала хорошую устойчивость к воздействию ретрансляционных помех. Так, при среднем уровне ЛТО, сопоставимом со средним уровнем отметки объекта (при отношении помеха/сигнал 0 дБ), точность классификации даже при 125 ложных отметках снизилась только на 10–15 %. При 250 ЛТО, когда визуальная классификация представляется практически невозможной, ГСНС продемонстрировали довольно высокую точность (от 61,94 % для MobileNetV1 до 77,04 % для C-CNN). Даже при 500 ЛТО точность классификации не снизилась менее чем до 40 %, а для C-CNN осталась достаточно высокой – 59,13 %.

Только при увеличении среднего уровня ЛТО до величины, на 10 дБ превышающей средний уровень отметок объектов, и доведении их количества до 250-ти и более, ретрансляционная помеха обеспечила снижение точности классификации до практически приемлемых (менее 20 %) с позиции задач радиоподавления значений.

При ухудшении пространственного разрешения РЛИ, которое само по себе приводит к быстрому снижению точности классификации даже в беспомеховой обстановке, требования к ретрансляционной помехе смягчаются.

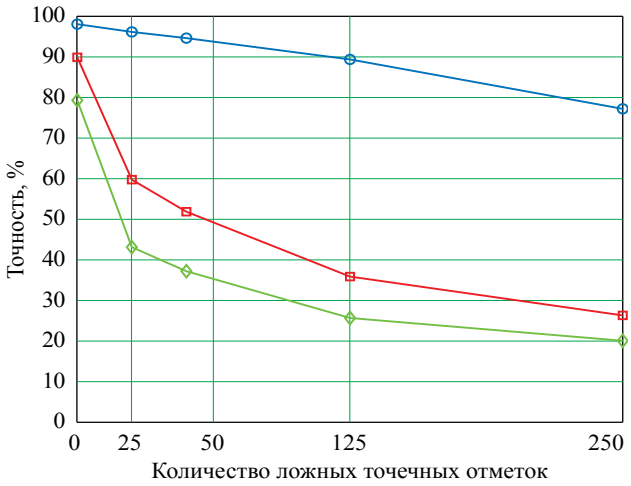


Рис. 7. Зависимости достигнутой максимальной точности классификации от количества ЛТО при различном разрешении изображений
– 1; – 2; – 3

Так при разрешении около 0,6 и 0,9 м требуемое количество ЛТО, обеспечивающее снижение точности классификации до 20–35 %, составило 125–250 при их среднем уровне, сопоставимом со средним уровнем отметок объектов.

Список литературы

1. Zhu X., Montazeri S., Ali M., Hua Yu., Wang Yu., Mou L., Shi Yi., Xu F., Bamler R. Deep Learning Meets SAR. arXiv:2006.10027v2 [eess.IV] 5 Jan 2021.

2. Wang H., Chen S., Xu F., Jin Y.-Q. Application of Deep-Learning Algorithms to MSTAR Data. 2015 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS). 2015. P. 3743–3745. DOI: 10.1109/IGARSS.2015.7326637

3. Chen S., Wang H., Xu F., Jin Y.-Q. Target Classification Using the Deep Convolutional Networks for SAR Images. IEEE Transaction Geoscience and Remote Sensing. 2016. Vol. 54. No. 8. P. 4806–4817. DOI: 10.1109/TGRS.2016.2551720

4. Anas H., Majdoulayne H., Chaimae A., Nabil S.M. Deep Learning for SAR Image Classification. 2020. DOI: 10.1007/978-3-030-29516-5_67
5. Chen S., Wang H. SAR Target Recognition Based on Deep Learning. 2014 International Conference on Data Science and Advanced Analytics (DSAA). 2014. P. 541–547. DOI: 10.1109/DSAA.2014.7058124
6. Coman C., Thaens R. A Deep Learning SAR Target Classification Experiment on MSTAR Dataset. 2018 19th International Radar Symposium (IRS). 2018. P. 1–6. DOI: 10.23919/IRS.2018.8448048
7. Furukawa H. Deep Learning for End-to-End Automatic Target Recognition from Synthetic Aperture Radar Imagery. arXiv:1801.08558v1 [cs. CV] 25 Jan 2018.
8. Profeta A., Rodriguez A., Clouse H.S. Convolutional Neural Networks for Synthetic Aperture Radar Classification. Proc. SPIE 9843, Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery XXIII, 98430M (14 May 2016). DOI: 10.1117/12.2225934
9. Wang Z., Xu X. Efficient deep convolutional neural networks using CReLU for ATR with limited SAR images. The Journal of Engineering. 2019. Vol. 2019. No. 21. P. 7615–7618. DOI: 10.1049/joe.2019.0567
10. Wilmanski M., Kreucher C., Lauer J. Modern Approaches in Deep Learning for SAR ATR. Proc. SPIE 9843, Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery XXIII, 98430N (14 May 2016). DOI: 10.1117/12.2220290
11. Xinyan F., Weigang Z. Research on SAR Image Target Recognition Based on Convolutional Neural Network. Journal of Physics: Conference Series, 2019. Ser. 1213(2019) 042019. DOI: 10.1088/1742-6596/1213/4/042019
12. Бородинов А. А., Мясников В. В. Сравнение алгоритмов классификации радарных изображений при различных методах предобработки на примере базы MSTAR // Сборник трудов IV международной конференции и молодежной школы «Информационные технологии и нанотехнологии» (ИТНТ-2018). Самара: Новая техника, 2018. С. 586–594.
13. Биленко С. В., Чередеев К. Ю., Зограбян М. К. Перспективы использования глубоких нейронных сетей в радиолокации // Вопросы радиоэлектроники. 2017. № 1. С. 57–63.
14. Казачков Е. А., Матюгин С. Н., Попов И. В., Шаронов. В. В. Обнаружение и классификация малоразмерных объектов на изображениях, полученных радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2018. № 1. С. 93–99.
15. Купряшкин И. Ф., Лихачев В. П. Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех. Воронеж: Научная книга, 2014. 460 с.
16. Радзиевский В. Г., Неволин А. В. Модели и методики оценки эффективности радиоподавления средств радиоэлектронной разведки и поражения авиационно-космических систем высокоточного оружия в условиях информационного конфликта. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2016. 234 с.
17. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. 424 с.
18. Владимиров В. И., Лихачев В. П., Шляхин В. М. Антагонистический конфликт радиоэлектронных систем. Методы и математические модели / Под ред. В. М. Шляхина. М.: Радиотехника, 2004. 384 с.
19. Купряшкин И. Ф., Мазин А. С. Классификация объектов военной техники с использованием сверточной нейронной сети на радиолокационных изображениях, сформированных в условиях шумовых помех // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 1. С. 71–81. DOI: 10.38013/2542-0542-2022-1-71-81
20. Kechagias-Stamatis O., Aouf N. Automatic Target Recognition on Synthetic Aperture Radar Imagery: A Survey. arXiv:2007.02106v2 [cs.CV] 12 Dec 2020.
21. Николенко С., Кадурин А., Архангельская Е. Глубокое обучение. СПб.: Питер, 2018. 480 с.
22. Simonyan K., Zisserman A. Very Deep Convolutional Networks For Large-Scale Image Recognition. arXiv:1409.1556v6 [cs.CV] 10 Apr 2015.

23. Купряшкин И. Ф. Сравнительные результаты точности классификации радиолокационных изображений объектов набора MSTAR сверточными нейронными сетями с различными архитектурами // Журнал радиоэлектроники. 2021. № 11. DOI: 10.30898/1684-1719.2021.11.14

24. Chollet F. Xception: Deep Learning with Depthwise Separable Convolutions. arXiv:1610.02357v3 [cs.CV] 4 Apr 2017.

25. Howard A. G., Zhu M., Chen B., Kalenichenko D. MobileNets: Efficient Convolutional Neural Networks for Mobile Vision Applications. arXiv:1704.04861v1 [cs.CV] 17 Apr 2017.

Об авторе

Купряшкин Иван Федорович – доктор технических наук, доцент, начальник кафедры боевого применения средств радиоэлектронной борьбы (с воздушно-космическими системами управления и наводящимся оружием) Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», Воронеж, Российская Федерация.

Область научных интересов: радиопротиводействие радиолокационным системам.

Classification of military equipment targets on radar images generated in repeater jamming conditions using a convolutional neural network

Kupryashkin I. F.

Air Force Military Educational and Scientific Centre "N. Ye. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy", Voronezh, Russian Federation

The paper solves the problem of assessment of the impact of repeater jamming on the accuracy of object classification on radar images generated by a synthetic-aperture radar. The novelty of the work is the determination of dependencies using a deep convolutional neural network instead of traditional methods of statistical analysis. The paper proves that with sub-meter resolution and the number of false point target spots comparable with the number of target spot's resolvable elements (around 250), the accuracy of classification of automotive and armoured vehicle targets is not greater than 20 %.

Keywords: deep convolutional neural network, repeater jamming, radar image, classification accuracy

Information about the authors

Kupryashkin Ivan Fedorovich – Doctor of Engineering Sciences, Associate Professor, Head of Department of Combat Operation of Electronic Warfare Systems with Aerospace Control Systems and Guided Weapons, Air Force Military Educational and Scientific Centre "N. Ye. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy", Voronezh, Russian Federation

Science research interests: radar countermeasures.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-80-90
УДК 519.24

Достоверность информации космических систем наблюдения

Ю. Т. Зозуля, В. А. Саранченков, О. И. Столяров

Акционерное общество «Корпорация космических систем специального назначения «Комета», Москва, Российская Федерация

Для космических систем исследования Земли, мониторинга процессов, происходящих в околоземном пространстве (далее по тексту – космические системы наблюдения), понятие «достоверность» фактически может служить мерой качества их выходной информации. В работе дано определение достоверности информации космических систем наблюдения (КСН), предложен подход к оценке данного показателя, получены выражения для расчета интегральных вероятностных характеристик многоканальных КСН.

Ключевые слова: гипотеза, достоверность, вероятность обнаружения, космическая система наблюдения, ложная тревога

Для цитирования: Зозуля Ю. Т., Саранченков В. А., Столяров О. И. Достоверность информации космических систем наблюдения // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 4. С. 80–90. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-80-90

For citation: Zozulya Yu. T., Saranchenkov V. A., Stolyarov O. I. Reliability of information of space-based observation systems // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 4. P. 80–90. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-80-90

Поступила 10.08.2022 *Отрецензирована* 29.08.2022 *Одобрена* 18.09.2022 *Опубликована* 17.01.2023

Введение

Методические подходы и математический аппарат для оценки качества выходной информации технических и информационных систем представлен в большом объеме материала отечественных и зарубежных авторов, в частности в [1, 2, 4, 6, 7]. Наиболее близкой к проблематике настоящей статьи является работа [4], в которой изложен метод исследования зависимости апостериорной вероятности состояния объектов наблюдения КСН от технического состояния источников информации системы. Материал настоящей статьи является развитием данного метода, дополняя факторное пространство возможных состояний источников информации (космических аппаратов (КА) КСН) их основными характеристиками – вероятностью правильного обнаружения и уровнем ложных тревог.

Как объект исследований КСН представляет совокупность функционально связанных космических средств обнаружения (космических аппаратов) и наземных технических средств обработки информации и управления орбитальной группировкой. Предметом исследований является информация, содержащаяся в формируемых КСН сообщениях.

Цель работы – разработка способа количественной оценки достоверности сообщений КСН на основе формализации взаимосвязи интегральных вероятностных характеристик системы.

К классу рассматриваемых в работе КСН относятся космические системы, объектом наблюдения для которых является локализованный в пределах контролируемой области точечный источник излучения в инфракрасном диапазоне длин волн электромагнитного спектра. Результат обнаружения объекта средствами КСН: формирование и выдача на пункты обработки информации и управления

© Зозуля Ю. Т., Саранченков В. А., Столяров О. И., 2022

обобщенных сообщений (ОБС) о контролируемой обстановке на основе данных, полученных от бортовой аппаратуры наблюдения (БАН).

Постановка задачи оценки достоверности сообщений КСН

Если информация об обнаружении объекта вызывает (вследствие неполного соответствия требуемым критериям) сомнения в истинности собранных данных, возрастает вероятность ошибочного суждения об отсутствии объекта в наблюдаемой КСН области. Тем самым реальный объект, вполне вероятно, не будет обнаружен. С другой стороны, возможность появления недостоверной информации предопределена неизбежным отличием от нуля вероятности ложных тревог, которые напрямую искажают картину наблюдаемой обстановки.

Помимо фиксации факта обнаружения объектов, выходная информация КСН содержит целый ряд данных, уточняющих параметры обнаруженного объекта: количество объектов, место и время их появления, результаты идентификации типов обнаруженных объектов и т.п. Процесс получения этих сведений имеет вероятностный характер и не гарантирует их полное соответствие реальной обстановке. Действительно, даже если КСН имеет близкую к единице вероятность правильного обнаружения и не равную нулю частоту ложных тревог, то полученное ОБС об обнаружении объекта не гарантирует его реальное наличие, тем более если априорная вероятность появления объектов в наблюдаемой КСН области низка.

В этой связи достоверность информации КСН – это мера соответствия получаемых от системы сообщений и реальной ситуации, складывающейся в текущий момент времени в процессе наблюдения, т.е. вероятностная мера безошибочного суждения о соответствии информации в ОБС истинному состоянию наблюдаемой обстановки при достигнутых в КСН характеристиках вероятного пропуска объекта и ложной тревоги. При такой интерпретации содержания понятия «достоверность информации» очевидна нормировка диапазона ее возможных значений: $0 \le \boldsymbol{D} \le 1$.

Событие «Появление объекта» в наблюдаемой КСН области (рис. 1) может либо наступить (гипотеза $\mathbf{H_1}$), либо не наступить (гипотеза $\mathbf{H_0}$); объект может быть обнаружен (событие H_1A_1) или не обнаружен (событие H_1A_0); выдача сообщения об обнаружении A_1 может быть истинной (обнаружен реальный объект H_1A_1) или ошибочной (выдана ложная тревога H_0A_1); невыдача сообщения об обнаружении (или эквивалентная этому выдача сообщения об отсутствии объекта) A_0 может означать либо фактическое отсутствие реального объекта (H_0A_0), либо пропуск реального объекта (H_1A_0).

Таким образом, априорное исходное событие представлено альтернативой: либо событие есть, либо его нет. Соответственно, взаимно противоположные гипотезы о его

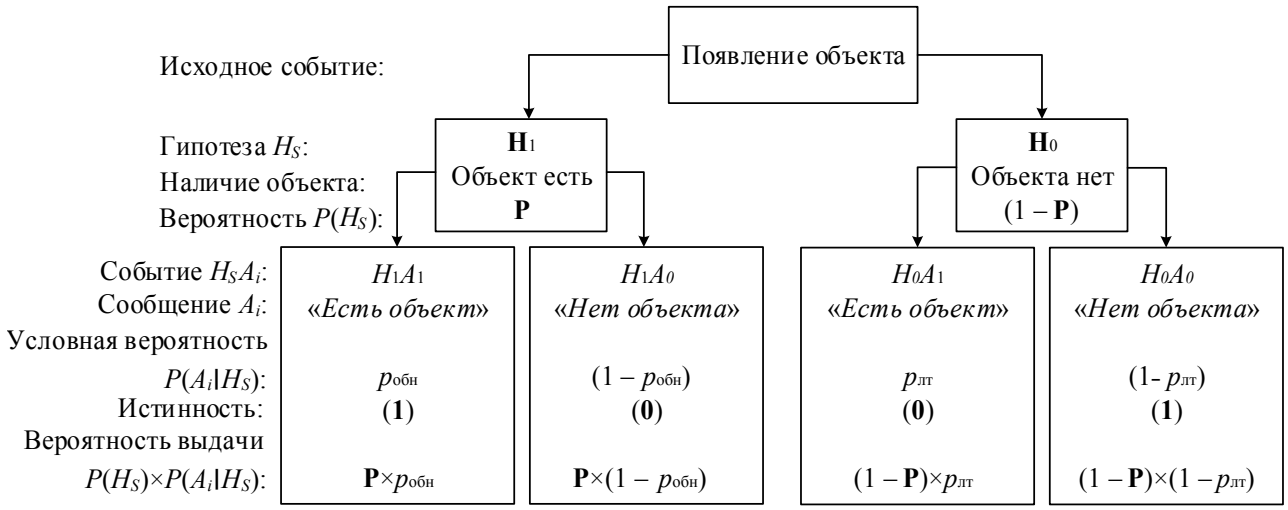


Рис. 1. Функциональная схема

реализации ($\mathbf{H_1}$) или нереализации ($\mathbf{H_0}$) характеризуются априорными вероятностями: $P(H_1) = \mathbf{P}$ и $P(H_0) = (1 - \mathbf{P})$.

Возможным событиям H_sA_i соответствуют условные вероятности $P(A_i|H_s)$, справедливые лишь при условии реализации той или иной гипотезы $\mathbf{H_s}$. Соответственно, выражения для вероятности P_{si} событий H_sA_i будут иметь вид: $P_{si} \equiv P(H_sA_i) = P(H_s)\times P(A_i|H_s)$. Вероятности реализации гипотез $P(H_s)$ определяют баланс внешних условий формирования сообщений.

В простейшем приближении процесс обнаружения КСН объекта характеризуется четырьмя взаимоисключающими вариантами событий. Поток сообщений системы делится на две части (дихотомия: «*Есть объект*» ↔ «*Нет объекта*»), каждая из которых, в свою очередь, тоже делится на две несовместные фракции:

1) ОБС, соответствующие наблюдаемой обстановке;

2) ошибочные ОБС, т.е. не соответствующие реальной обстановке.

Сумма вероятностей этих вариантов событий тождественно равна единице, т.е. данные варианты реализации процесса обнаружения образуют полную группу событий:

$$\sum_{i=0}^{1}\sum_{s=0}^{1} P(H_sA_i) = \mathbf{P}p_{\text{обн}} + \mathbf{P}(1 - p_{\text{обн}}) + (1 - \mathbf{P})p_{\text{лт}} + (1 - \mathbf{P})(1 - p_{\text{лт}}) \equiv 1, \quad (1)$$

где:

$\mathbf{P}$ – априорная вероятность появления объекта;

$p_{\text{обн}} = P(A_1 \mid H_1)$ – вероятность правильного обнаружения объекта;

$p_{\text{лт}} = P(A_1 \mid H_0)$ – вероятность ложной тревоги;

$(1 - p_{\text{лт}}) = P(A_0 \mid H_0)$ – вероятность отсутствия объекта;

$(1 - p_{\text{обн}}) = P(A_0 \mid H_1)$ – вероятность пропуска объекта.

Формализация оценок достоверности сообщений КСН

Невозможность одновременного появления на выходе КСН сообщений о наличии и отсутствии объекта в наблюдаемой области (несовместных по содержанию), т.е. событий H_mA_i и H_nA_j, пары индексов которых не совпадают: $m \neq n$ и/или $i \neq j$, формализуется правилами вычисления вероятностей пересечения и объединения событий [3, 8], которые в данном случае будут иметь вид:

$$P(H_mA_i \times H_nA_j) = 0, \{m, i\} \neq \{n, j\},$$
$$P(H_mA_i + H_nA_j) = P(H_mA_i) + P(H_nA_j) - P(H_mA_i \times H_nA_j) = P(H_mA_i) + P(H_nA_j), \{m, i\} \neq \{n, j\}.$$

Исходя из пропорциональности между вероятностями событий и количествами сообщений в потоке, оценки достоверности информации КСН выразим отношениями вероятностей:

оценку достоверности ($\mathbf{D}_1$) информации в ОБС об обнаружении КСН объекта – отношением вероятности правильной выдачи сообщения этого типа (события H_1A_1) к вероятности суммы всех событий выдачи сообщений $\{A_1\}$, т.е. суммы событий правильной и ошибочной выдачи сообщения A_1 $\{H_1A_1 + H_0A_1\}$:

$$\mathbf{D}_1 = \frac{P(H_1)P(A_1|H_1)}{P(H_1)P(A_1|H_1) + P(H_0)P(A_1|H_0)} = \frac{\mathbf{P}p_{\text{обн}}}{\mathbf{P}p_{\text{обн}} + p_{\text{лт}} - \mathbf{P}p_{\text{обн}}p_{\text{лт}}} \equiv \frac{\boldsymbol{\beta}p_{\text{обн}}}{p_{\text{обн}} + [1 + \boldsymbol{\beta}^{-1}]p_{\text{лт}} - p_{\text{обн}}p_{\text{лт}}}, \quad (2)$$

где $\boldsymbol{\beta} \equiv \mathbf{P} / (1 - \mathbf{P})$, $(0 \leq \boldsymbol{\beta} < \infty)$;

оценку достоверности ($\mathbf{D}_0$) информации об отсутствии объекта в наблюдаемой КСН области – отношением вероятности правильной выдачи сообщения этого типа (события H_0A_0) к вероятности суммы всех событий выдачи сообщений $\{A_0\}$, т.е. суммы событий правильной и ошибочной выдачи сообщения A_0 $\{H_0A_0 + H_1A_0\}$:

$$\mathbf{D}_0 = \frac{P(H_0)P(A_0|H_0)}{P(H_0)P(A_0|H_0) + P(H_1)P(A_0|H_1)} = \frac{(1 - \mathbf{P})(1 - p_{\text{лт}})}{(1 - \mathbf{P})(1 - p_{\text{лт}}) + \mathbf{P}(1 - p_{\text{обн}})} \equiv \frac{1}{1 + \boldsymbol{\beta}(1 - p_{\text{обн}})}. \quad (3)$$

Отсутствие объекта (гипотеза H_0) не является необходимым условием появления ложной тревоги. Ошибочное обнаружение может произойти и при анализе обстановки в условиях гипотезы H_1, т.е. совместно с обнаружением (событие H_1A_1) или с пропуском (событие

H_1A_0) объекта. Поэтому в знаменателе (2) и (3) вероятность ложной тревоги не равна нулю.

Выражения (2), (3) удовлетворяют естественным критериям истинности:
при нулевой вероятности (интенсивности) ложных тревог достоверность $\mathbf{D}_1$ максимальна (равна единице) для любой вероятности правильного обнаружения и не равной нулю априорной вероятности появления объекта в наблюдаемой КСН области;
при нулевом значении априорной вероятности появления объекта в наблюдаемой КСН области достоверность $\mathbf{D}_1$ минимальна (равна нулю) для любой вероятности правильного обнаружения и любой отличной от нуля вероятности ложных тревог, а достоверность $\mathbf{D}_0$ – максимальна (равна единице).

В (2), (3) присутствует неопределенный параметр, внешний по отношению к КСН: априорная вероятность исходного события $\mathbf{P}$ (производная от этой вероятности – параметр $\boldsymbol{\beta}$).

При известных (прогнозируемых) значениях частоты ложных тревог $f_{лт}$ и частоты появления объекта в наблюдаемой КСН области априорные вероятности появления и отсутствия объекта на интервале времени T составят: $P(H_1) = \mathbf{P} = f_ц T$; $P(H_0) = 1 - \mathbf{P} = 1 - f_ц T$, а вероятность ложной тревоги $p_{лт}$ будет равна $f_{лт}T << 1$ Тогда выражения (2), (3) примут вид:

$$\mathbf{D}_1 = \frac{f_ц T p_{обн}}{f_ц T p_{обн} + f_{лт} T (1 - f_ц T p_{обн})} \approx \frac{f_ц p_{обн}}{f_ц p_{обн} + f_{лт}}; \quad (4)$$

$$\mathbf{D}_0 = \frac{(1 - f_ц T)(1 - f_{лт} T)}{(1 - f_ц T)(1 - f_{лт} T) + f_ц T (1 - p_{обн})} = 1 \Big/ \left(1 + \frac{f_ц T - f_ц T p_{обн}}{(1 - f_ц T)(1 - f_{лт} T)}\right). \quad (5)$$

На рисунках 2, 3 в графическом виде приведены результаты оценки $\mathbf{D}_1$, $\mathbf{D}_0$ с использованием (4), (5) для различных значений априорной вероятности появления объекта в наблюдаемой КСН области и интенсивности ложных тревог.

Как видно из этих рисунков, достоверность сообщений КСН существенно зависит от частоты ложных тревог и от априорной частоты появления объекта в наблюдаемой области. Необходимо заметить, что текущим значениям вероятности $\mathbf{P}$ в общем случае невозможно дать обоснованную количественную оценку. Ее значения в реальности могут произвольно варьироваться в интервале от 0 до 1 в зависимости от множества факторов, не имеющих отношения к характеристикам и особенностям функционирования КСН. Тем не менее в отсутствие данных о превалировании той или иной априорной гипотезы на достаточно

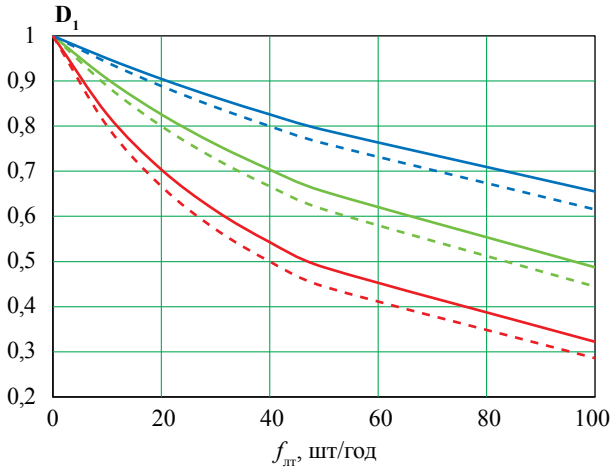


Рис. 2. Зависимость достоверности информации об обнаружении объекта в наблюдаемой КСН области от частоты ложных тревог для различных значений априорной вероятности появления объекта в наблюдаемой области

– $f_ц$ = 200 шт/год; $P_{обн}$ = 0,95;
– $f_ц$ = 200 шт/год; $P_{обн}$ = 0,8;
– $f_ц$ = 150 шт/год; $P_{обн}$ = 0,95;
– $f_ц$ = 150 шт/год; $P_{обн}$ = 0,8;
– $f_ц$ = 50 шт/год; $P_{обн}$ = 0,95;
– $f_ц$ = 50 шт/год; $P_{обн}$ = 0,8

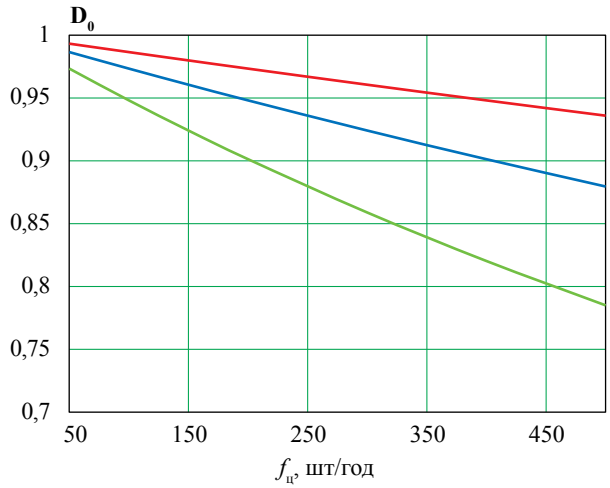


Рис. 3. Зависимость достоверности сообщения КСН об отсутствии объекта в наблюдаемой области от априорной частоты появления объекта для различных значений вероятности правильного обнаружения, T = 1 сут.

– $P_{обн}$ = 0,95; – $P_{обн}$ = 0,9;
– $P_{обн}$ = 0,8; – $P_{обн}$ = 0,7

продолжительном отрезке времени в качестве результата **Р** следует принимать их вероятности равными друг другу: $P(H_1) = \mathbf{P} = 1/2$; $P(H_0) = 1 - \mathbf{P} = 1/2$. В предположении о равноправии априорных гипотез $\boldsymbol{\beta} = 1$ расчетные соотношения (2), (3) приобретают удобную для практического применения простоту.

Одним из основных параметров, влияющих на качество обнаружения, является отношение сигнал/шум (или сигнал/помеха). В этой связи интерес представляет исследование зависимости достоверности сообщений КСН от качества обнаружителя (приемной аппаратуры КА КСН) при различном уровне ложных тревог. Алгоритмы БАН используют в качестве решающего правила различные критерии оптимальности: минимума среднего риска, последовательного анализа (критерий Вальда), идеального наблюдателя (критерий Зигерта), критерий Байеса, критерий Неймана – Пирсона. Для рассматриваемого в статье класса КСН наибольшее распространение получил критерий Неймана – Пирсона: обеспечение максимального значения вероятности правильного обнаружения при заданном (фиксированном) уровне ложной тревоги.

На графиках (рис. 4, 5) приведены полученные по формулам (2), (3) для $\boldsymbol{\beta} = 1$ результаты оценки достоверности информации КСН для различных соотношений величины сигнал/шум (q) на входе приемного устройства КА КСН. Расчеты проведены с использованием кривых Неймана – Пирсона из [1] для условий обнаружения сигнала от объекта на фоне гауссовых помех. В реальности фоновые для КСН условия не могут быть аппроксимированы законом Гаусса, однако тенденция взаимосвязи $p_{\text{обн}}$, $p_{\text{лт}}$ будет сохраняться: попытка повышения вероятности правильного обнаружения влечет за собой увеличение вероятности ложной тревоги, и наоборот.

Из рисунков видно, что достоверность сообщений о наличии (или отсутствии) объектов в контролируемой КСН области логично увеличивается с ростом «порога обнаружения» сигнала (значения q) приемной аппаратурой КА. При фиксированном значении «сигнал/шум» с ростом частоты ложных тревог достоверность $\mathbf{D}_1$ снижается, а достоверность $\mathbf{D}_0$, напротив, увеличивается.

Подход к оценке достоверности информации КСН, развитый применительно к простейшему варианту (один объект, один наблюдатель), нетрудно распространить на более общий случай, когда **К** космических аппаратов КСН ($\mathbf{K} \geq 1$) наблюдают появление **S** объектов ($\mathbf{S} \geq 1$) и каждый КА может выдать ложную тревогу. Будем называть такую КСН многоканальной.

Результат каждого наблюдения объекта, попавшего в поле обзора любого из КА КСН,

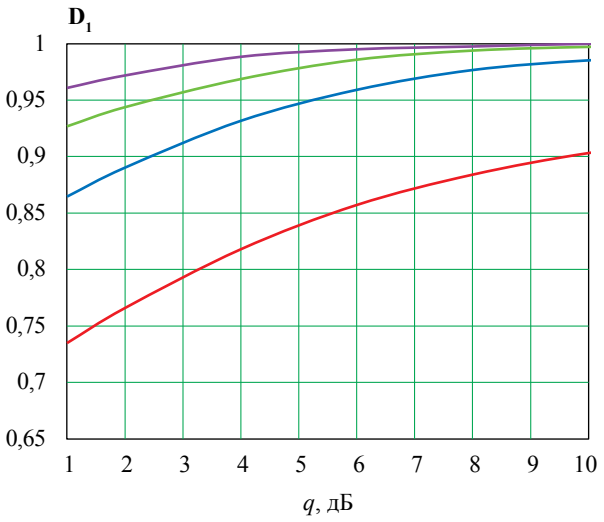


Рис. 4. Зависимость достоверности сообщений об обнаружении объекта от «порога обнаружения» КА КСН для различных значений $p_{\text{лт}}$
– $p_{\text{лт}} = 0{,}1$; – $p_{\text{лт}} = 10^{-2}$; – $p_{\text{лт}} = 10^{-3}$; – $p_{\text{лт}} = 10^{-5}$

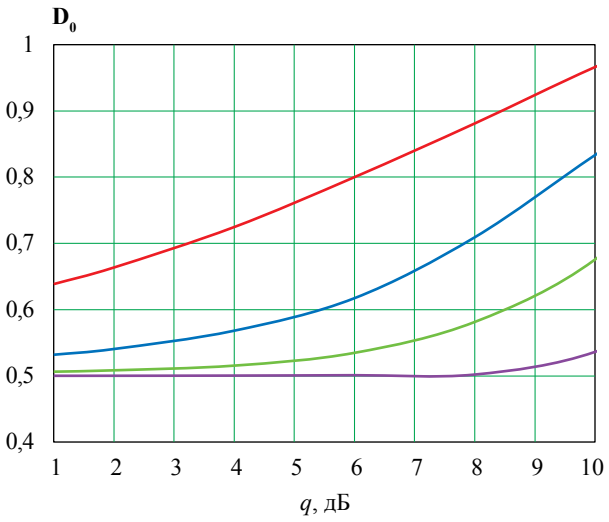


Рис. 5. Зависимость достоверности сообщений об отсутствии объекта в наблюдаемой КСН области от «порога обнаружения» для различных значений $p_{\text{лт}}$
– $p_{\text{лт}} = 0{,}1$; – $p_{\text{лт}} = 10^{-2}$; – $p_{\text{лт}} = 10^{-3}$; – $p_{\text{лт}} = 10^{-5}$

не зависит от наличия и результатов других наблюдений объектов, и вероятность обнаружения s-го объекта k-тым КА КСН – p_{sk}, в общем случае, определяется условиями этого наблюдения:

$$0 \le p_{sk} = f(s, k) \le 1; \quad (0 \le s \le S(k) \le \mathbf{S};\ 1 \le k \le \mathbf{K}), \tag{6}$$

где $s = 0$ соответствует виртуальному, т.е. отсутствующему в наблюдаемой области объекту: $p_{0k} \equiv p_{лт}$.

Поля обзора отдельных КА КСН могут накрывать не всю область, наблюдаемую системой. Вследствие этого количество наблюдений объектов k-тым КА, $S(k)$, и их сумма, $\Sigma S(k)$, по всем k от 1 до $\mathbf{K}$ в общем случае определяются не однозначно. Указанная неопределенность может быть устранена приравниванием поля зрения каждого КА КСН ко всей наблюдаемой области с присвоением нулевых значений вероятности обнаружения, $p_{sk} \equiv 0$, наблюдениям объектов, реально находящихся вне фактического поля обзора k-го КА. Тогда поле обзора каждого КА КСН накрывает все множество объектов, т.е. $S(k) \equiv \mathbf{S}$ для всех $1 \le k \le \mathbf{K}$, и общее число наблюдений, обладающих разной степенью соответствия реальной обстановке, для многоканальной КСН будет равно произведению $\mathbf{K}(\mathbf{S} + 1)$. В силу взаимной независимости, появившийся в k-том поле обзора s-тый объект [гипотеза $H_s(k)$, $1 \le s \le S(k)$] будет либо обнаружен [$H_s(k)A_1(s)$], либо пропущен [$H_s(k)A_0(s)$]. На этом дихотомия вариантов заканчивается, т.к. k-тый КА КСН может обнаружить до $S(k)$ объектов [$0 \le s \le S(k)$], что означает появление множества сочетаний разнотипных событий. Данные об обнаружении объектов из числа возможных, [$S(k) + 1$], образуют вклад k- го КА в формирование итогового сообщения на выходе КСН (рис. 6).

Достоверность информации КСН с числом КА больше одного количественно может быть оценена по тому же принципу, что и в простейшем варианте – определением доли соответствующих обстановке сообщений в потоках информации на выходе системы.

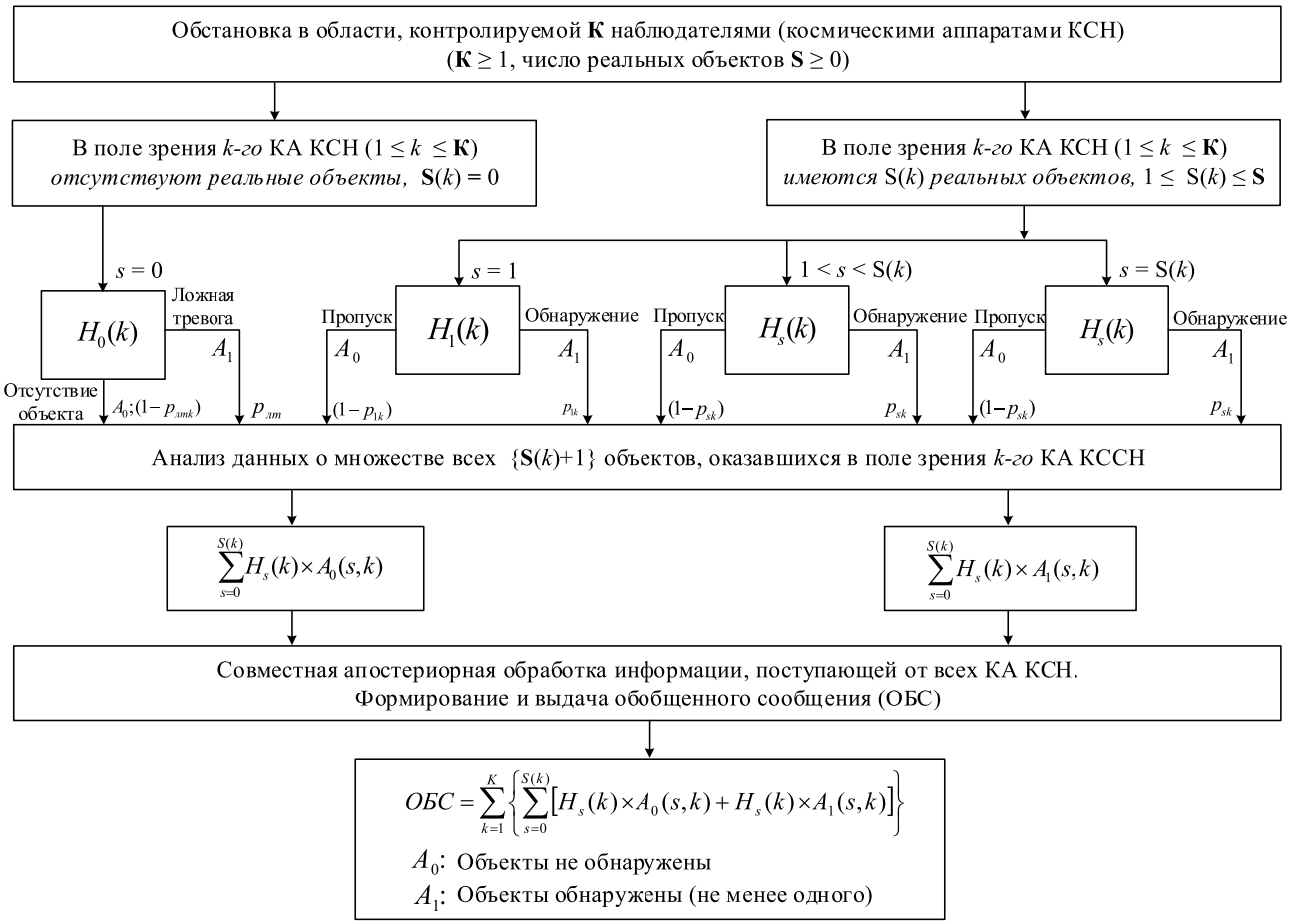


Рис. 6. Процесс формирования ОБС многоканальной КСН

При реализации этого принципа КСН с числом КА, равным **К**, может рассматриваться без учета деталей ее внутреннего строения и совместного функционирования составных частей, т.е. как единый «обобщенный наблюдатель», а совокупность **S** объектов – как единый «множественный объект».

Способность многоканальной КСН обнаружить появление объекта будем характеризовать вероятностью правильного обнаружения, $P_{\text{обн}}$, хотя бы одним (любым из **К**) КА КСН (или группой из их числа) хотя бы одного (не менее одного) из **S** объектов. Аналогично (с учетом того, что для «обобщенного наблюдателя» с $\mathbf{K} > 1$ количество одновременных выдач ложных тревог, $[\text{M}_{\text{лт}}]$, может лежать в пределах: $0 \le [\text{M}_{\text{лт}}] \le \mathbf{K}$) вероятность формирования КСН ложной тревоги, $P_{\text{лт}}$, определим как вероятность обнаружения хотя бы одного (не менее одного) из **S** возможных виртуальных объектов. Распространение полученных выше соотношений на случай оценок достоверности сообщений многоканальных КСН сведется к замене характеристик наблюдательных средств единственного наблюдателя, $p_{\text{обн}}$ и $p_{\text{лт}}$, интегральными вероятностными характеристиками многоканальной системы, $P_{\text{обн}}$ и $P_{\text{лт}}$:

$$\mathbf{D}_1 = \frac{\mathbf{P}P_{\text{обн}}}{\mathbf{P}P_{\text{обн}} + P_{\text{лт}} - \mathbf{P}P_{\text{обн}}P_{\text{лт}}} \equiv \equiv \frac{\boldsymbol{\beta}P_{\text{обн}}}{P_{\text{обн}} + [1 + \boldsymbol{\beta}^{-1}]P_{\text{лт}} - P_{\text{обн}}P_{\text{лт}}}, \tag{7}$$

$$\mathbf{D}_0 = \frac{(1-\mathbf{P})(1-P_{\text{лт}})}{(1-\mathbf{P})(1-P_{\text{лт}}) + \mathbf{P}(1-P_{\text{обн}}) - \mathbf{P}(1-P_{\text{обн}})P_{\text{лт}}} \equiv \equiv \frac{1}{1 + \boldsymbol{\beta}(1-P_{\text{обн}})}. \tag{8}$$

Процесс функционирования многоканальной КСН, контролирующей появление множества объектов ($\mathbf{K} \ge 1$, $\mathbf{S} \ge 1$), на уровне элементарных наблюдений описывается в терминах задачи о повторении независимых опытов [3], [5]. Для совокупности N независимых наблюдений вероятность, $P_{m,N}$, того, что случайные события (обнаружения объектов) произойдут ровно m раз, дается коэффициентом, появляющимся при z^m в разложении по степеням z производящей функции $\varphi_N(z)$ вида:

$$\varphi_N(z) = \prod_{i=1}^{N}(q_i + p_i z) = \sum_{m=0}^{N}(P_{m,N}\, z^m), \text{ где } q_i \equiv 1 - p_i. \tag{9}$$

Очевидно, что при наличии двух подмножеств независимых наблюдений ($N = \mathbf{K}$ и $N = \mathbf{S}\times\mathbf{K}$), различающихся вероятностями обнаружения объектов ($p_{лт}$ и p), вероятность того, что КА КСН не выдадут ни одной ложной тревоги и не обнаружат ни одного из **S** объектов (другими словами, вероятность пропуска всех $N = \mathbf{K}\times(\mathbf{S}+1)$ возможных объектов) $P_{0,N}$, составит:

$$P_{0,N} = \prod_{i=1}^{N} q_i = (1 - p_{\text{лт}})^{\mathbf{K}}(1-p)^{\mathbf{SK}}.$$

Вероятность обнаружить ровно один объект определяется коэффициентом $P_{1,N}$ при z^1 ($m = 1$) в производящей функции (9):

$$P_{1,N} = \left[\prod_{i=1}^{N} q_i\right]\left[\sum_{i=1}^{N}\frac{p_i}{q_i}\right] \equiv \left[\prod_{i=1}^{N}(1-p_i)\right]\left[\sum_{i=1}^{N}\frac{p_i}{(1-p_i)}\right] = = (1-p_{\text{лт}})^{\mathbf{K}}(1-p)^{\mathbf{SK}}\left\{\frac{\mathbf{K}p_{\text{лт}}}{(1-p_{\text{лт}})} + \frac{\mathbf{SK}p}{(1-p)}\right\}. \tag{10}$$

В свою очередь, вероятность, $R_{m,N}$, того, что в совокупности N независимых наблюдений обнаружение тех или иных объектов произойдет не менее n раз (от n до N раз включительно, где $n \ge 1$), определяется суммой: $R_{n,N} = \sum_{m=0}^{N} P_{m,N}$, или, с учетом условия полноты группы: $R_{n,N} = 1 - \sum_{m=0}^{n-1} P_{m,N}$.

В той же совокупности N независимых наблюдений вероятность появления хотя бы одного (не менее одного) события об обнаружении объекта при произвольных условиях наблюдения ($p_i = var$; для всех $1 \le i \le N$) будет равна:

$$R_{1,N} = 1 - P_{0,N} = 1 - \prod_{i=1}^{N}(1-p_i). \tag{11}$$

Общее число наблюдений для многоканальной КСН состоит из числа наблюдений объектов, появившихся в полях обзора КА, $N_{\text{г}} = \mathbf{SK}$, и числа возможных наблюдений несуществующих объектов, $N_{\text{v}} = \mathbf{K}$.

Подстановка в (11) выражений $N_{\text{г}}$ и N_{v} в качестве значений N, вероятностей p_{sk}

и $p_{\text{лт}k}$ – в качестве значений p_i приводит к следующим выражениям для оценки интегральных характеристик многоканальной КСН:

вероятность правильного обнаружения КСН объекта:

$$P_{\text{обн}} \equiv R_{1,\mathbf{SK}} = 1 - \prod_{k=1}^{\mathbf{K}}\left\{\prod_{s=1}^{\mathbf{S}}(1 - p_{sk})\right\}; \qquad (12)$$

вероятность ложной тревоги с выхода КСН:

$$P_{\text{лт}} \equiv R_{1,\mathbf{K}} = 1 - \prod_{k=1}^{\mathbf{K}}(1 - p_{\text{лт}k}); \qquad (13)$$

вероятность пропуска КСН объектов в наблюдаемой области:

$$P_{\text{пр}} = 1 - P_{\text{обн}} \equiv P_{0,\mathbf{SK}} = \prod_{k=1}^{\mathbf{K}}\left\{\prod_{s=1}^{\mathbf{S}}(1 - p_{sk})\right\}.$$

Подставляя (12)–(14) в соотношения (7), (8), получим общий вид выражений для оценки достоверности информации многоканальной КСН:

$$\mathbf{D}_1 = \boldsymbol{\beta}\left\{1 - \prod_{k=1}^{\mathbf{K}}\left[\prod_{s=1}^{\mathbf{S}}(1 - p_{sk})\right]\right\} / \boldsymbol{\beta}\left\{1 - \prod_{k=1}^{\mathbf{K}}\left[\prod_{s=1}^{\mathbf{S}}(1 - p_{sk})\right]\right\}(1 + \boldsymbol{\beta})\left\{\mathbf{1} - \prod_{k=1}^{\mathbf{K}}(1 - p_{\text{лт}k})\right\} - \boldsymbol{\beta}\left\{1 - \prod_{k=1}^{\mathbf{K}}\left[\prod_{s=1}^{\mathbf{S}}(1 - p_{sk}\right]\right\}\left\{\mathbf{1} - \prod_{k=1}^{\mathbf{K}}(1 - p_{\text{лт}k})\right\}; \qquad (14)$$

$$\mathbf{D}_0 = \frac{\prod_{k=1}^{\mathbf{K}}(1 - p_{\text{лт}k})}{\prod_{k=1}^{\mathbf{K}}(1 - p_{\text{лт}k})\{1 + \boldsymbol{\beta}\prod_{k=1}^{\mathbf{K}}[\prod_{s=1}^{\mathbf{S}}(1 - p_{sk})]\}}. \qquad (15)$$

Ниже приведены полученные с использованием выражений (12) и (13) зависимости вероятности обнаружения объекта многоканальной КСН от степени контроля района наблюдения (двукратный, трехкратный, четырехкратный) – графики на рисунке 7 и вероятности ложной тревоги многоканальной КСН от частоты ложных тревог каждого КА в составе орбитальной группировки (ОГ) системы – рисунок 8.

Как видно из рисунков, увеличение степени контроля наблюдаемого КСН района справедливо приводит к увеличению вероятности правильного обнаружения и росту вероятности ложной тревоги с выхода системы.

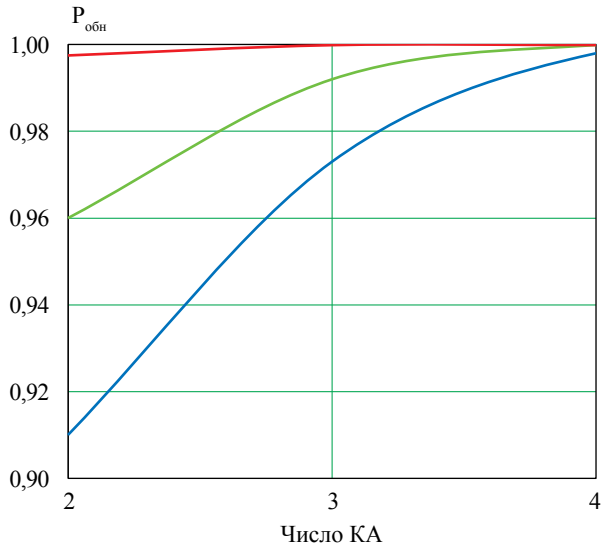


Рис. 7. Зависимость вероятности обнаружения объекта КСН от степени контроля наблюдаемого района для различных значений p_{sk}
– p_{sk} = 0,7, s = 1, k = 2, 3, 4; – p_{sk} = 0,8, s = 1, k = 2, 3, 4; – p_{sk} = 0,95, s = 1, k = 2, 3, 4

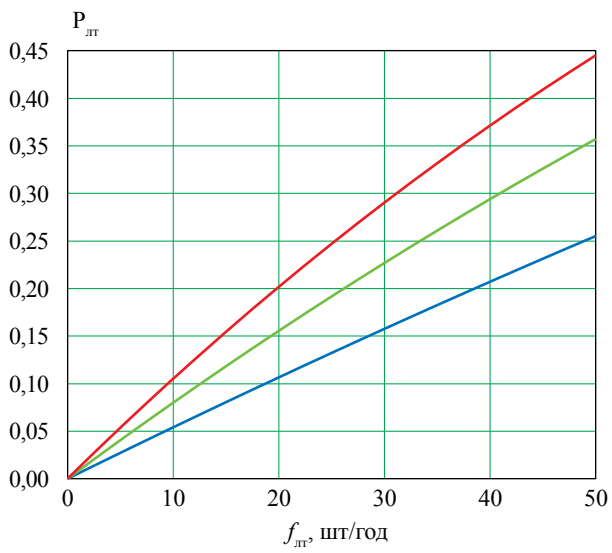


Рис. 8. Зависимость вероятности ложной тревоги с выхода многоканальной КСН от частоты ложных тревог каждого КА ОГ
– 2 КА; – 3 КА; – 4 КА

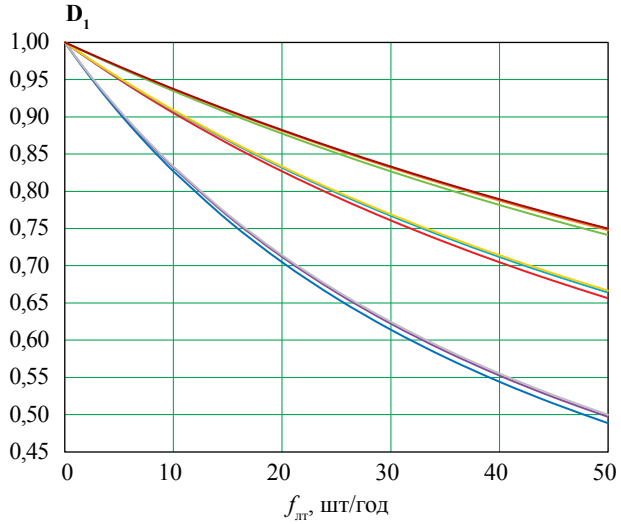


Рис. 9. Зависимость достоверности сообщений об обнаружении объекта многоканальной КСН от частоты ложных тревог для различных значений априорной вероятности появления объекта и вариантов ОГ системы – $f_ц = 50$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 2 КА; – $f_ц = 100$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 2 КА; – $f_ц = 150$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 2 КА; – $f_ц = 50$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 3 КА; – $f_ц = 100$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 3 КА; – $f_ц = 150$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 3 КА; – $f_ц = 50$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 4 КА; – $f_ц = 100$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 4 КА; – $f_ц = 150$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 4 КА

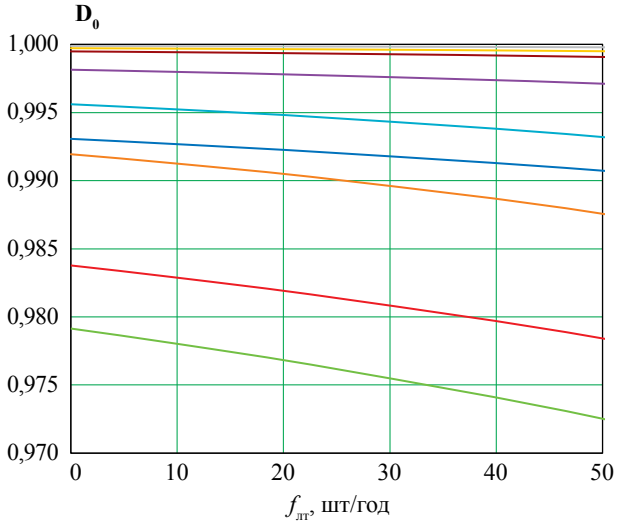


Рис. 10. Зависимость достоверности сообщений об отсутствии объекта в области, наблюдаемой многоканальной КСН, от частоты ложных тревог для различных значений априорной вероятности появления объекта и вариантов ОГ системы – $f_ц = 50$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 2 КА; – $f_ц = 100$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 2 КА; – $f_ц = 150$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 2 КА; – $f_ц = 50$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 3 КА; – $f_ц = 100$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 3 КА; – $f_ц = 150$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 3 КА; – $f_ц = 50$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 4 КА; – $f_ц = 100$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 4 КА; – $f_ц = 150$; $p_{sk} = 0{,}7…0{,}95$; 4 КА

В графическом виде результаты оценок $\mathbf{D}_1$, $\mathbf{D}_0$ с использованием выражений (14), (15) для различных значений вероятности p_{sk}, априорной вероятности появления объекта и вариантов ОГ системы приведены на рисунках 9, 10.

Полученные оценки $\mathbf{D}_1$ показывают, что при обеспечении более чем трехкратного контроля района наблюдения достоверность сообщений многоканальной КСН об обнаружении объекта практически не меняется для любых значений интенсивности ложных тревог и априорной вероятности появления объекта. Данное обстоятельство следует учитывать при обосновании состава орбитальных группировок КСН во избежание излишних расходов на создание системы.

Выводы

Проведенные исследования позволяют заключить следующее.

1. Сообщения об обнаружении КСН объекта при некоторой (фиксированной) частоте ложных тревог могут быть более достоверны, чем сообщения при меньшей частоте ложных тревог и меньшей априорной вероятности появления объекта в наблюдаемой КСН области. В частности, при двукратном контроле наблюдаемого района с вероятностью правильного обнаружения объектов p_{sk} каждым КА КСН, равной 0,95, достоверность $\mathbf{D}_1$ при частоте $f_{лт}$ ложных тревог 5 шт/год составит 0,952 для априорной вероятности появления объекта на суточном интервале 0,274 ($f_ц$ = 100 шт/год). При $f_{лт} = 2$ шт/год и априорной вероятности появления объекта 0,137 ($f_ц$ = 50 шт/год) сообщения КСН об обнаружении объекта окажутся более достоверными: $\mathbf{D}_1$ примет значение 0,961.

2. Сообщения об отсутствии объекта на заданном интервале времени при некотором (фиксированном) значении вероятности правильного обнаружения могут быть более достоверны, чем сообщения при той же вероятности правильного обнаружения и большей априорной вероятности появления объекта в наблюдаемой КСН области.

Так, при обеспечении двукратного контроля наблюдаемого района с вероятностью правильного обнаружения объектов p_{sk} каждым КА КСН равной 0,8 и $f_{лт}$ = 10 шт/год достоверность $\mathbf{D}_0$ при априорной вероятности появления объекта на суточном интервале 0,137 будет равна 0,993. Для этих же условий наблюдения при априорной вероятности появления объекта 0,274 сообщения КСН об отсутствии объекта в наблюдаемой области будут менее достоверными: значение $\mathbf{D}_0$ в этом случае составит 0,984.

3. При некотором (фиксированном) значении априорной вероятности появления объекта в контролируемой КСН области обеспечение более чем трехкратного контроля не приводит к существенному повышению достоверности сообщений об обнаружении объекта. Например, при обеспечении трехкратного контроля наблюдаемого района с вероятностью правильного обнаружения объектов p_{sk} каждым КА КСН равной 0,8 и $f_{лт}$ = 2 шт/год достоверность $\mathbf{D}_1$ при априорной вероятности появления объекта на суточном интервале 0,274 будет равна 0,9802; четырехкратный контроль района наблюдения приведет к увеличению значения $\mathbf{D}_1$ на 0,0002.

Список литературы

1. Болховская О. В. Основы теории обнаружения при обработке сигналов. Электронное учебно-методическое пособие. 2015. С. 35–45. URL: www.rfwave.unn.ru/sites-bolkhovskaya (дата обращения: 04.08.2022).

2. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. В 3 т.; пер. с англ. В. Т. Горяинов, М.: Изд-во «Советское радио», 1975. 344 с.

3. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Теория вероятностей, М.: «Наука», 1973. 368 с.

4. Лебедев А. А., Нестеренко О. П. Космические системы наблюдения: Синтез и моделирование, М.: Машиностроение, 1991. 224 с.

5. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 1., М.: Изд-во «Советское радио», 1969. 752 с.

6. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 2. М.: Изд-во «Советское радио», 1968. 504 с.

7. Леман Э. Проверка статистических гипотез. М.: «Наука». Главная редакция физико-математической литературы, 1979. 408 с.

8. Смирнов Н. В., Дунин-Барковский И. В. Курс теории вероятностей и математической статистики для технических приложений. М.: «Наука», 1965. 512 с.

Об авторах

Зозуля Юрий Трофимович – ведущий инженер Акционерного общества «Корпорация космических систем специального назначения «Комета», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: методы статистической радиотехники, теория оценок.

Саранченков Валерий Александрович – кандидат технических наук, доцент, заместитель начальника отдела Акционерного общества «Корпорация космических систем специального назначения «Комета», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: методы обоснования и оценки характеристик сложных систем, математическое моделирование.

Столяров Олег Иванович – заместитель начальника тематического конструкторского бюро Акционерного общества «Корпорация космических систем специального назначения «Комета», Москва, Российская Федерация.
Область научных интересов: наземные и бортовые радиотехнические системы специального назначения.

Reliability of information of space-based observation systems

Zozulya Yu. T., Saranchenkov V. A., Stolyarov O. I.

Special-Purpose Space Systems Corporation "Kometa" JSC, Moscow, Russian Federation

The notion of "reliability" may serve as a quality measure of output information for space-based Earth exploration systems and near-Earth space monitoring systems (hereinafter referred to as space-based observation systems). This paper defines the reliability of output information of space-based observation systems (SBOS), introduces a quality measure estimation approach and derives appropriate expressions for calculating integral probabilistic characteristics of multi-channel SBOSs.

Keywords: hypothesis, reliability, detection probability, space-based observation system, false alarm

Information about the authors

Zozulya Yuri Trofimovich – Leading Engineer, Special-Purpose Space Systems Corporation "Kometa" JSC, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: statistical radio engineering methods, estimation theory.

Saranchenkov Valery Aleksandrovich – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Deputy Head of Department, Special-Purpose Space Systems Corporation "Kometa" JSC, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: methods of validation and estimation of complex systems characteristics, mathematical modelling.

Stolyarov Oleg Ivanovich – Deputy Head, Subject-Specific Design Bureau of Special-Purpose Space Systems Corporation "Kometa" JSC, Moscow, Russian Federation.
Science research interests: ground-based and on-board special-purpose radio engineering systems.

https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-91-100
УДК 519.67

Алгоритм выбора источников света в процессе проектирования светодиодных систем освещения малых помещений военного назначения

И. Е. Васильева

Акционерное общество «Северо-Западный региональный центр Концерна ВКО «Алмаз – Антей» – «Обуховский завод», Санкт-Петербург, Российская Федерация

В статье изложены основные особенности систем освещения малых помещений военного назначения и разработанные в процессе исследований отдельные этапы организации процессов проектирования светодиодных систем освещения специального назначения, включающие алгоритм многокритериального выбора из большого числа идентичных элементов.

Ключевые слова: светодиодное освещение, светодиодные светильники, проектирование систем светодиодного освещения, многокритериальный выбор

Для цитирования: Васильева И. Е. Алгоритм выбора источников света в процессе проектирования светодиодных систем освещения малых помещений военного назначения // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 4. С. 91–100. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-91-100

For citation: Vasilieva I. E. An algorithm for choosing light sources in design of LED-based lighting systems installed in confined spaces for military applications // Vestnik Koncerna VKO “Almaz – Antey”. 2022. No. 4. P. 91–100. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2022-4-91-100

Поступила 09.12.2022 *Отрецензирована* 13.12.2022 *Одобрена* 23.12.2022 *Опубликована* 17.01.2023

Введение

По мере вступления в действие Федерального закона [1], декларирующего постепенный переход на светодиодное освещение (СД) и запретившего продажу и применение ламп накаливания (ЛН) мощностью 100 Вт и более, началась замена морально устаревших ЛН и люминесцентных ламп светодиодными источниками света. Если в процессе разработки систем освещения на основе ЛН проектировщики учитывали две основные характеристики – электрическую мощность и напряжение питания лампы, то современные светодиодные источники света имеют девять основных независимых светотехнических характеристик в соответствии с разделом 5 ГОСТ [2], таких как тип кривой силы света, световая отдача, коррелированная цветовая температура, коэффициент пульсации светового потока, и целый ряд электротехнических и механических характеристик, каждую из которых требуется учитывать в процессе проектирования системы освещения.

1. Особенности малых помещений

В процессе сравнительного анализа систем освещения различных помещений выявлено, что малые обитаемые помещения военного назначения имеют ряд особенностей, которые приведены в таблице 1. Аналогичные особенности имеют место и при освещении других малых помещений: музейных, складских, театральных, а также на транспорте. Допустимы к применению светодиодные светильники с относительно малым световым потоком, не более 2000 лм, и улучшенными остальными световыми характеристиками: низким коэффициентом пульсаций, высоким коэффициентом

© Васильева И. Е., 2022

Таблица 1

Основные особенности систем освещения малых помещений военного назначения

Особенности	Вытекающие задачи
Площадь помещений чаще всего не более 12 м²	Допустимо применение светильников относительно небольшой мощности, со световым потоком 2000 лм и менее
Высота потолка не более 2,5 м	Обострение проблем электромагнитной совместимости источников питания с сетью напряжения питания из-за уменьшения расстояния до головы оператора, нагрев верхней части помещений в случае источников с низкой энергоэффективностью
Загромождение помещений аппаратурой, мебелью, присутствие персонала	Усложнение и уменьшение точности расчетов, требуется добавление светильников (основных, местного освещения или переносных)
Круглосуточный режим работы операторов в условиях искусственного освещения, при отсутствии регулирования основных параметров систем освещения	Возможно возникновение проблем с циркадными ритмами и здоровьем операторов, в частности вследствие отсутствия учета индивидуальных особенностей и текущего психофизиологического состояния операторов
Специфические особенности эксплуатации в зависимости от рода войск	Устанавливаемые системы освещения должны сохранять работоспособность при воздействии соответствующих перегрузок

цветопередачи, высокой энергоэффективностью и т.д., в зависимости от вида освещаемого помещения.

На фоне огромного числа моделей СД светильников для бытового и промышленного применения, достигающего десятков и сотен тысяч наименований, номенклатура СД источников света, допускаемых к применению в военной промышленности [3], остается ограниченной, что отражено на рисунке 1. Большинство предлагаемых моделей имеет узкоспециализированную область применения, без возможности питания от сети переменного тока 230 В, 50 Гц, что зачастую вынуждает разработчиков специализированных систем применять светильники общего назначения.

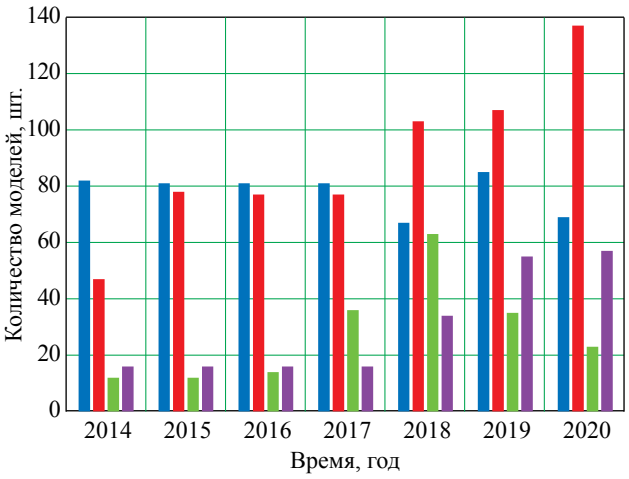


Рис. 1. Динамика изменения количества различных видов электрических источников света специального назначения

– ЛН; – Лампы СД; – Светильники с ЛЛ; – Светильники СД

В сложившейся ситуации недостатка специальных моделей и почти безграничных общих предложений, разноплановых по уровням технических решений и экономическим показателям, у проектировщиков систем освещения специального назначения возникает ряд трудностей, обусловленных необходимостью объективного выбора моделей источников света для решения частных задач, усложняющийся необходимостью одновременного обеспечения большого числа требований к свойствам формируемого светового потока и технико-экономическим характеристикам, что подтверждается сформированной в ходе исследования классификацией показателей светильников, приведенной в таблице 2.

В ходе исследования выявлено, что светильники, применяемые в различных родах войск, имеют свои специфические требования, в том числе по перегрузкам, которые необходимо учитывать в процессе выбора ИС и проектирования систем освещения. То есть при проектировании систем освещения необходимо координировать не только совокупность показателей современных светильников, но и требования к системам освещения: от технико-экономических до эргономических, учитывающих свойства формируемых световых потоков и их изменение во времени.

Таким образом, выявлена проблемная ситуация, состоящая в противоречии между высокими требованиями к качеству и соблюдению сроков исполнения проектных работ на образцы систем освещения военной

Таблица 2

Классификация показателей светильников

Группы показателей	Примеры показателей	Примеры значений показателей
Светотехнические показатели	Величина светового потока Коэффициент пульсаций светового потока Цветовая температура Коэффициент цветопередачи Блесткость	От 0 до 2000 лм От 0 до 5 % От 7000 до 2100 К От 70 до 85 40 Кд/м²
Показатели надежности	Вероятность безотказной работы Средняя наработка на отказ Срок службы	0,996 21 245 час 25 лет
Электротехнические показатели	Энергетическая эффективность Род тока Частота переменного тока Диапазон напряжений питания	110 лм/Вт Переменный 50 Гц От 100 до 284 В
Эксплуатационные характеристики	Степень пылевлагозащиты Интервал рабочих температур, ˚С	IP 67 От минус 10 до +40
Экономические характеристики систем освещения	Цена, руб. Серийность системы освещения Время разработки СО Время изготовления СО Время монтажа СО на объекте Затраты электроэнергии Затраты на техобслуживание Затраты на капитальный ремонт Затраты на демонтаж и утилизацию	5 000 Серийное пр-во 100 чел./час. 300 чел./час. 120 чел./час. 24,3 кВт/мес. 5 час./мес. 200 чел./час. 250 чел./час.

техники, содержащие обитаемые помещения, и возможностями научно-методического обеспечения, используемого при проектировании и организации производства систем освещения малых помещений.

Выполненное исследование посвящено разработке научно-методического аппарата, обеспечивающего рациональный выбор источников света, учитывающего особенности функционального назначения освещаемого объекта и соответствующие характеристики источников света.

2. Разработка критериев сравнения источников света

Принимая во внимание многообразие моделей светильников, способов крепления, технических, световых и экономических характеристик, с целью определения места конкретной модели светильника в общей совокупности всех моделей и получения возможности сравнения моделей светильников между собой и с эталоном, введено два понятия: идеальный светильник и оптимальный светильник.

Под идеальным понимается светильник, обладающий набором идеальных характеристик для любых случаев применения, при этом являющийся физически нереализуемым.

Под оптимальным понимается светильник, обладающий набором характеристик, наилучшим образом обеспечивающих решение конкретной задачи в соответствии с принятыми частными критериями и технологически осуществимый на рассматриваемый момент времени (с учетом новейших разработок в области светотехники).

Значения отдельных характеристик идеального и оптимального светильников приведены в таблице 3. В качестве примера оптимального светильника рассматривается светильник, предназначенный для установки в систему освещения малого стационарного помещения военного образца, функционирующего в нормальных климатических условиях, при отсутствии механических перегрузок.

Под наполненностью видимого спектра понимается присутствие всех необходимых частот в объеме, достаточном для выполнения комплекса предъявляемых к источнику света требований, при одновременном отсутствии нежелательных частот.

Равномерность светового потока определяется вычитанием величины коэффициента пульсаций светового потока из 100 %. При равномерности светового потока 100 % пульсации отсутствуют.

Таблица 3

Характеристики идеального и оптимального светильников

Характеристика	Идеальный светильник	Оптимальный светильник
Энергоэффективность, лм/Вт	370	170
Наполненность спектра, %*	100	80
Равномерность светового потока, %*	100	100
Коэффициент цветопередачи	100	85
Диапазон напряжений питания для однофазной сети 50 Гц ~ 230, В*	От 100 до 253	От 100 до 253
Относительная надежность, %*	100	100
Срок службы, %*	100	100
Относительные суммарные затраты, %*	0	100

Примечание: * разъяснения и обоснование значений характеристик приведены ниже.

Максимальное действующее значение напряжения определено как 230 В + 10 %.

Относительная надежность – интегральное понятие – способность светильника выдерживать все запланированные в рассматриваемом случае перегрузки (вибрационные ускорения, удары, воздействие влаги и т.п.).

Срок службы идеального светильника равен бесконечности, срок службы оптимального светильника определяется исходя из запланированного срока службы освещаемого помещения.

Относительные суммарные затраты: сумма затрат на проектирование, изготовление, монтаж, эксплуатацию, ремонт и ликвидацию светильника.



Рис. 2. Соотношение характеристик идеального и оптимального светильников
– идеальный светильник;
– оптимальный светильник

На рисунке 2 приведена лепестковая диаграмма, иллюстрирующая соотношение характеристик идеального и оптимального светильников. При этом теоретически максимально возможное значение энергоэффективности 370 лм/Вт принято за исходное [4].

Основным отличием оптимального светильника от идеального является отсутствие возможности достижения оптимальным светильником максимального коэффициента энергоэффективности, что также описано в [4], и наличие материальных затрат на производство и эксплуатацию светильника.

Значения таких характеристик оптимального светильника, как полнота спектра и коэффициент цветопередачи, с одной стороны, достаточно близки к значениям характеристик идеального светильника, с другой стороны – постоянно возрастают в ходе совершенствования моделей светильников и могут быть изменены по мере уровня развития светотехники.

Специфика разработок изделий ВВСТ требует первоочередного применения комплектующих, изготовленных с индексом «ВП», в случае их отсутствия – комплектующих, изготовленных на территории РФ; в случае отсутствия компонентов, обладающих необходимыми характеристиками, в качестве исключения допускаются комплектующие зарубежного производства.

Одновременно фактически имеется значительное число комплектующих российского и импортного производства, имеющих относительно высокие характеристики, что допускает их к рассмотрению с научно-исследовательской точки зрения.

Теоретическое число моделей, пригодных для применения в нормальных условиях, достигает десятков и сотен тысяч вариантов. При этом многие модели имеют уникальные наборы световых и технических характеристик, позволяющих их работу в местах повышенных специфических перегрузок. Многообразие моделей увеличивает риск отсутствия применения (пропуска) моделей, максимальным образом соответствующих поставленной задаче.

В целях проведения исследований сформирована база данных, состоящая из светодиодных источников света производства России как наиболее распространенных и доступных в настоящее время, содержащая заявленные производителями характеристики [5] и включающая в себя на данный момент около 400 моделей из числа моделей идентичного назначения, выпускаемых на двух предприятиях России.

Максимальные и минимальные значения наиболее показательных с точки зрения разработки методик проектирования систем освещения характеристик светильников сведены в таблицу 4.

В эту же таблицу, помимо определенных максимальных и минимальных значений характеристик, включены величины разброса значений характеристик, по которым определены коэффициенты весомости единицы приращения каждого показателя относительно всего диапазона изменения показателя.

При этом весь разброс диапазона изменения каждой характеристики принят за 100 %. Значение коэффициента весомости приращения для каждого показателя качества определяется по формуле

$$k_{Bi} = \frac{1}{Q_{max\ i} - Q_{min\ i}}, \qquad (1)$$

где k_{Bi} – значение коэффициента весомости приращения i-го показателя качества; $Q_{max\ i}$ – наибольшее значение i-го показателя качества в рассматриваемой совокупности данных; $Q_{min\ i}$ – наименьшее значение i-го показателя качества в рассматриваемой совокупности данных.

Например, значение коэффициента весомости в случае увеличения срока службы на один месяц относительно необходимого определяется как [1/115(мес.)] = 0,0087 ед./мес.

Коэффициенты весомости приращения показателей применены в дальнейшем в алгоритме выбора.

В таблице 4 энергоэффективность (световая отдача) светового потока определяется по формуле [6]

$$Сэ = Ф / P, \qquad (2)$$

где Сэ – энергоэффективность светового потока, лм/Вт; Ф – световой поток источника света, лм; P – потребляемая электрическая мощность, Вт.

Величина, обратная коэффициенту пульсации светового потока, принимается как равномерность светового потока и определяется по формуле

$$k_{равн.} = 100 - k_{п}, \qquad (3)$$

где $k_{равн.}$ – коэффициент равномерности светового потока, %; $k_{п}$ – коэффициент пульсации светового потока, %.

Коэффициент цветопередачи R_a определяется предприятием-изготовителем, значение заносится в сопроводительную документацию.

Значения продолжительности сроков службы элементов N, определяемые изготовителем, занесены в таблицу в пересчете на месяцы.

Таблица 4

Примеры диапазонов изменения основных характеристик элементов и их коэффициентов весомости

Наименование характеристики	Максимальное значение	Минимальное значение	Величина разброса	Коэффициент весомости, k_{Bi}
Энергоэффективность, Э, лм/Вт	170	5	165	0,006
Равномерность светового потока, $k_{равн.}$ %	100	30	70	0,0143
Коэффициент цветопередачи, R_a	95	40	55	0,0182
Срок службы, месяцев, N	139	24	115	0,0087
Экономия за максимальный срок эксплуатации, Эк, тыс. руб.	100	0	100	0,01

Экономия за максимальный срок эксплуатации – $Э_к$ определяется по формуле (5) после определения интегрального показателя цены, который рассчитывается по формуле

$$Ц = С + Р_{экспл.} + Р_{рем.} + Р_{зам.}, \quad (4)$$

где Ц – интегральный показатель цены, руб.; С – стоимость элемента, руб.; $Р_{экспл.}$ – расходы в процессе эксплуатации, в том числе: стоимость потребляемой электроэнергии; $Р_{рем.}$ – расходы в процессе плановых и текущих ремонтов; $Р_{зам.}$ – расходы, связанные с заменой комплектующих в процессе срока эксплуатации.

При этом значение максимального срока эксплуатации системы, относительно которого ведется определение интегральной цены, принято равным 20 годам (240 месяцев, 7200 дней, 216 000 часов).

Например, после определения минимального (1 тыс. руб.) и максимального (101 тыс. руб.) интегральных показателей цен для элементов, включенных в ранее созданные БД, значение экономии для выбранного элемента Эк определяется по формуле

$$Эк = Ц_{max} + Ц_{эл.}, \quad (5)$$

где $Ц_{max}$ – максимальный определенный интегральный показатель цены элемента в исследуемой совокупности данных; $Ц_{эл.}$ – интегральный показатель цены выбранного элемента.

Максимальная экономия, условно равная 100 тыс. руб., достигается в случае применения элемента, имеющего минимальную интегральную цену.

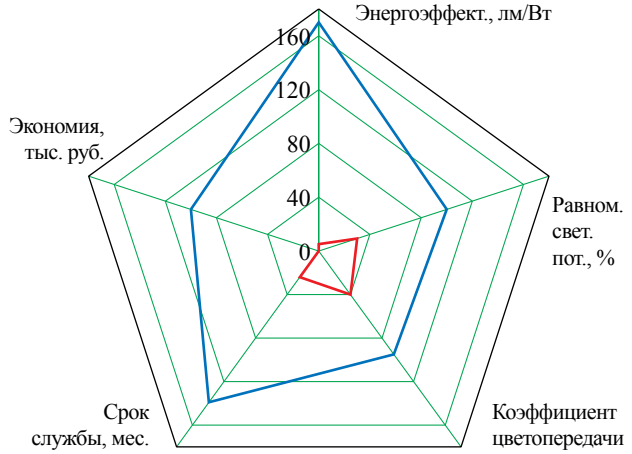


Рис. 3. Области изменения основных характеристик элементов
– максимальные значения;
– минимальные значения

Лепестковая диаграмма (рис. 3) наглядно отражает области изменения значений основных характеристик рассматриваемой совокупности светодиодных светильников.

3. Алгоритм выбора элементов

Применявшиеся в эпоху ламп накаливания и люминесцентных ламп методики проектирования систем освещения в настоящее время являются непригодными, так как, с одной стороны, не позволяют сформировать достоверную световую картину, создаваемую светодиодными источниками света, с другой стороны – доступная к применению номенклатура источников света настолько велика, что осуществление объективного, оптимизированного по многим параметрам выбора источников света без компьютеризации работ не представляется возможным.

С учетом потребности в современном методическом аппарате, предназначенном для создания систем освещения специального назначения, разработана авторская методика проектирования систем освещения, основу которой составляет алгоритм многокритериального выбора элементов из большого числа элементов идентичного назначения (рис. 4).

Создание алгоритма выбора элементов обосновано многообразием числа моделей СД источников света, а также необходимостью учета большого числа взаимонезависимых влияющих факторов при проектировании систем светодиодного освещения специального назначения.

Выбор элементов из баз данных в процессе проектирования системы освещения начинается с выявления частных требований к проектируемой системе, учитывающих в том числе условия эксплуатации системы, которые формулируются в виде вектора-строки **B***j* и последовательно сравниваются в блоке сравнения с элементами из заранее выбранной оператором базы данных, хранящейся в матричном виде. Если хотя бы один элемент соответствует всем предъявляемым к системе требованиям, то в блоке расчета показателей надежности выполняется контроль на соответствие

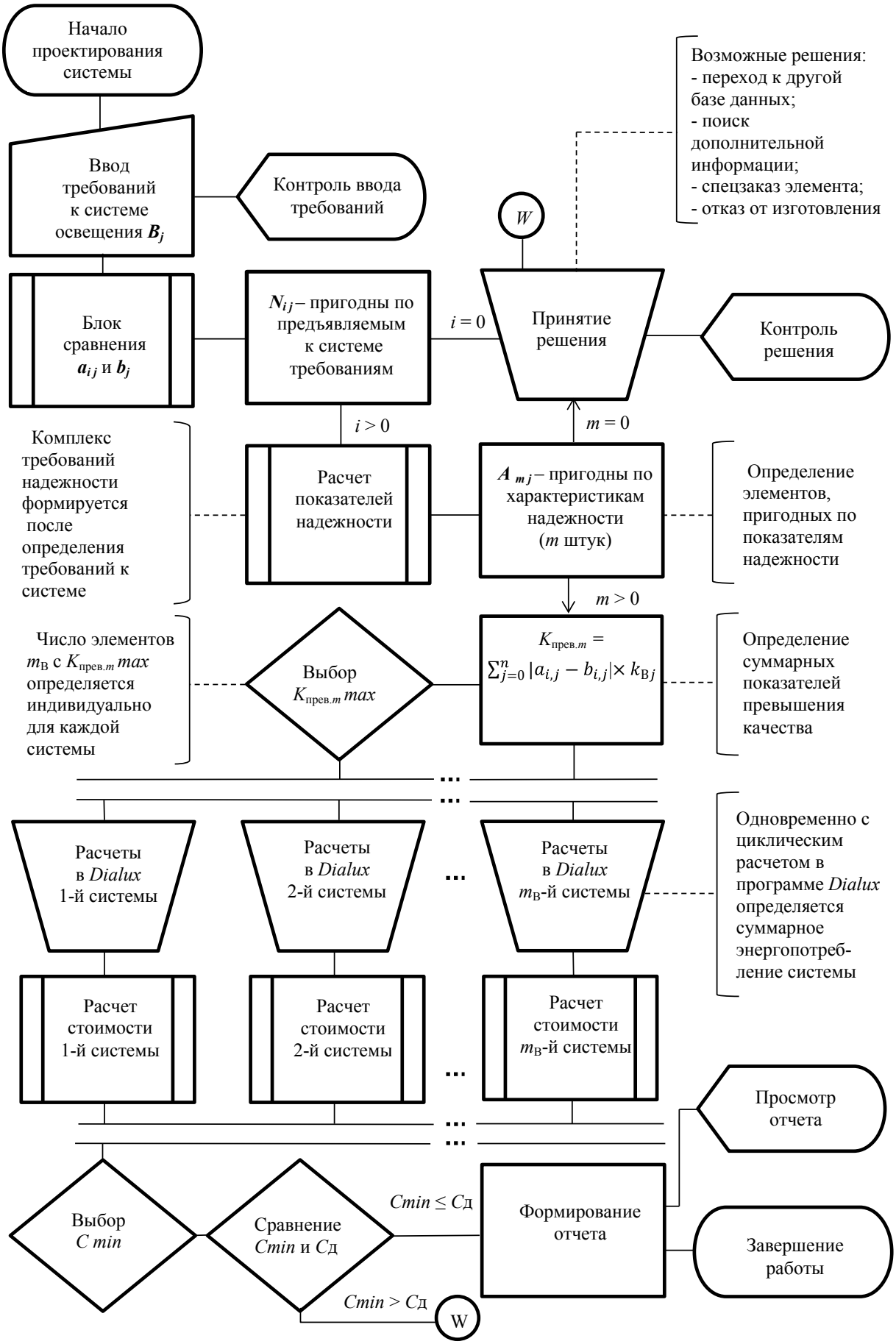


Рис. 4. Алгоритм выбора элементов из баз данных

характеристик предъявляемым для данного частного случая требованиям по надежности.

В случаях отсутствия элементов, соответствующих предъявляемым требованиям (i = 0 или m = 0), информация передается оператору для принятия решения. При наличии элементов, пригодных к применению в проектируемой системе, для каждого элемента по разработанной формуле (6) определяется суммарный показатель превышения качества

$$k_{\text{прев}.m} = \Sigma_{j=0}^{n} |a_{ij} - b_j| \times k_{\text{B}j}, \qquad (6)$$

где a_{ij} – значение j-й характеристики отобранного i-го элемента; b_j – значение j-й характеристики вектора-строки предъявляемых к системе требований; $k_{\text{B}j}$ – коэффициенты весомости, определяемые заранее по формуле (1).

В зависимости от потенциала имеющейся расчетной системы и решения оператора для m_{B} выбранных элементов, обладающих наибольшим вычисленным суммарным показателем качества, осуществляется расчет уровней освещенности.

Наиболее распространенной программой расчета световых картин в настоящее время является программа *Dialux*, модифицированные версии которой позволяют выстраивать цветные пространственные картины освещенности для открытых пространств и различных видов помещений на основе задаваемых начальных условий и «образов» светодиодных источников света в виде *ies*-файлов, предоставляемых изготовителями источников света. Программа *Dialux* может быть установлена на компьютеризированном рабочем месте разработчика систем освещения или на отдельном ПК.

Оператор вручную выбирает варианты моделей источников света, их число и пространственное расположение (в данном случае – из числа имеющих наибольшие значения показателей превышения качества) и задает характеристики помещения, после чего осуществляется программный расчет световой картины. В случаях достижения заданных уровней освещенности в контрольных точках выводится информация о необходимом количестве светильников выбранных моделей, которая может сопровождаться распечаткой отчета.

При недостаточной или избыточной освещенности в одной или нескольких контрольных точках оператор изменяет начальные условия и задает повторение циклов расчетов до достижения желаемого результата.

Для каждого из полученных вариантов осуществляется полный расчет стоимости системы, включающий остальные комплектующие элементы, стоимость обслуживания и замены элементов в процессе заданного срока эксплуатации системы освещения.

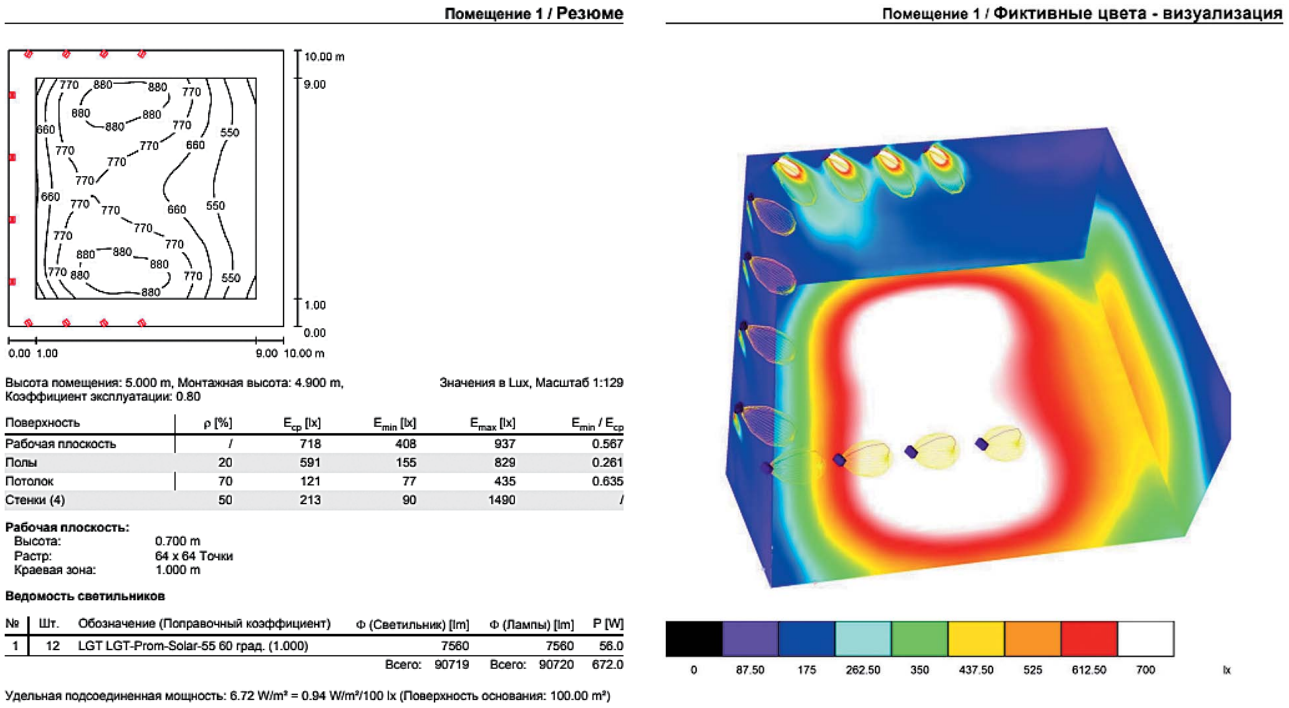
Затем выбирается вариант системы, имеющий наименьшую стоимость, и выдается решение о возможности изготовления системы.

Учитывая, что шаги алгоритма сформулированы в общем виде, допустимо практически бесконечное (ограниченное имеющейся информацией и возможностями вычислительных систем) увеличение номенклатуры рассматриваемых элементов, их характеристик и числа предъявляемых к системе требований. Этап контроля элементов на соответствие частным характеристикам надежности может быть заменен другим функциональным этапом или аннулирован в зависимости от требований, предъявляемых к проектируемой системе.

По мере продолжения исследований применение алгоритма, созданного для выбора светодиодных источников света, распространено на решение идентичных задач многокритериального выбора, особенно в случаях необходимости выбора из большого числа элементов, имеющих идентичное назначение и большое число взаимонезависимых характеристик.

С целью практической проверки работоспособности алгоритма разработана программа ранжирования элементов [7], предназначенная для работы с базой данных [5] или другой аналогично организованной базой данных.

По запросу отдела охраны труда АО «Обуховский завод» в одном из цехов предприятия выбраны три производственных участка, обладающих недостаточными уровнями освещенности. Для каждой из трех задач сформулированы частные требования, после чего осуществлен выбор светильников из расширенной базы данных [5] в соответствии с разработанным алгоритмом на основе применения



Помещение 1 / Резюме

10.00 m
9.00
1.00
0.00
0.00 1.00 9.00 10.00 m

Высота помещения: 5.000 m, Монтажная высота: 4.900 m, Коэффициент эксплуатации: 0.80

Значения в Lux, Масштаб 1:129

Поверхность	ρ [%]	E_{cp} [lx]	E_{min} [lx]	E_{max} [lx]	E_{min} / E_{cp}
Рабочая плоскость	/	718	408	937	0.567
Полы	20	591	155	829	0.261
Потолок	70	121	77	435	0.635
Стенки (4)	50	213	90	1490	/

Рабочая плоскость:
Высота: 0.700 m
Растр: 64 x 64 Точки
Краевая зона: 1.000 m

Ведомость светильников

№	Шт.	Обозначение (Поправочный коэффициент)	Ф (Светильник) [lm]	Ф (Лампы) [lm]	P [W]
1	12	LGT LGT-Prom-Solar-55 60 град. (1.000)	7560	7560	56.0
			Всего: 90719	Всего: 90720	672.0

Удельная подсоединенная мощность: 6.72 W/m² = 0.94 W/m²/100 lx (Поверхность основания: 100.00 m²)

Помещение 1 / Фиктивные цвета - визуализация

0 87.50 175 262.50 350 437.50 525 612.50 700 lx

Рис. 5. Фрагменты отчета программы *Dialux*

программы ранжирования элементов. Базовые картины освещенности создавались в программе *Dialux* силами предприятий – изготовителей выбранных моделей светодиодных светильников, после чего перепроверялись также в программе *Dialux* специалистами АО «Обуховский завод».

На рисунке 5 представлены фрагменты отчета программы *Dialux,* выполненные специалистами предприятий – изготовителей светильников в соответствии с предоставленным планом помещения и требованиями к уровням освещенности поверхностей. Далее осуществлены последние этапы алгоритма, завершившиеся выбором проектов с минимальной стоимостью.

Разработанный научно-методический инструментарий также успешно апробирован при проектировании систем освещения изделий военного назначения, выпускаемых АО «Обуховский завод».

Выводы

1) Задача рационального выбора источников света в процессе проектирования систем освещения специального назначения при наличии широкой номенклатуры идентичных источников решена посредством создания алгоритма выбора элементов, учитывающего частные требования к системам освещения и адаптированного к современному уровню развития светотехники.

2) Разработанный методический аппарат может быть распространен на решение задач выбора из большого числа комплектующих идентичного функционального назначения посредством формирования рэнкингового ряда элементов с помощью алгоритма многокритериальной оптимизации, учитывающего совокупность частных требований.

Список литературы

1. Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности и о внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации. Федеральный закон № 261-ФЗ. Принят Государственной Думой 11 ноября 2009 года: одобрен Советом Федерации 18 ноября 2009 года.

2. ГОСТ 34819-2021. Приборы осветительные. Светотехнические требования и методы испытаний. М.: Российский институт стандартизации, 2022. 58 с.

3. Перечень электронной компонентной базы, разрешенной для применения при разработке, модернизации, производстве и эксплуатации

вооружения, военной и специальной техники. Ч. 20. Источники света электрические и приборы световые. Книги 1 и 2 с 2014 по 2020 гг.
4. Все о мобильной энергии. Солнечные батареи и другая электроника / Статья «Пять способов получения белого света». URL: http://www.mobipower.ru/modules.php?name=News&file=article&sid=387
5. Свидетельство о государственной регистрации базы данных № 2021622173 // База данных светодиодных светильников малой мощности: № 2021621840. Дата государственной регистрации 19.10.2021 / Васильева И.Е., Сайбель А.Г.
6. ГОСТ Р 59294-2021. Национальный стандарт РФ. Источники света, осветительные приборы и системы искусственного освещения. Показатели энергоэффективности и требования. М.: Российский институт стандартизации, 2021. 23 с.
7. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022614115. Программа ранжирования многопараметрических элементов в соответствии с предъявляемыми частными требованиями: № 2022611739. Дата государственной регистрации 17.03.2022 / Васильева И.Е., Сайбель А.Г.

Об авторе

Васильева Ирина Евгеньевна – ведущий инженер-конструктор акционерного общества «Северо-Западный региональный центр Концерна ВКО «Алмаз – Антей» – «Обуховский завод», Санкт-Петербург, Российская Федерация. Область научных интересов: светотехника, проектирование светодиодного освещения, радиоэлектроника, электрические измерения.

An algorithm for choosing light sources in design of LED-based lighting systems installed in confined spaces for military applications

Vasilieva I. E.

JSC "Almaz – Antey North-West Regional Centre – "Obukhovsky Plant", St. Petersburg, Russian Federation

The paper covers the key features of lighting systems designed for military-oriented confined spaces, as well as newly developed separate phases of process management in design of special-purpose LED-based lighting systems, including a multiple-criteria decision-making algorithm to choose the best solution from a large set of identical elements.

Keywords: LED lighting, LED lighting fixtures, LED-based lighting system design, multiple-criteria decision-making

Information about the author

Vasilieva Irina Evgenievna – Lead Design Engineer, JSC "Almaz – Antey North-West Regional Centre – "Obukhovsky Plant", St. Petersburg, Russian Federation.
Science research interests: lighting equipment, LED-based lighting system design, radio electronics, electrical measurements.























Подписной индекс в Объединенном каталоге «Пресса России» 79162



ISSN 2542-0542

e-library

online версия