

**Труды Военно-космической
академии имени А.Ф. Можайского**
Научное рецензируемое издание
Выходит с 1942 года

Выпуск 680
Радиолокационное
исследование
природных сред
2021 г.

Издатель:

Федеральное государственное бюджетное военное образовательное учреждение
высшего образования «Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского»
Министерства обороны Российской Федерации

Редакционный совет

Председатель:

Начальник Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского
доктор техн. наук, профессор М.М. Пеньков

Члены редакционного совета:

- С.В. Буг* – доктор пед. наук, проф. (Михайловская военная артиллерийская академия);
В.П. Гаенко – доктор техн. наук, проф., заслуженный деятель науки и техники Российской Федерации
(12 Центральный научно-исследовательский институт Министерства обороны Российской Федерации);
А.М. Гончаров – доктор воен. наук, проф. (Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт»);
М.А. Еремеев – доктор техн. наук, проф. (Московский технологический университет);
А.В. Кузичкин – доктор техн. наук, проф. (Научно-исследовательский институт телевидения);
А.В. Сержантов – доктор воен. наук, проф. (Военная академия Генерального штаба
Вооруженных Сил Российской Федерации);
Б.В. Соколов – доктор техн. наук, проф., заслуженный деятель науки Российской Федерации
(Санкт-Петербургский Федеральный исследовательский центр Российской академии наук);
К.Г. Ставров – доктор техн. наук, проф. (Государственный научно-исследовательский
навигационно-гидрографический институт)

Главный редактор:

доктор техн. наук, проф. Ю.В. Кулешов

Редколлегия:

- председатель *Ю.В. Кулешов*, доктор техн. наук, проф.;
зам. председателя *И.В. Сахно*, доктор техн. наук, проф.;
ответственный секретарь *А.Л. Федер*, доктор воен. наук, доц.;
Н.Ф. Аверкиев, доктор техн. наук, проф.; *В.Ф. Алексеев*, доктор техн. наук, проф.;
Т.В. Алексеев, доктор истор. наук, доц.; *А.П. Алёшкин*, доктор техн. наук, проф.;
В.Н. Арсеньев, доктор техн. наук, проф.; *Д.Н. Бирюков*, доктор техн. наук, доц.;
И.А. Готюр, доктор техн. наук, доц.; *А.П. Доронин*, доктор техн. наук, проф.;
И.Ю. Еремеев, доктор техн. наук, проф.; *В.Н. Калинин*, доктор техн. наук, проф.;
Б.Д. Казахов, доктор воен. наук, проф.; *В.В. Клейменов*, доктор техн. наук, проф.;
В.В. Козлов, доктор техн. наук, проф.; *Н.С. Кужекин*, кандидат филос. наук, проф.;
В.Н. Кузьмин, доктор воен. наук, проф.; *Н.Б. Кунгурова*, доктор пед. наук, доц.;
Е.Л. Лебедев, доктор техн. наук, проф.; *А.Г. Ломако*, доктор техн. наук, проф.;
А.И. Лоскутов, доктор техн. наук, проф.; *Г.Н. Мальцев*, доктор техн. наук, проф.;
Т.О. Мысливцев, доктор техн. наук, доц.; *А.Н. Павлов*, доктор техн. наук, проф.;
А.В. Паршуткин, доктор техн. наук, проф.; *Н.А. Репях*, кандидат филос. наук, доц.;
А.М. Сычева, доктор техн. наук, доц.; *И.В. Фоминов*, доктор техн. наук, доц.;
А.В. Харченко, доктор техн. наук, проф.; *К.Ю. Цветков*, доктор техн. наук, проф.;
А.В. Чарушников, доктор воен. наук, проф.

Издание зарегистрировано
Управлением Федеральной службы по надзору в сфере связи,
информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзора).
Свидетельство о регистрации средства массовой информации
ПИ № ФС77-45867 от 20 июля 2011 г.
Издание включено в перечень рецензируемых научных изданий,
в которых должны быть опубликованы
основные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук,
на соискание ученой степени доктора наук (с 01 декабря 2015 г.).
Издание включено в Российский индекс научного цитирования (РИНЦ)

Выпускающий редактор: *А.В. Головина*
Технический редактор
и компьютерная верстка: *Е.Е. Лавриенко*

Техническая поддержка:
К.И. Чувирова

Адрес:
197198, г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13;
тел.: 8 (812) 347-97-69;
<http://trudvka.ru>

Подписано к печ. 15.12.2021.
Формат печатного листа 445×300/4.
Уч.-печ. л. 79,00. Уч.-изд. л. 39,25
Тираж 47 экз. Заказ 3942/74.
Отпечатано в типографии
Военно-космической академии
имени А.Ф. Можайского

СОДЕРЖАНИЕ

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ

<i>Алёшкин А.П., Владимиров В.В., Савочкин П.В.</i> Модель пространственно-временной обработки принимаемых радиолокационных сигналов при загоризонтном обнаружении неподвижных объектов на основе синтезирования виртуальной апертуры.....	7
<i>Верденская Н.В., Виноградов А.Г., Иванова И.А.</i> Модель сигнала, рассеянного ионосферными неоднородностями, на выходе согласованного фильтра.....	14
<i>Иванов А.А., Лимарев А.Д., Павлов А.А., Полянский К.А., Склемин Д.В.</i> Модель синтеза предпочтительных вариантов оснащенности распределенной информационно-управляющей системы дистанционного зондирования Земли.....	21
<i>Иванов А.А., Михалев А.В., Павлов А.А., Полянский К.А., Склемин Д.В.</i> Методика моделирования динамических реализаций отражательных характеристик космических объектов в радиолокационном диапазоне длин волн.....	30
<i>Казанцев А.А., Скоробогатова О.А.</i> Модель искажающего воздействия среды распространения при формировании радиолокационных дальностных портретов наблюдаемых объектов.....	38
<i>Паришин М.С., Шалдаев С.Е.</i> Имитационная модель широкополосной поляриметрической активной фазированной антенной решетки радиолокационной станции с учетом амплитудно-фазовых и поляризационных искажений радиолокационных сигналов.....	47

СВЯЗЬ, УПРАВЛЕНИЕ, НАВИГАЦИЯ И ВОЕННАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

<i>Бахолдин В.С., Добриков В.А., Леконцев Д.А.</i> Методы и средства измерений параметров траектории космического аппарата дистанционного зондирования Земли.....	60
<i>Бисярин М.А.</i> Распространение мощного короткого импульса в волноводном слое с несимметричным заполнением.....	65
<i>Благодыренко Е.В., Коробченко И.П., Мальцев Г.Н.</i> Ограничения наблюдения космических объектов наземными оптико-электронными системами в ночное время и в сумерки.....	71
<i>Бова Ю.И., Крюковский А.С., Кутуза Б.Г., Лукин Д.С., Растягаев Д.В.</i> Влияние экваториальной аномалии ионосферы на поляризационные характеристики радиоволн высокочастотного диапазона.....	77

<i>Ваганов А.А., Кадочников А.П., Неёлова О.Н., Онуфрей А.Ю.</i> Методика выбора частного критерия обнаружения при одновременном многократном наблюдении объекта космическими средствами.....	84
<i>Гаврилов Д.А., Иванов А.А., Сахно И.В., Суркис И.Ф.</i> Результаты космического эксперимента по определению относительного времени запаздывания сигналов космических аппаратов с помощью комплекса Квazar-КВО.....	93
<i>Григорьев Г.И., Заборонкова Т.М., Коган Л.П.</i> Использование особенностей рассеяния электромагнитных волн на случайных неоднородностях диэлектрической проницаемости для диагностики природных сред.....	99
<i>Гусев С.Н., Иванов А.А., Харжевский Е.В., Шаранова О.А.</i> Методика оценивания влияния сигналов источников радиоизлучения на вероятность распознавания групповых рассредоточенных целей на радиолокационных изображениях	104
<i>Добриков В.А., Сахно И.В.</i> История развития школы статистической радиолокации Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского.....	109
<i>Евтеев А.В., Мальцев Г.Н.</i> Методический подход к использованию среднего квадрата ошибки при оценивании точности слежения за параметрами радиолокационных сигналов.....	115
<i>Занин К.А.</i> Применение теории линейного воспроизведения для определения разрешающей способности радиолокатора с синтезированной апертурой.....	122
<i>Ильин А.Л., Титов К.И.</i> Анализ геометрических искажений радиолокационного изображения в режиме переднебокового обзора радиолокатора с синтезированной апертурой	128
<i>Ильин А.Л., Титов К.И.</i> Искажения радиолокационного изображения при использовании активных ретрансляторов в задачах калибровки космических радиолокаторов с синтезированной апертурой	136
<i>Ильин А.Л., Титов К.И., Черевань Д.В.</i> Выбор частоты повторения зондирующих импульсов при работе космического радиолокатора с синтезированием апертуры в телескопическом режиме.....	141
<i>Карнов И.О., Переслегин С.В., Сбитной М.Л.</i> Радиолокационное наблюдение поверхностных волн, параметрически возбуждаемых гармоническим донным вибратором.....	149
<i>Кулешов В.П., Митник Л.М., Митник М.Л.</i> Оценка поглощения радиоволн на трассе Земля-космос по данным спутниковых радиометрических микроволновых измерений.....	158
<i>Махов В.Е., Петрушенко В.М., Ширококов В.В.</i> Возможности оптической локации средствами регистрации светового поля.....	162

Савочкин П.В. Алгоритмы адаптивного синтеза апертуры приемной антенной решетки в загоризонтной радиолокации при обнаружении лоцируемых объектов 172

Светличный В.А., Смирнова О.В. Применение метода нормальных волн в задачах диагностики и прогнозирования зон видимости радиолокационных станций 177

СБОР И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

Бакурский К.В., Никитин Р.Г. Особенности распространения радиоволн для навигационного обеспечения военных потребителей в Арктическом регионе..... 182

Бахметьева Н.В., Григорьев Г.И., Калинина Е.Е. Разработка метода мониторинга нижней ионосферы Земли на основе создания искусственных периодических неоднородностей ионосферной плазмы..... 189

Благовещенская Н.Ф., Борисова Т.Д., Калишин А.С. Возмущения ионосферной плазмы, вызванные воздействием мощных КВ радиоволн в высоких широтах..... 194

Брюханов И.Д., Дорошкевич А.А., Животенюк И.В., Ни Е.В., Самохвалов И.В., Стыкон А.П. Анализ частоты и условий образования зеркальных облаков верхнего яруса по многолетним данным поляризационного лазерного зондирования.... 200

Быков В.Ю., Ильин Г.Н., Караваев Д.М., Шукин Г.Г. Пространственно разнесенные измерения характеристик влагосодержания атмосферы с применением радиометров водяного пара в окрестности Санкт-Петербурга..... 205

Возмищев И.Ю., Клеймёнов В.В., Новикова Е.В. Проблемы наблюдения космических объектов крупноапертурными оптическими системами и пути их решения..... 210

Гусев С.Н., Марков А.В., Харжевский Е.В. Методические подходы подготовки эталонных описаний объектов для расчета формализованных дешифровочных признаков в СВЧ-диапазоне..... 218

Гусев С.Н., Ортиков М.Ю., Хазов А.С. Методика формирования радиолокационных изображений, получаемых с учетом компенсации влияния атмосферных искажений..... 224

Денисенков Д.А., Жуков В.Ю., Королёва О.А., Шукин Г.Г. Возможности некогерентного радиолокатора в определении зон неоднородности поля скорости ветра..... 231

Егоров Д.П., Кутуза Б.Г. Пространственно-временная структура яркостной температуры атмосферы в К-диапазоне при наличии кучевой облачности..... 236

Каменев А.А., Савин С.В. Методика расчета отношения сигнал/шум на выходе фотоприёмного устройства оптико-электронного средства с учетом спектральных характеристик элементов канала наблюдения космических объектов..... 242

<i>Каменев А.А., Тоньшев А.Ю.</i> Физические закономерности формирования оптических контрастов сюжетных элементов ландшафта и база данных по спектральным зависимостям их контрастов в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах.....	246
<i>Каряев В.В., Ростокин И.Н., Ростокина Е.А., Федосеева Е.В., Щукин Г.Г.</i> Разработка принципов функционирования системы сбора и обработки экспериментальных данных многочастотной микроволновой радиометрической системы с активным поляризационным каналом.....	253
<i>Митник Л.М., Хазанова Е.С.</i> Формирующийся ледяной покров на изображениях спутниковых радиолокаторов с синтезированной апертурой, работающих в сантиметровом и дециметровом диапазонах.....	257
<i>Плющев В.А., Черниенко А.А.</i> Многокурсный поляризационный портрет объекта в радиолокаторах с синтезированной апертурой.....	263
РАЗРАБОТКА, ИСПЫТАНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИЯ ВООРУЖЕНИЯ И ВОЕННОЙ ТЕХНИКИ. ВОЕННАЯ МЕТРОЛОГИЯ	
<i>Алёшкин А.П., Балакирев С.Н., Невзоров В.И., Савочкин П.В.</i> Повышение угловой разрешающей способности антенной решетки в области диаграмм направленности при заданном дискретном интервале разрешения.....	269
<i>Бахолдин В.С., Гаврилов Д.А., Добриков В.А., Леконцев Д.А.</i> Состояние и перспективы создания спутниковых радиовысотомеров с синтезированной апертурой антенны.....	274
<i>Мысливцев Т.О., Никифоров С.В.</i> Алгоритм расчета погрешности привязки шкал времени потребителей в коротковолновом диапазоне на основе использования аппарата геометрического приближения.....	280
<i>Скоробогатова О.А.</i> Оценка возможности построения приемных секций больших активных фазированных антенных решеток радиолокационных систем УНФ-диапазона по схеме прямого усиления.....	287
Рефераты статей	294
Сведения об авторах	305
Сведения о рецензентах	314

А.П. Алёшкин,
доктор технических наук, профессор;
В.В. Владимиров;
П.В. Савочкин,
кандидат технических наук, доцент

МОДЕЛЬ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ПРИНИМАЕМЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ЗАГОРИЗОНТНОМ ОБНАРУЖЕНИИ НЕПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ СИНТЕЗИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНОЙ АПЕРТУРЫ

Выделены и сведены в таблицу общие характеристики ионосферного распространения коротких волн. Рассмотрена особенность формирования отраженного зондирующего сигнала, принимаемого элементами антенной решетки и предложен один из возможных методов моделирования искажений, вносимых средой распространения.

Представлена модель пространственно-временной обработки принимаемых радиолокационных сигналов с подробным описанием выполняемых процедур на примере обобщенной структурной схемы цифровой антенной решетки. Модель основана на принципе синтеза виртуальной апертуры. Подробно раскрыт предлагаемый принцип и представлен конечный результат в виде сформированной диаграммы направленности. Выполнение предложенной обработки в антенной системе позволяет обнаруживать неподвижные объекты радиолокационной станцией, функционирующей в декаметровом диапазоне.

Ключевые слова: антенная решетка, пространственно-временная обработка, диаграмма направленности, неподвижный объект, синтезирование виртуальной апертуры, комплексные амплитуды, зондирующий сигнал.

ВВЕДЕНИЕ

Загоризонтные радиолокационные станции (РЛС) позволяют обнаруживать объекты на достаточно больших расстояниях, поэтому ее целями могут быть лишь относительно крупные объекты, сравнимые по своим геометрическим размерам с длинами волн рабочего диапазона (10–100 м) или превышать их. Обнаружение производится на фоне пассивной помехи, обусловленной обратным рассеянием радиоволн земной поверхностью. Выделение полезного сигнала на фоне пассивной помехи возможно при наличии у него доплеровского смещения частоты. Из этого следует, что в настоящее время, загоризонтная радиолокация может использоваться для диагностики и обнаружения лишь движущихся объектов или локализованных нестационарных процессов в атмосфере и на поверхности Земли [1].

Общая зона контроля загоризонтной РЛС имеет большую площадь. На сегодняшний день сектор обзора РЛС «Контейнер» составляет 240°. Поэтому общая зона контроля «просматриваться» одновременно не может. На практике, для обеспечения контроля всех районов в общей зоне, осуществляется последовательное сканирование лучом по азимуту и дальности. Размер каждой области наблюдения ограничивается размерами проекции луча диаграммы направленности на поверхности Земли, а время наблюдения ограничивается длительностью когерентного интервала при доплеровской обработке [2].

При плановом зондировании общей зоны контроля обнаруженные и сопровождаемые подвижные объекты при переключении луча диаграммы направленности находятся без контроля, а не подвижные – не обнаруживаются. Существует острая необходимость получения и обновления данных о текущем состоянии потерянного объекта, несмотря на его активность [3].

Целью настоящей работы является представление разработанной модели пространственно-временной обработки принимаемых радиолокационных сигналов при загоризонтном обнаружении неподвижных объектов на основе синтеза виртуальной апертуры.

ФОРМИРОВАНИЕ ОТРАЖЕННОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Ионосферное распространение, в отличие от сигнала прямой видимости, обладает высокой динамичностью, пространственной неоднородностью и анизотропностью среды [4]. Кроме того, плотность электронов в ионосфере имеет характерную структуру горизонтальных слоев. Это создает условия отражения КВ-сигнала от отличающихся по плотности электронов различных ионосферных слоев, расположенных на разной высоте. Отраженные сигналы часто состоят из суперпозиции нескольких составляющих или мод, распространяющихся по разным путям между двумя конечными пунктами на поверхности Земли. Электромагнитные волны с совершенно разными задержками времени, доплеровскими сдвигами частоты и углами падения могут прийти на вход загоризонтной РЛС от одной цели и сгруппированы для распознавания. Условия многолучевого распространения сигналов КВ-диапазона при отражении от ионосферы намного сложнее интерференции, возникающей между прямым и отраженным от поверхности лучами, которые часто рассматриваются в радиолокационных системах прямой видимости.

Помимо этого, «нормального» поведения, ионосфера также подвержена волнообразным возмущениям, геомагнитным бурям и множеству других явлений, которые могут значительно повлиять на ее свойства в качестве среды распространения радиоволн. Некоторые общие характеристики ионосферного канала распространения КВ приведены в табл. 1 [2, 4].

Таблица 1

Общие характеристики ионосферного распространения КВ

Свойства	Ионосферное распространение
Динамичность	Широкий разброс параметров во времени: внутри интервала когерентной обработки, длительностей сроков предназначения – суточный, сезонный, 11-летний
Неоднородность	Мелкомасштабная неоднородность, непостоянство магнитной широты и изменчивость ионосферы по районам и зонам наблюдения РЛС
Рассеивание	Дисперсия частоты, времени задержки (по дальности), доплеровского сдвига и угла прихода сигнала
Анизотропность	Линейная поляризация разделяется на две отраженные эллиптически поляризованные характеристические волны
Многолучевость	Различные области E - и F -слоев создают несколько мод ионосферного распространения
Поглощение	В дневное время D -слой может вызвать сильное затухание сигнала (особенно при больших дальностях распространения)

Таким образом, помимо ослабления (изменения уровня) сигнала, влияние среды распространения проявляется в возникновении ошибки определения длительности распространения τ_k . Возникающие замирания сигнала обусловлены интерференцией радиоволн, когда на приемные элементы приходят лучи, прошедшие различное число скачков.

В качестве зондирующего сигнала в большинстве загоризонтных РЛС применяется сигнал с ЛЧМ. Исходя из особенностей среды распространения, зондирующий сигнал, попадающий на приемные элементы антенной решетки (АР), имеет вид

$$S_2(t) = A_i \cos \left\{ 2\pi \left(f_0 (t - \tau_i - \tau_k) + \frac{\beta (t - \tau_i - \tau_k)^2}{2} \right) + \varphi_0 + \varphi_i \right\}, \quad (1)$$

где A_i – значение амплитуды радиосигнала;
 f_0 – несущая частота;
 t – время;
 τ_i – задержка распространения сигнала;
 τ_k – задержка, вносимая средой распространения;
 β – скорость изменения частоты;
 φ_0 – начальная фаза;
 φ_i – фаза радиосигнала при отражении от цели (фаза переотражения).

Так как в качестве примера зондирующего сигнала выбран ЛЧМ, то параметр, равный скорости изменения частоты во времени, рассчитывается выражением

$$\beta = \frac{2\pi\Delta f}{T_c}, \quad (2)$$

где Δf – девиация частоты;
 T_c – скорость изменения частоты внутри импульса.

Моделирование воздействия среды распространения на отраженный зондирующий сигнал было выполнено путем внесения искажения на длительность распространения сигнала, принимаемого антенной системой. В этом случае значения, имитирующие влияние ионосферного искажения, рассчитываются по различным законам, исходя из параметров зондирующего сигнала, с использованием выражения [53]

$$R_{\text{иск}}(d) = R_1(d) + R_2(d) + R_3(d), \quad (3)$$

где $R_1(d)$ – искажение дальности прохождения сигнала, сформированное по синусоидальному сдвигу на интервале $R_n = [0:0,078:10]$, $R_1(d) = \frac{\lambda}{6} \sin R_n$;
 $R_2(d)$ – искажение дальности прохождения сигнала, сформированное по гиперболическому сдвигу на интервале $R_n = [1:0,07:10]$, $R_2(d) = \left(\frac{\lambda}{2}\right) / R_n$;
 R_3 – коррекция дальности прохождения сигнала, сформированная по параболическому сдвигу на интервале $R_n = [-\sqrt{10}:0,0246:\sqrt{10}]$, $R_3(d) = -2R_n^2$.

Задержка, вносимая воздействием среды на длительность распространения зондирующего сигнала, рассчитывается выражением

$$\tau_k = \frac{2R_{\text{иск}}(d)}{c}, \quad (4)$$

где c – скорость света.

Значения, имитирующие влияние ионосферного искажения, рассчитываются по различным законам. Благодаря моделированию таким способом удалось добиться нелинейности искажений.

Для моделирования искажений, вносимых ионосферной неоднородностью и движением волн на морской поверхности, использовалась модель аддитивного белого гауссовского шума, сформированная по нормальному закону распределения.

МОДЕЛЬ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ПРИНИМАЕМЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ЗАГОРИЗОНТНОМ ОБНАРУЖЕНИИ НЕПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ СИНТЕЗИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНОЙ АПЕРТУРЫ

Под антенной решеткой (АР) с пространственно-временной обработкой (ПВО) понимается система, в которой реализована отдельная, независимая обработка сигналов, принятых на каждом элементе АР с помощью многоканальных приемников, входы которых подключаются к отдельным элементам, а выходные данные по промежуточной частоте в многоканальном АЦП преобразуются в цифровые отсчеты, которые затем поступают в вычислительную систему [5]. В вычислительной системе АР производится дальнейшая обработка сигнала в соответствии с заложенным перечнем выполнения последовательных процедур или определенных алгоритмов.

На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема цифровой АР с синтезированием виртуальной апертуры.

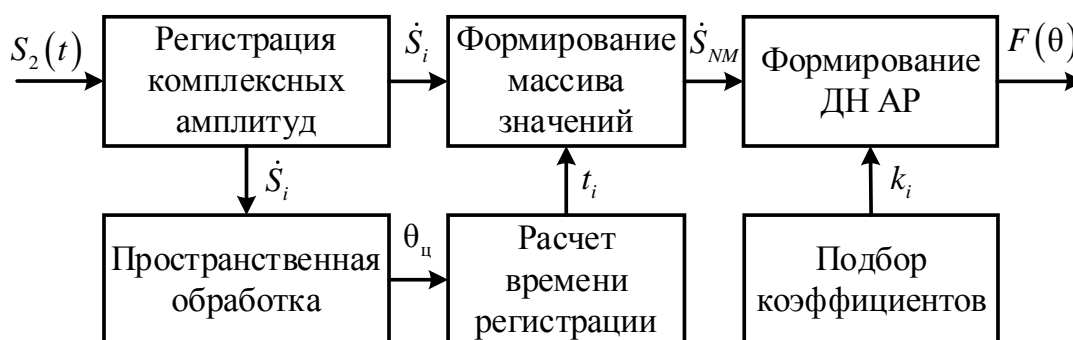


Рис. 1. Обобщенная структурная схема цифровой антенной решетки с синтезированием виртуальной апертуры

Антенные решетки с ПВО можно определить, как многоканальные АР. Они позволяют использовать в полной мере спектральную обработку как пространственную, так и временную. Временная обработка в цифровом виде дает возможность в полной мере выделить сигнал из шума, используя методику частотного преобразования Фурье.

Пространственная обработка дает возможность выделить сигнал из выборки данных по пространству и создать диаграмму направленности с направлением прихода сигнала. Однако наряду с методикой преобразования Фурье как пространственной, так и временной, многоканальные АР позволяют использовать иные методы обработки сигналов. Это относится к методам типа «Прони», «Предсказаний», «Писаренко», «Music» и т. д. [6–8]. В данном случае будет рассмотрено использование в качестве метода обработки сигнала ПВО в цифровой АР с синтезированием виртуальной апертуры [9].

На вход блока «Регистрация комплексных амплитуд» после аналоговой обработки с приемных элементов цифровой АР поступает сигнал $S_2(t)$ и производится регистрация в цифровом виде (рис. 2).

Необходимость последовательной регистрации значений комплексных амплитуд заключается в последующей реализации возможности выбора данных для использования при обработке сигнала не зависимо от времени его приема. Выбранные значения будут в

дальнейшем использоваться в процессе синтезирования виртуальной апертуры. Длительность регистрации комплексных амплитуд определяется физическими свойствами и отражательными характеристиками обнаруживаемого стационарного объекта. Эти требования обусловлены возможностью сужения ДН АР, формирующей зону обзора, до размера, меньшего чем физическая площадь стационарного объекта. Именно этот фактор является ключевым для оператора во время выполнения задач по обнаружению неподвижных объектов.

\dot{S}_{11}	\dot{S}_{i1}	...	\dot{S}_{N1}
\dot{S}_{1j}	\dot{S}_{ij}	...	\dot{S}_{Nj}
...
\dot{S}_{1M}	\dot{S}_{iM}	...	\dot{S}_{NM}

Рис. 2. Массив зарегистрированных комплексных амплитуд:
N – количество приемных элементов АР; *M* – количество зарегистрированных импульсов

Также с блока «Регистрация комплексных амплитуд» используются данные для пространственной обработки сигнала. В этом блоке на основе априорной информации производится пространственная обработка принимаемого сигнала. Важной информацией является угол $\theta_{\text{ц}}$, под которым приходит фронт отраженной волны от объекта. Значение угла $\theta_{\text{ц}}$ необходимо для расчета времени распространения сигнала между рядом расположенными приемными элементами АР. Расчет угла производится от нормали к апертуре АР. Таким образом, результатом пространственной обработки является определение направления прихода отраженного зондирующего сигнала.

При наличии имеющейся информации о направлении прихода отраженного сигнала в блоке «Расчета времени регистрации» производится расчет по времени регистрации данных, которые будут использованы в дальнейшем при синтезировании виртуальной апертуры. Значения времени, в которые были зарегистрированы необходимые для синтезирования комплексные амплитуды, рассчитываются в соответствии с выражением

$$t_i = \frac{d_i \sin \theta_{\text{ц}}}{c}, \tag{5}$$

где d_i – координата приемного элемента.

В блоке «Формирование массива значений» на основе рассчитанных временных параметров и зарегистрированных комплексных амплитуд принятого сигнала формируется массив данных в определенной последовательности: $\dot{S}_{NM} = \dot{S}_{N1} \cup \dots \cup \dot{S}_{Nj}$ (рис. 3).

\dot{S}_{11}	\dot{S}_{i1}	...	\dot{S}_{N1}	\dot{S}_{1j}	\dot{S}_{ij}	...	\dot{S}_{Nj}	\dot{S}_{1M}	\dot{S}_{iM}	...	\dot{S}_{NM}
----------------	----------------	-----	----------------	----------------	----------------	-----	----------------	-----	-----	-----	-----	----------------	----------------	-----	----------------

Рис. 3. Формирование массива из зарегистрированных комплексных амплитуд

Массив представляет собой фазовое распределение, соответствующее приему сигнала на апертуру большого размера. В этом процессе заключается принцип синтезирования виртуальной апертуры АР. Размер синтезируемой апертуры зависит от длительности регистрации принимаемого сигнала и определяется оператором на основе априорной информации о цели.

В блоке «Формирование ДН АР» формируется результирующий луч ДН в заданной области пространства. Диаграмма направленности формируется в соответствии с выражением

$$F(\theta) = \sum_{i=1}^{N_c} A_i e^{j\left(\frac{2\pi}{\lambda} d_i \sin\theta_n\right)} \quad (6)$$

где N_c – количество элементов АР с синтезированной виртуальной апертурой;

λ – длина волны.

На рис. 4 представлен результат моделирования формирования ДН АР с реальной апертурой (штриховая линия) и ДН АР с синтезированием виртуальной апертуры (сплошная линия).

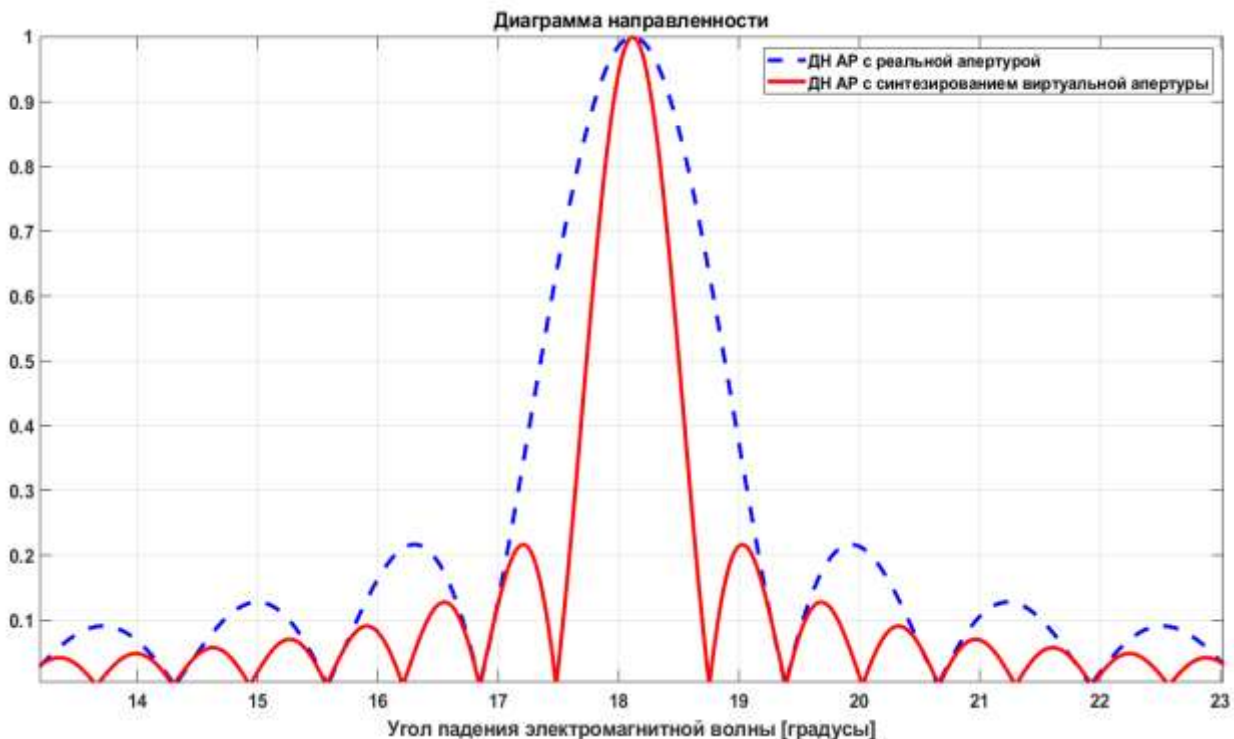


Рис. 4. Результат формирования диаграммы направленности антенной решетки

Увеличение размера синтезированной виртуальной апертуры приводит к сужению луча ДН АР в горизонтальной плоскости. Таким образом, для последовательного обзора зоны ответственности загоризонтной РЛС необходимо производить сканирование подстилающей поверхности с более частым шагом переключения луча ДН, чем был при классической ПВО.

Для достижения этой цели существует возможность электронного управления лучом ДН (фокусировка в заданной области пространства) [10, 11]. Управление заключается в формировании соответствующим подбором необходимого фазового распределения на раскрыве АР с синтезированной виртуальной апертурой, чтобы луч ДН был направлен в определенную область пространства. Подбор соответствующего фазового распределения осуществляется при использовании необходимых коэффициентов. Коэффициенты рассчитываются в блоке «Подбор коэффициентов» на основе информации о размере зоны обзора, получаемой в процессе синтезирования виртуальной апертуры (ПВО сигнала).

При каждом изменении положения луча ДН производится решение основной задачи – обнаружение стационарных объектов, которое производится на основе сверки превышения порогового значения отношения сигнал/шум, равного 4 дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Пространственно-временная обработка при загоризонтном обнаружении стационарных объектов раскрыта на примере модели, в которой подробно изложены происходящие процессы с принятым радиолокационным сигналом.

Предложенная пространственно-временная обработка направлена на повышение достоверности обнаружения стационарных объектов в качестве расширения возможностей РЛС ЗО.

При обработки накопленного сигнала формируется более узкая ДН АР, а в соответствии с этим, изменяется размер зоны обзора в меньшую сторону. Что, в свою очередь, ведет к получению отраженного сигнала с большим соотношением полезного сигнала.

Список используемых источников

1. Основы загоризонтной радиолокации / В.А. Алебастров [и др.]; под ред. А.А. Колосова. – М.: Радио и связь, 1984. – 256 с.
2. *Фабрицио Джузеппе А.* Высокочастотный загоризонтный радар: основополагающие принципы, обработка сигналов и практическое применение. – М.: Техносфера, 2018. – 936 с.
3. *Акимов В.Ф., Калинин Ю.К., Слукин Г.П.* Проблемы загоризонтного радиолокационного обнаружения и пути их преодоления // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2012. – № 3. – С. 5–17.
4. Распространение радиоволн: учебник / О.И. Яковлев [и др.]; под ред. О.И. Яковлева. – М.: Ленанд, 2009. – 496 с.
5. *Jeffrey T.* Phased-array radar design: application of radar fundamentals. – Raleigh: Scitech publishing, Inc, 2009. – 324 p.
6. *Perkiömäki J.* HF Propagation Prediction and Ionospheric Communications Analysis, VOACAP Quick Guide. – URL: <https://www.voacap.com> (дата обращения: 21.01.2021).
7. Advanced Stand Alone Prediction System, Space Weather Services, Australian Government Bureau of Meteorology. – URL: http://www.sws.bom.gov.au/Products_and_Services/1/1 (дата обращения: 21.01.2021).
8. PROPLAB-PRO version 3.1. – URL: <http://spacew.com/www/proplab.html> (дата обращения: 14.01.2021).
9. Метод повышения разрешающей способности и точности радиолокационных угловых измерений на основе последовательной пространственно-временной обработки принимаемых сигналов / А.П. Алёшкин [и др.] // Информационно-управляющие системы. – 2020. – № 2 (105). – С. 37–45.
10. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н. Антипов [и др.]; под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
11. *Riddolls R.J.* A Canadian Perspective on High-Frequency Over-the-Horizon Radar. – Defence R&D Canada – Ottawa, 2006. – 62 p.

Н.В. Верденская* **,
кандидат физико-математических наук;
А.Г. Виноградов* ** * ** * ***,
кандидат физико-математических наук;
И.А. Иванова* **

*АО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца», г. Москва.

**Московский физико-технический институт, Московская обл., г. Долгопрудный.

***Институт физики атмосферы имени А.М. Обухова РАН, г. Москва.

МОДЕЛЬ СИГНАЛА, РАССЕЯННОГО ИОНОСФЕРНЫМИ НЕОДНОРОДНОСТЯМИ, НА ВЫХОДЕ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА

В работе рассматривается задача рассеяния поля, создаваемого радиолокатором, на неоднородностях диэлектрической проницаемости, возникающих в ионосфере полярных широт и называемых авроральными неоднородностями. Исследование посвящено получению статистической модели сигнала на выходе радиолокационного приемника и модели сигнала на выходе согласованного фильтра, а также вычислению статистических характеристик (среднего и корреляционной функции) процесса на выходе согласованного фильтра. Наличие такой модели позволяет исследовать эффективность обнаружения объекта на фоне авроральных неоднородностей, а также решать задачу распознавания отражений от объекта и отражений от авроральных неоднородностей.

Ключевые слова: ионосферные неоднородности, модель блуждающих неоднородностей, согласованный фильтр, корреляционная функция.

ВВЕДЕНИЕ

Классические задачи обработки информации в радиолокации, к которым можно отнести задачу обнаружения и задачу измерения параметров наблюдаемого объекта, обычно рассматриваются в условиях наблюдения сигнала на фоне гауссовского некоррелированного белого шума.

При этом на практике сигнал чаще всего наблюдается не на фоне шумов, а на фоне помех, где под помехами понимаются факторы, приводящие к искажению сигнала, распространяющегося в атмосфере.

Для описания влияния помех используются более сложные статистические модели, приводящие к усложнению алгоритмов обработки сигнала. Однако существует ряд физических явлений, которые приводят не к искажению распространяющегося сигнала, а к возникновению областей пространства, отражающих этот сигнал. К таким явлениям относится явление авроральных отражений. В возмущенной полярной ионосфере образуются особые анизотропные мелкомасштабные неоднородности, большие оси которых ориентированы вдоль силовых линий магнитного поля Земли (авроральные неоднородности). Отличительная особенность этих неоднородностей состоит в том, что они порождают интенсивное обратное рассеяние радиоволн УКВ и СВЧ диапазонов.

Для работы радиолокатора в условиях радиоавроры требуются алгоритмы обработки информации, учитывающие наличие не только помех в классическом понимании, но и авроральных отражений. В свою очередь, для создания таких алгоритмов необходимо аналитическое описание (статистическая модель) процесса рассеяния излученной энергии на неоднородностях электронной концентрации.

Задача описания рассеяния на случайных неоднородностях диэлектрической проницаемости рассматривалась многократно в работах С.М. Рытова, В.И. Татарского и других авторов [1–3]. Однако они, в большинстве своем, решали задачу оценки интенсивности отражения от

неоднородностей. Нас же интересуют статистические свойства отраженного сигнала и сигнала на выходе согласованного фильтра, что позволит решать задачу обнаружения на фоне авроральных неоднородностей, а также отличать (распознавать) отражения от объекта и отражения от неоднородности.

Согласованная фильтрация разработана как оптимальная процедура выделения сигнала из аддитивного белого шума в предположении, что принимаемый сигнал рассеивается одним движущимся точечным объектом. Если рассеивающий объект сложный, например, случайный и распределенный в пространстве, как это имеет место при рассеянии на случайных неоднородностях самой среды, в которой распространяется сигнал, то сигнал на выходе согласованного фильтра становится случайным, и надо рассматривать его статистические характеристики: распределение вероятности, статистические моменты.

Следует отметить, что согласованная фильтрация является оптимальной обработкой только в случае, когда эхо-сигнал, рассматриваемый как случайный процесс, удовлетворяет определенным требованиям, например, является стационарным с быстро спадающей автокорреляционной функцией. В противном случае корреляционная обработка может оказаться неоптимальной. Тем не менее, поскольку на практике большинство радиолокаторов используют именно корреляционную обработку, мы будем рассматривать процессы на выходе согласованного фильтра.

РАСЧЕТ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ИОНОСФЕРНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ, НА ВЫХОДЕ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА

Представим излучаемый сигнал в виде

$$s_t(t) = AS(t)e^{-i\omega_0 t},$$

где A — амплитуда;
 $S(t)$ — комплексная амплитуда, описывающая модуляцию сигнала;
 ω_0 — несущая частота сигнала.

Комплексная амплитуда может быть нормирована произвольным образом, однако ее естественной нормировкой является требование, чтобы она отвечала единичной энергии излучаемого сигнала, в этом случае полная энергия излучаемого сигнала равна $|A|^2$.

Этот сигнал рассеивается на различных объектах (рассеивателях) в среде распространения (целях, неоднородностях среды), и рассеянный сигнал

$$s_r(t) = BS_r(t)e^{-i\omega_0 t}.$$

принимается приемной антенной.

В радиолокационных приложениях измеряемой величиной обычно является сигнал на выходе согласованного фильтра (или функция неопределенности сигнала):

$$s_m(\tau, \Omega) = B \int_{-\infty}^{\infty} S_r(t) S_r^*(t - \tau) e^{-i\Omega t} dt,$$

где τ — задержка принятого сигнала относительно излученного;
 Ω — изменение несущей частоты принимаемого сигнала из-за эффекта Доплера.

Дальнейшая обработка обычно состоит в сравнении мощности сигнала $s_m(\tau, \Omega)$ с неким порогом, и по превышению этого порога делается вывод о наличии рассеивающего объекта, величине задержки τ рассеянного им сигнала (по ней оценивается расстояние от радиолока-

тора до объекта) и доплеровского сдвига частоты Ω (по нему оценивается радиальная скорость объекта).

Геометрия задачи приведена на рис. 1.

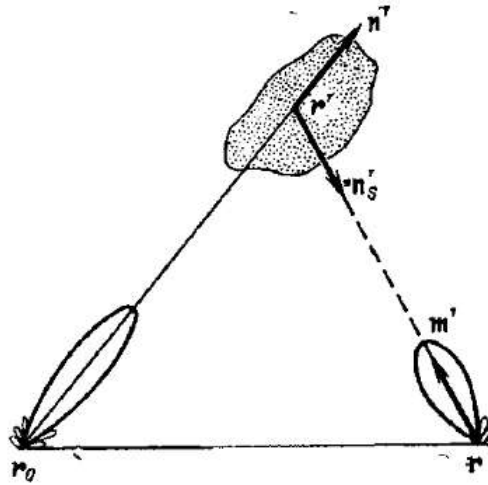


Рис. 1. Геометрия задачи рассеяния

Можно показать, что сигнал, рассеянный на случайных неоднородностях диэлектрической проницаемости $\tilde{v}(\mathbf{r}', t)$ и принятый приемной антенной с диаграммой направленности $f_r(\mathbf{m}')$, находящейся в точке \mathbf{r} , имеет вид:

$$s_r(t) = \frac{k_0^2 A e^{-i\omega_0 t}}{4\pi} \int \frac{f_t(\mathbf{n}') f_r(\mathbf{m}')}{|\mathbf{r}' - \mathbf{r}_0| |\mathbf{r}' - \mathbf{r}|} \gamma(\mathbf{r}') \tilde{v}(\mathbf{r}', t - \frac{|\mathbf{r}' - \mathbf{r}|}{c}) \times \\ \times S\left(t - \frac{|\mathbf{r}' - \mathbf{r}_0|}{c} - \frac{|\mathbf{r}' - \mathbf{r}|}{c}\right) e^{ik_0(|\mathbf{r}' - \mathbf{r}_0| + |\mathbf{r}' - \mathbf{r}|)} d^3 \mathbf{r}'.$$

Здесь \mathbf{m}' – единичный вектор, направленный из центра приемной антенны в точку \mathbf{r}' рассеивающего объема, $\mathbf{m}' = \frac{\mathbf{r}' - \mathbf{r}}{|\mathbf{r}' - \mathbf{r}|}$;

$\gamma(\mathbf{r}')$ – поляризационный множитель, зависящий от поляризации передающей (\mathbf{e}_r) и приемной (\mathbf{e}_0) антенн, $\gamma(\mathbf{r}') = \mathbf{e}_r^* \cdot (\mathbf{m}' \times (\mathbf{m}' \times \mathbf{e}_0))$. Если излучение и прием производятся одной и той же антенной, то $\gamma(\mathbf{r}') = 1$.

Для краткости введем следующие обозначения:

$L(\mathbf{r}')$ – путь, пройденный волной от передатчика до точки рассеяния и далее до приемника:

$$L(\mathbf{r}') = |\mathbf{r}' - \mathbf{r}_0| + |\mathbf{r}' - \mathbf{r}|;$$

$\mathcal{P}(\mathbf{r}')$ – медленный амплитудный множитель:

$$\mathcal{P}(\mathbf{r}') = \frac{k_0^2 A f_t(\mathbf{n}') f_r(\mathbf{m}')}{4\pi |\mathbf{r}' - \mathbf{r}_0| |\mathbf{r}' - \mathbf{r}|} \gamma(\mathbf{r}').$$

С использованием этих обозначений комплексная амплитуда принятого сигнала запишется в виде

$$S_r(t) = \int \mathcal{P}(\mathbf{r}') \tilde{v}(\mathbf{r}', t - |\mathbf{r}' - \mathbf{r}|/c) S(t - L(\mathbf{r}')/c) e^{ik_0 L(\mathbf{r}')} d^3 \mathbf{r}';$$

сигнал на выходе согласованного фильтра –

$$s_m(\tau, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_r(t) S^*(t - \tau) e^{-i\Omega t} dt = \\ = \int d^3 \mathbf{r}' \mathcal{P}(\mathbf{r}') e^{ik_0 L(\mathbf{r}')} \int_{-\infty}^{\infty} dt \tilde{v}\left(\mathbf{r}', t - \frac{|\mathbf{r}' - \mathbf{r}|}{c}\right) S\left(t - \frac{L(\mathbf{r}')}{c}\right) S^*(t - \tau) e^{-i\Omega t};$$

корреляционная функция сигнала на выходе согласованного фильтра –

$$\langle s_m(\tau_1, \Omega_1) s_m^*(\tau_2, \Omega_2) \rangle = \int d^3 \mathbf{r}' \int d^3 \mathbf{r}'' \mathcal{P}(\mathbf{r}') \mathcal{P}(\mathbf{r}'') e^{ik_0[L(\mathbf{r}') - L(\mathbf{r}'')]} \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} dt \int_{-\infty}^{\infty} dt' B_v(\mathbf{r}' - \mathbf{r}'', t - t' - \Delta\tau_0) S\left(t - \frac{L(\mathbf{r}')}{c}\right) S^*(t - \tau_1) S^*\left(t' - \frac{L(\mathbf{r}'')}{c}\right) S(t' - \tau_2) \times e^{-i\Omega_1 t + i\Omega_2 t'},$$

где

$$\Delta\tau_0 = \frac{|\mathbf{r}' - \mathbf{r}|}{c} - \frac{|\mathbf{r}'' - \mathbf{r}|}{c}.$$

Корреляционная функция $B_v(\mathbf{r}' - \mathbf{r}'', t - t')$ сосредоточена при $|\mathbf{r}' - \mathbf{r}''| \lesssim l_v$, где l_v – размер наиболее крупных неоднородностей (внешний масштаб турбулентности); поэтому $\Delta\tau_0$ – это время, за которое сигнал проходит одну неоднородность, и им можно пренебречь в аргументе корреляционной функции, поскольку характерное время ее изменения определяется временем жизни неоднородности (порядка секунды и более) и временем ее перемещения на расстояние порядка ее размера.

Заметим, что в показателе экспоненты стоит разность $L(\mathbf{r}') - L(\mathbf{r}'')$, которая также имеет порядок l_v ; однако здесь пренебрегать этой разностью нельзя, потому что она делится на длину волны λ , и отношение l_v/λ может быть как малым, так и большим.

Представим корреляционную функцию $B_v(\mathbf{p}, \tau)$ через ее частотный спектр:

$$B_v(\mathbf{p}, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} G_\omega(\mathbf{p}, \omega) e^{-i\omega\tau} d\omega.$$

Отбрасывая $\Delta\tau_0$ и члены выше нулевого порядка в разложении разности путей в ряд, получим:

$$\langle s_m(\tau_1, \Omega_1) s_m^*(\tau_2, \Omega_2) \rangle = \int d^3 \mathbf{R} \mathcal{P}^2(\mathbf{R}) e^{-i\frac{\Omega_1 - \Omega_2}{c} L(\mathbf{R})} \int_{-\infty}^{\infty} d\omega \times \\ \times \int d^3 \mathbf{p} G_\omega(\mathbf{p}, \omega) e^{-i\left(k_0 \frac{\Omega_1 + \Omega_2}{c}\right) \mathbf{p} \mathbf{R}} F\left[\tau_1 - L(\mathbf{R})/c, \omega + \Omega_1\right] F^*\left[\tau_2 - L(\mathbf{R})/c, \omega + \Omega_2\right],$$

где

$$F(\tau, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) S^*(t - \tau) e^{-i\Omega t} dt.$$

Заметим, что

$$\frac{1}{(2\pi)^3} \int d^3 \mathbf{p} G_\omega(\mathbf{p}, \omega) e^{-i\mathbf{k}\mathbf{p}} = G(\mathbf{k}, \omega)$$

это четырехмерный (пространственно-временной) спектр корреляционной функции диэлектрической проницаемости.

Дальнейший анализ состоит в вычислении объемного интеграла. Проведем это вычисление для случая обратного рассеяния, когда поляризационный множитель $|\gamma(\mathbf{R})|$ обращается в единицу и

$$L(\mathbf{R}) = 2|\mathbf{R} - \mathbf{r}_0|, \quad \mathcal{P}(\mathbf{R}) = \frac{k_0^2 A}{4\pi} \frac{f_t(\mathbf{n}_R) f_r(\mathbf{n}_R)}{|\mathbf{R} - \mathbf{r}_0|^2}, \quad \mathbf{q} = -2\mathbf{n}_R.$$

В результате вычислений получим

$$\begin{aligned} \langle s_m(\tau_1, \Omega_1) s_m^*(\tau_2, \Omega_2) \rangle &= 4\pi^2 \theta_x \theta_y k_0^4 |A|^2 \frac{e^{-i\frac{(\Omega_1 - \Omega_2)(\tau_1 + \tau_2)}{2}}}{c(\tau_1 + \tau_2)^2} \int d\tau \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} d\omega' G\left(2k_0' \mathbf{n}_0, \omega' - \frac{\Omega_1 + \Omega_2}{2}\right) F\left(\tau, \omega' + \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{2}\right) F^*\left(\tau - (\tau_1 - \tau_2), \omega' - \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{2}\right). \end{aligned}$$

Здесь θ_x и θ_y – эффективные полуширины диаграмм направленности.

Для дальнейшего анализа требуется знание характерных масштабов пространственно-временного спектра $G(\mathbf{k}, \omega)$.

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ СПЕКТР В МОДЕЛИ БЛУЖДАЮЩИХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ

Конкретизировать пространственно-временной спектр $G(\mathbf{k}, \omega)$ удастся с использованием модели блуждающих неоднородностей.

В модели блуждающих неоднородностей предполагается, что неоднородности движутся со случайной скоростью $\mathbf{V} = \mathbf{V}_0 + \tilde{\mathbf{v}}$, где \mathbf{V}_0 – средняя скорость потока (скорость дрейфа), а $\tilde{\mathbf{v}}$ – флуктуации скорости. В случае блуждающих неоднородностей флуктуации $\tilde{\mathbf{v}}(\mathbf{r}, t)$, как и в случае замороженных неоднородностей, тоже связаны со значением v в предшествующие моменты времени $t - \tau$, но вследствие временной зависимости скорости движения в точку \mathbf{r} приходят неоднородности из точки $\mathbf{r}' = \mathbf{r} - \int_{t-\tau}^t \mathbf{V}(t') dt'$, так что $\tilde{\mathbf{v}}(\mathbf{r}, t) = \tilde{\mathbf{v}}\left(\mathbf{r} - \int_{t-\tau}^t \mathbf{V}(t') dt', t - \tau\right)$.

Можно показать, что в модели блуждающих неоднородностей четырехмерный спектр имеет вид

$$G(\mathbf{k}, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int g_v(\mathbf{k}, \tau) e^{-i\omega\tau} d\tau = \frac{g_{dp}^0(\mathbf{k})}{2\pi} \int \exp\left(-i\omega\tau - i\mathbf{k}\mathbf{V}_0\tau - \frac{\mathbf{k}^2 \sigma_v^2}{6} p(\tau)\right) d\tau,$$

где $g_{dp}^0(\mathbf{k})$ – пространственный спектр флуктуаций диэлектрической проницаемости в дрейфующей со скоростью \mathbf{V}_0 системе координат (в ней неоднородности в среднем покоятся);

σ_v^2 – дисперсия флуктуаций скорости.

При этом следует учесть, что

$$p(\tau) = 2 \int_0^\tau (\tau - t) R_v(t) dt,$$

где $R_v(t)$ коэффициент корреляции скорости.

Интенсивность блужданий характеризуется параметром

$$a^2 = \frac{\kappa^2 \sigma_v^2 \tau_0^2}{6},$$

где τ_0 – интегральный радиус корреляции скорости, $\tau_0 = \int_0^\infty R_v(t) dt$.

При $a^2 \gg 1$ блуждания сильные, а при $a^2 \ll 1$ – слабые. Поскольку обратное рассеяние происходит на флуктуациях с масштабом $\kappa \approx 2k_0$ блуждания сильные, если за время τ_0 неоднородности смещаются на расстояние, сопоставимое с длиной волны. Ниже рассматривается именно случай сильных блужданий. В этом случае можно показать, что

$$\frac{1}{2\pi} \int \exp\left(-i\omega\tau - i\mathbf{\kappa}\mathbf{V}_0\tau - \frac{\kappa^2 \sigma_v^2}{6} p(\tau)\right) d\tau \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\pi}{a^2}} \exp\left(-\frac{(\omega + \mathbf{\kappa}\mathbf{V}_0)^2 \tau_0^2}{4a^2}\right).$$

С использованием этого приближения можно получить явное выражение для корреляционной функции процесса на выходе согласованного фильтра для коротких

$$\begin{aligned} s_m(\tau_1, \Omega_1) s_m^*(\tau_2, \Omega_2) &= 4\pi^2 \theta_x \theta_y k_0^4 |A|^2 \frac{e^{-i(\Omega_1 - \Omega_2)(\tau_1 + \tau_2)/2}}{c(\tau_1 + \tau_2)^2} g_{op}^0(2k_0 \mathbf{n}_0) \times \\ &\times \int d\tau F(\tau, \Omega_1 - 2k_0 \mathbf{n}_0 \mathbf{V}_0) F^*(\tau - (\tau_1 - \tau_2), \Omega_2 - 2k_0 \mathbf{n}_0 \mathbf{V}_0), \\ a^2 &= \frac{(2\pi)^2}{6} \frac{4\sigma_v^2 \tau_0^2}{\lambda_0^2} \gg 1, \frac{\sigma_v T_0}{\lambda_0} \ll 1 \end{aligned}$$

и длинных сигналов

$$\begin{aligned} s_m(\tau_1, \Omega_1) s_m^*(\tau_2, \Omega_2) &= 4\pi^2 \theta_x \theta_y k_0^4 |A|^2 \frac{e^{-i(\Omega_1 - \Omega_2)(\tau_1 + \tau_2)/2}}{c(\tau_1 + \tau_2)^2} g_{op}^0(2k_0 \mathbf{n}_0) \frac{\tau_0}{2\pi} \sqrt{\frac{\pi}{a^2}} \exp\left(-\frac{(\mathbf{\kappa}\mathbf{V}\tau_0)^2}{4a^2}\right) \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} d\omega F\left(\tau, \omega + \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{2}\right) F^*\left(\tau - (\tau_1 - \tau_2), \omega - \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{2}\right), \\ a^2 &= \frac{(2\pi)^2}{6} \frac{4\sigma_v^2 \tau_0^2}{\lambda_0^2} \gg 1, \frac{\sigma_v T_0}{\lambda_0} \gg 1, \end{aligned}$$

где T_0 – длительность сигнала.

Проиллюстрируем полученный результат на примере решения задачи обнаружения. Как известно, задача обнаружения на выходе согласованного фильтра сводится к проверке двух простых гипотез о распределении корреляционного интеграла в точке максимума функции неопределенности. Одна из этих гипотез соответствует наличию сигнала, вторая – его отсутствию. В случае проверки гипотезы о наличии сигнала на фоне отражений от авроральной неоднородности задача сведется к проверке двух гауссовских гипотез (в рамках модели гауссовских распределений). При этом гипотеза «отсутствие сигнала» будет описываться гауссовским распределением, в котором среднее считается нулевым, а дисперсия вычисляется исходя из приведенной выше формулы. Параметры этого распределения будут существенно зависеть как от вида сигнала, так и от направления визирования. В случае «наличия сигнала» распределение будет определяться суммарным отражением от «объекта» и от неоднородности и, тоже, существенно зависеть от сигнала, направления луча и, собственно, свойств наблюдаемого объекта.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрено аналитическое представление сигналов на выходе антенны и на выходе согласованного фильтра при рассеянии на авроральных неоднородностях. В рамках модели блуждающих неоднородностей получены статистические характеристики процесса на выходе согласованного фильтра, а именно, среднее и ковариационная функция. Этого достаточно для полного описания статистических свойств гауссовского процесса. Полученные результаты позволяют решать задачи обнаружения и распознавания объекта, наблюдаемого на фоне авроральной неоднородности. Анализ результатов показывает, что ковариационная функция на выходе согласованного фильтра в случае однопозиционной локации зависит от направления луча локатора (ракурсная зависимость), размера антенны, типа неоднородности, а также от свойств зондирующего сигнала.

Список используемых источников

1. *Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И.* Введение в статистическую радиофизику: в 2 ч. – М.: Наука, 1978. – Ч. II: Случайные поля. – 463 с.
2. *Кравцов Ю.А., Фейзулин З.И., Виноградов А.Г.* Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. – М.: Радио и связь, 1983. – 224 с.
3. *Свердлов Ю.Л.* Авроральные неоднородности и Фарлей-Бунемановская неустойчивость // Вестник МГТУ. – 2000. – Т. 3, № 1. – С. 129–136.

А.А. Иванов,
кандидат технических наук;
А.Д. Лимарев;
А.А. Павлов,
кандидат технических наук;
К.А. Полянский,
кандидат технических наук;
Д.В. Склемин,
кандидат технических наук

МОДЕЛЬ СИНТЕЗА ПРЕДПОЧТИТЕЛЬНЫХ ВАРИАНТОВ ОСНАЩЕННОСТИ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

Предложена модель синтеза предпочтительных вариантов оснащённости распределённой информационно-управляющей системы дистанционного зондирования Земли, учитывающая возможную предельную загруженность технических средств.

Ключевые слова: распределённая информационно-управляющая система, дистанционное зондирование Земли, малый космический аппарат, технологический цикл управления, операция обслуживания.

ВВЕДЕНИЕ

Мировые тенденции к растущей роли в решении широкого спектра задач космическими системами (комплексами) (КС(К)), к миниатюризации и интеллектуализации космических аппаратов (КА) привели к появлению многоспутниковых орбитальных группировок (ОГ) на базе малых КА (МКА). Необходимость в качественном управлении многоспутниковыми ОГ МКА требует рационального оснащения техническими средствами (ТСр) распределённых информационно-управляющих систем (РИУС).

В области анализа и синтеза структур сложных систем выполнен значительный объём работ отечественными авторскими коллективами и соответствующими научными школами (В.С. Алиев, А.Ф. Кононенко, А.В. Цветков, В.Н. Бурков, Б.А. Власюк, А.А. Воронин, М.В. Губко, С.П. Мишин, Д.А. Новиков, А.Д. Цвиркун, В.К. Акинфиев, В.Н. Калинин, Б.А. Резников, Б.В. Соколов, Ю.С. Мануйлов, А.Н. Павлов, Н.О. Сацута и др.), а также зарубежными коллективами авторов (R. Aumann, R. Myerson, S. Banerjee, M.O. Jackson, S. Currarini, M. Morelli, P.M. Blau, P.A. Schoenherr, B. Dutta, A. Watts, M.W. Meyer, F. Taylor, O.E. Williamson и др.). Огромный практический опыт решения задачи синтеза структур космической инфраструктуры получен сотрудниками 4-го Центрального научного исследовательского института министерства обороны РФ (4 ЦНИИ МО РФ).

Как показывает практика, в большинстве разработанных ранее подходов используются игровые, имитационные, динамические, статические модели, модели массового обслуживания, комплексы разнотипных моделей др. Обычно задача синтеза РИУС решается поэтапно и итерационно, так, например, в аналитико-имитационном подходе, описанном в работе [1], на первом этапе решения задачи синтеза с применением аналитической модели решается задача формирования суженного множества вариантов размещения технических средств за счёт их расположения вдоль трасс полета КА. Далее, на втором этапе решения задачи синтеза применяется имитационное моделирование, по результатам которого итерационно определяется вариант оснащённости РИУС.

Существенное увеличение количества МКА в составе ОГ приводит к усложнению процесса управления ими, и как следствие, к усложнению моделирования процесса управления при решении задачи синтеза РИУС. Учет предельной загруженности ТСр РИУС в задаче синтеза на этапе формирования суженного множества предпочтительных вариантов оснащенности РИУС позволит упростить решение задачи синтеза РИУС.

На основе проведенного анализа имеющегося задела в области синтеза РИУС и особенностей управления КА в статье предложена модель синтеза предпочтительных вариантов оснащенности РИУС ДЗЗ, учитывающая возможную предельную загруженность ТСр РИУС и формирующее множество предпочтительных вариантов оснащенности РИУС ДЗЗ.

ТРЕБОВАНИЯ К УПРАВЛЕНИЮ МКА В РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ СИНТЕЗА ПРЕДПОЧТИТЕЛЬНЫХ ВАРИАНТОВ ОСНАЩЕННОСТИ РИУС

Одним из важных моментов синтеза предпочтительных вариантов оснащенности ТСр РИУС ДЗЗ является корректная структуризация и формализация совокупности требований, предъявляемых к управлению МКА, от полноты и точности учета которых напрямую зависит качество выполнения РИУС ДЗЗ задач по предназначению.

При формировании рациональных вариантов оснащенности ТСр РИУС ДЗЗ необходимо учитывать следующую совокупность отношений, ограничивающих выбор (ограничений).

1. Пространственно-временные ограничения, включающие в себя:

– требование p_1 контакта, отражающее необходимость соблюдения при выполнении операций обслуживания (ОО) условия нахождения КА в зонах радиовидимости (ЗРВ) ТСр;

– требование p_2 доступности, отражающее необходимость готовности ТСр к проведению сеанса управления (СУ).

2. Технологические ограничения, включающие в себя:

– требование p_3 неразрывности, отражающее необходимость соблюдения при выполнении ОО условия, запрещающего прерывание или прекращение процесса выполнения ОО до момента полного ее завершения;

– требование p_4 несовместности, отражающее невозможность совместного выполнения ОО;

– требование p_5 совместности, отражающее необходимость совместного выполнения ОО;

– требование p_6 следования, отражающее необходимость определенного порядка следования выполнения операций.

3. Техническое ограничение – требование p_7 одновременности, означающее невозможность выполнения одной и той же ОО с КА при использовании нескольких средств, а также невозможности использования ТСр по одновременному выполнению ОО с несколькими КА.

4. Экономическое ограничение – требование p_8 к стоимости варианта оснащенности ТСр РИУС ДЗЗ.

5. Специальное ограничение – требование p_9 к возможности размещения ТСр на КИП, отражающее влияние климатических условий на процесс функционирования ТСр, выполнение требований к минимальному расстоянию между однотипными ТСр и пр.

Требования $p_2, p_3, p_4, p_5, p_6, p_7$, связанные с нестационарностью и нелинейностью процессов управления, протекающих в РИУС ДЗЗ, можно учесть путем моделирования применения ТСр по управлению КА. Вместе с тем, требования p_1, p_8, p_9 можно учесть без моделирования процессов управления. Поэтому, чтобы не рассматривать все множество

вариантов оснащенности ТСр РИУС ДЗЗ (решение задачи «в лоб»), авторами статьи предлагается сузить множество возможных вариантов оснащенности до множества предпочтительных вариантов оснащенности с учетом требований p_1, p_8, p_9 .

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СИНТЕЗА ПРЕДПОЧТИТЕЛЬНЫХ ВАРИАНТОВ ОСНАЩЕННОСТИ РИУС ДЗЗ

Как известно [2–5], задача синтеза структур РИУС напрямую связана с решением задачи оптимизации ее функционирования, заключающейся в распределении функций между ее элементами и подсистемами в процессе выполнения целевой задачи наилучшим образом. Для перехода к формализации решаемой задачи, прежде всего, дадим ее обобщенное теоретико-множественное описание. Введем основные множества и отношения, позволяющие описать функционирование РИУС.

1. $A = \{a_j, j \in N^A \mid N^A = \{1, \dots, n^A\}\}$ – множество МКА ДЗЗ.

2. $B = \{b_i, i \in N^B \mid N^B = \{1, \dots, n^B\}\}$ – множество ТСр.

3. $C = \{c_l, l \in N^C \mid N^C = \{1, \dots, n^C\}\}$ – множество территориально-разнесенных возможных пунктов дислокации ТСр.

4. $D = \{d_m, m \in N^D \mid N^D = \{1, \dots, n^D\}\}$ – множество ТЦУ, при этом каждому $a_j \in A$ МКА ДЗЗ соответствует свое подмножество ТЦУ $D_j = \{d_m \in D, m \in N_j^D \mid N_j^D \subseteq N^D\}$, отражающих технологические ограничения на процесс управления ТСр РИУС данным МКА и характеризующихся: составом ОО; отношениями на последовательность выполнения ОО, на совместность или несовместность выполнения одной ОО с другой ОО; желательными временными интервалами проведения ОО; длительностями проведения ОО и самого ТЦУ.

Следует отметить, что ТЦУ для каждого МКА может быть описан «И-ИЛИ» графом $G^D = (O, W^O)$, в котором множество вершин $O = \{o_k, k \in N^O \mid N^O = \{1, \dots, n^O\}\}$ представляет собой ОО, входящие в ТЦУ, и множество логических взаимосвязей (дуг) $W^O = \{w_{\tilde{k}}, \tilde{k} \in N^{W^O} \mid N^{W^O} = \{1, \dots, n^{W^O}\}\}$ между ОО. Каждой o_k ОО соответствует q_k^O длительность ее проведения, а каждому d_m ТЦУ – q_m^D длительность проведения ТЦУ.

Вариант оснащенности ТСр РИУС можно обобщенно представить как $v^C = \|v_{\mu}^C\|$, где v_{μ}^C отражает количество ТСр μ -типа, расположенных на c_l пункте дислокации.

Отношения предпочтения обозначим показателем f_1 глобальности управления РИУС ДЗЗ, отражающим длительность нахождения каждого МКА ДЗЗ в ЗРВ ТСр, размещенных на пунктах дислокации, и показателем f_2 загруженности, отражающим потенциальную загруженность ТСр для варианта оснащенности РИУС ДЗЗ. Введенные множества и отношения на них позволяют сформулировать задачу синтеза предпочтительных вариантов оснащенности РИУС следующим образом: необходимо из множества Δ всех возможных вариантов оснащенности РИУС ДЗЗ сформировать множество $\Delta_{(p_1, p_8, p_9)}^* \subseteq \Delta$ предпочтительных вариантов оснащенности РИУС ДЗЗ с учетом требований p_1, p_8, p_9 и отношений предпочтений, заданных критериальными функциями $f_1(v^C) \rightarrow \max_{v^C \in \Delta_{(p_1, p_8, p_9)}}$, $f_2(v^C) \rightarrow \min_{v^C \in \Delta_{(p_1, p_8, p_9)}}$.

МОДЕЛЬ СИНТЕЗА ПРЕДПОЧТИТЕЛЬНЫХ ВАРИАНТОВ ОСНАЩЕННОСТИ РИУС ДЗЗ

В качестве исходных данных для модели синтеза предпочтительных вариантов оснащённости РИУС ДЗЗ примем:

- 1) вариант построения многоспутниковой ОГ МКА ДЗЗ;
- 2) ТЦУ для каждого $a_j \in A$ КА, при котором на интервале его проведения длительностью q_m^D осуществляется максимальное привлечение ТСр по выполнению ОО;
- 3) данные по наземной космической инфраструктуре: минимально допустимый угол наклона антенны ТСр по углу места; координаты территориально-разнесенных возможных пунктов дислокации ТСр (долгота, широта, высота); стоимость $s_{\mu l}$ производства, установки и эксплуатации отдельного ТСр типа μ на пункте дислокации c_l ; максимально возможное количество n_{μ} ТСр типа μ , которыми можно оснастить c_l пункт дислокации; максимально возможное значение стоимости варианта оснащённости ТСр РИУС ДЗЗ $h_{1\max}^\alpha$.

Опишем модель синтеза предпочтительных вариантов оснащённости ТСр РИУС ДЗЗ, для чего введем следующие булевы переменные и булевы вектора:

$$v_{\mu l}^C = \left(v_{\mu l}^1, \dots, v_{\mu l}^{\tilde{n}_{\mu l}} \right)^T = \begin{cases} (1, \dots, 1)^T, & \text{если } c_l \text{ КИПоснащен } 2^{\tilde{n}_{\mu l}} - 1 \text{ УТСр типа } \mu; \\ \dots \\ (0, \dots, 0, 1)^T, & \text{если } c_l \text{ КИПоснащен } 1 \text{ УТСр типа } \mu; \\ (0, \dots, 0)^T, & \text{если } c_l \text{ КИПоснащен } 0 \text{ УТСр типа } \mu. \end{cases} \quad (1)$$

$$y_{\mu l} = \text{sign} \left(\sum_{n=1}^{\tilde{n}_{\mu l}} v_{\mu l}^n \right). \quad (2)$$

В соотношении (1) булевы вектора $v_{\mu l}^C$ отражают количество ТСр типа μ , которыми оснащён c_l пункт дислокации ($l = 1, \dots, n^C$). В соотношении (2) булевы переменные $y_{\mu l}$ отражают факт наличия или отсутствия соответствующих типов ТСр на пунктах дислокации.

Формализованный вид требования p_9 к возможности размещения ТСр на пункте дислокации, отражающего влияние климатических условий на процесс функционирования ТСр, учитывающего электромагнитную совместимость ТСр и другие факторы, представим соотношением

$$\sum_{n=1}^{\tilde{n}_{\mu l}} v_{\mu l}^n 2^{\tilde{n}_{\mu l} - n} \leq n_{\mu l}. \quad (3)$$

Формализацию требования p_8 к стоимости варианта оснащённости ТСр РИУС ДЗЗ и ограниченность выделяемых денежных средств на изготовление, установку и эксплуатацию ТСр на пунктах дислокации представим следующим соотношением:

$$\sum_{l \in N^B} \sum_{\mu=1}^3 s_{\mu l} \left(\sum_{n=1}^{\tilde{n}_{\mu l}} v_{\mu l}^n 2^{\tilde{n}_{\mu l} - n} \right) \leq h_{1\max}^\alpha. \quad (4)$$

Как видно из выражения (4), стоимость $s_{\mu l}$ производства, установки и эксплуатации отдельного ТСр зависит только от типа μ ТСр и c_l пункта дислокации, что справедливо для

простейшего случая. Однако, на практике, стоимость $s_{\mu l}$ установки и эксплуатации нескольких ТСр на одном пункте дислокации может быть дешевле, чем их установка и эксплуатация на разных пунктах дислокации. Кроме того, неясно каким образом учитывать на соответствующих пунктах дислокации уже эксплуатируемые ТСр, которые не требуют затрат на изготовление. Возможны случаи, когда лицо, принимающее решение (ЛПР), вне зависимости от результатов применения модели синтеза предпочтительных вариантов оснащённости ТСр РИУС ДЗЗ, уже принял решение по оснащению ТСр ряда пунктов дислокации и ему нужно на оставшиеся денежные средства дооснастить ТСр РИУС ДЗЗ. Для того чтобы учесть указанные особенности при решении задачи синтеза предпочтительных вариантов оснащённости ТСр РИУС ДЗЗ, конкретизируем исходные данные по стоимости изготовления, установки и эксплуатации ТСр, а именно введем в рассмотрение переменную $s_{\mu l \eta}$, отражающую стоимость производства, установки и эксплуатации η единиц ТСр типа μ на c_l пункте дислокации. Модифицируем выражение (4) и представим требование p_8 к стоимости варианта оснащённости ТСр РИУС ДЗЗ следующим соотношением:

$$\sum_{l \in N^B} \sum_{\mu=1}^3 \sum_{\eta=1}^{n_{\mu l}} s_{\mu l \eta} \prod_{n \in \tilde{N}^n} v_{\mu l}^n \prod_{n \in \tilde{N}^n} (1 - v_{\mu l}^n) \leq h_{1\max}^{\alpha}, \quad (5)$$

где $\tilde{N}^n \subseteq \{1, \dots, \tilde{n}_{\mu l}\}$ – множество номеров, для которых выполняется следующее выражение:

$$\sum_{n \in \tilde{N}^n} v_{\mu l}^n 2^{\tilde{n}_{\mu l} - n} = \eta;$$

$\tilde{N}^n \subseteq \{1, \dots, \tilde{n}_{\mu l}\}$ – множество номеров, не входящих в множество \tilde{N}^n , т. е. $\tilde{N}^n \cup \tilde{N}^n = \{1, \dots, \tilde{n}_{\mu l}\}$ и $\tilde{N}^n \cap \tilde{N}^n = \emptyset$.

Следует отметить, что ограничение на затраты денежных средств при выборе вариантов оснащённости УТСр НАКУ, представленное выражением (5), является нелинейным. Для сведения модели синтеза предпочтительных вариантов оснащённости РИУС ДЗЗ к линейному виду будем использовать механизм линеаризации ограничений с булевыми переменными, подробно описанный в работе [5]. Суть его заключается во введении дополнительных переменных:

$$z_{\mu l} = \prod_{n \in \tilde{N}^n \cap \tilde{N}^n} v_{\mu l}^n. \quad (6)$$

Здесь переменную $z_{\mu l}$ можно интерпретировать как оснащение c_l пункта дислокации ТСр типа μ в количестве η единиц в соответствии с выражением (5). Использование данного подхода требует включения в систему ограничений следующих неравенств, описывающих взаимосвязь между переменными:

$$z_{\mu l} \leq \frac{1}{\eta} \left(\sum_{n \in \tilde{N}^n \cap \tilde{N}^n} v_{\mu l}^n \right); \quad (7)$$

$$z_{\mu l} \geq \sum_{n \in \tilde{N}^n \cap \tilde{N}^n} v_{\mu l}^n - \eta. \quad (8)$$

Таким образом, переменная $z_{\mu l}$ принимает значение $z_{\mu l} = 1$, если переменные $v_{\mu l}^n = 1$, и значение $z_{\mu l} = 0$, в противном случае. Ввод переменных (6) и ограничений (7), (8) приводит к увеличению размерности задачи, но позволяет остаться в рамках линейного булева программирования.

Формализацию требования p_1 контакта, отражающего необходимость соблюдения при выполнении ОО условия нахождения МКА в ЗРВ ТСр, осуществим за счет формулирования показателя глобальности управления f_1 и загруженности РИУС ДЗЗ f_2 .

Длительность нахождения a_j КА в ЗРВ ТСр типа μ , которым оснащен c_l пункт дислокации на k' витке, обозначим переменной $\varpi_{j\mu k'}$, измеряемой в секундах. Значения переменной $\varpi_{j\mu k'}$ определяются решением классической баллистической задачи нахождения ЗРВ. При этом будем полагать, что со всеми МКА своевременно и в полном объеме проводятся ОО в соответствии с выбранным ТЦУ, а, следовательно, возмущениями, оказывающими воздействия на полет МКА и приводящими к необходимости проведения коррекций орбит можно пренебречь. Принимая во внимание тот факт, что подавляющее большинство орбит КА – квазисинхронные, то для расчета вклада $g'_{j\mu}$ отдельного ТСр типа μ , которым оснащен c_l пункт дислокации, в глобальность управления a_j МКА справедливо следующее соотношение:

$$g'_{j\mu} = \left(\frac{\sum_{k' \in N^{a_j}} \varpi_{j\mu k'}}{T^{a_j}} \right), \quad (9)$$

где T^{a_j} – длительность цикла замыкания трассы a_j МКА. В случае если орбита a_j МКА не является квазисинхронной, то значение T^{a_j} будем полагать равным сроку активного существования МКА, который известен из соответствующей эксплуатационной документации.

В процессе полета КА нередки случаи, когда ЗРВ ТСр, размещенных на разных пунктах дислокации, пересекаются. Это обстоятельство может служить причиной тому, что совокупность ЗРВ ТСр, имеющих пересечения, могут доставлять больше вклада в глобальность управления КА, чем совокупность ЗРВ ТСр, не имеющих пересечений, что на самом деле не всегда соответствует действительности.

Обозначим переменной $\tilde{\varpi}_{j\mu' \mu k'}$ длительность интервала пересечения ЗРВ ТСр типа μ , которым оснащен c_l пункт дислокации, с ЗРВ ТСр того же типа, которым оснащен c_l пункт дислокации, на k' витке. Принимая во внимание известную длительность временного интервала T^{a_j} для каждого МКА, расчет степени пересечения $\tilde{g}'_{j\mu}$ ЗРВ ТСр типа μ , которым оснащен c_l пункт дислокации по управлению a_j МКА с ЗРВ ТСр того же типа, которыми оснащены остальные пункты дислокации, справедливо следующее соотношение:

$$\tilde{g}'_{j\mu} = \left(\frac{\sum_{k' \in N^{a_j}} \sum_{l' \in N^B, l' \neq l} \tilde{\varpi}_{j\mu' \mu k'}}{T^{a_j}} \right). \quad (10)$$

Вклад отдельного ТСр типа μ , которым оснащен c_l пункт дислокации, в глобальность управления a_j МКА с учетом пересечений ЗРВ обозначим переменной $g_{j\mu}$. Найдем значение $g_{j\mu}$ путем попарного сравнения ЗРВ ТСр типа μ , которым оснащен c_l пункт дислокации, по управлению a_j МКА с ЗРВ ТСр того же типа, которыми оснащены остальные

пункты дислокации. Сравнить ЗРВ будем по рассчитанным значениям вклада $g'_{j\mu}$ и степени пересечения $\tilde{g}'_{j\mu}$ ЗРВ.

В процессе сравнения ЗРВ возможны следующие случаи.

1. Пересечения между ЗРВ отсутствуют, т. е. $\tilde{g}'_{j\mu} = 0$, тогда значение вклада отдельного ТСр примет значение рассчитанного по формуле (9) вклада $g'_{j\mu}$.
2. Пересечения между ЗРВ присутствуют, т. е. $\tilde{g}'_{j\mu} > 0$ и при этом $g'_{j\mu} \geq g'_{j\mu'}$, тогда значение вклада отдельного ТСр, как и в случае 1, примет значение вклада $g'_{j\mu}$, рассчитанного по формуле (9).
3. Пересечения между ЗРВ присутствуют, т. е. $\tilde{g}'_{j\mu} > 0$ и при этом $g'_{j\mu} < g'_{j\mu'}$, тогда значение вклада отдельного ТСр примем равным $g'_{j\mu} - \tilde{g}'_{j\mu}$.

Рассмотренные возможные случаи, возникающие в процессе попарного сравнения ЗРВ, позволяют формально представить расчет вклада отдельного ТСр следующим соотношением:

$$g_{j\mu} = \begin{cases} g'_{j\mu}, & \text{если } g'_{j\mu} = 0 \text{ или } \tilde{g}'_{j\mu} > 0 \text{ и } g'_{j\mu} \geq g'_{j\mu'}, \\ g'_{j\mu} - \tilde{g}'_{j\mu}, & \text{если } \tilde{g}'_{j\mu} > 0 \text{ и } g'_{j\mu} < g'_{j\mu'}. \end{cases} \quad (11)$$

При известных значениях вкладов $g_{j\mu}$, рассчитанных по формуле (11), показатель f_1 глобальности управления РИУС ДЗЗ, зависящий от оснащенности ТСр РИУС ДЗЗ, представим следующим соотношением:

$$f_1 = \sum_{j \in N^A} \sum_{l \in N^B} \sum_{\mu=1}^3 g_{j\mu} y_{j\mu}. \quad (12)$$

Однако максимизация показателя f_1 глобальности управления РИУС ДЗЗ позволяет определить только те пункты дислокации, которые выгодно оснастить соответствующим типом ТСр, и не дает ответ на вопрос о количестве ТСр соответствующих типов на каждом пункте. При этом ясно, что количество ТСр на пункте дислокации должно быть таким, чтобы обеспечить своевременное и полное выполнение всех ОО с каждым КА в соответствии с ТЦУ.

Перейдем к формализации показателя f_2 загруженности средств РИУС ДЗЗ.

В условиях, когда длительность нахождения МКА в ЗРВ УТСр меньше длительность выполнения самой ОО, непрерывное выполнение ОО невозможно. Логично полагать, что при известных из исходных данных ТЦУ для каждого МКА непрерывное выполнение любой ОО из состава ТЦУ на k' витке возможно, если длительность нахождения МКА в ЗРВ ТСр соответствующих типов $\varpi_{\mu j k'}$ строго больше максимальной по длительности q_k^O ОО. Обозначим возможность непрерывного выполнения ОО с a_j КА ТСр типа μ , которым оснащен c_l пункт дислокации, на k' витке переменной $h_{\mu j k'}$, и формально представим следующим соотношением:

$$h_{\mu j k'} = \begin{cases} 0, & \text{если } \varpi_{\mu j k'} < \max_{k \in N^O} (q_k), \\ 1, & \text{если } \varpi_{\mu j k'} \geq \max_{k \in N^O} (q_k). \end{cases} \quad (13)$$

В процессе функционирования РИУС нередки конфликтные ситуации, заключающиеся в одновременном взаимодействии нескольких МКА с одним ТСр, которые, как правило, разрешаются еще на этапе оперативного планирования применения ТСр. Именно, возможность возникновения конфликтных ситуаций и определяет загруженность соответ-

ствующих ТСр. Определить возможные конфликтные ситуации достаточно просто. Для этого необходимо, чтобы МКА имели любое по длительности пересечение ЗРВ и для каждого из этих МКА показатель $h_{\mu jk'}$ возможности непрерывного выполнения ОО принимал значение $h_{\mu jk'} = 1$. Обозначим потенциальную загруженность отдельного ТСр типа μ на c_i КИП по управлению a_j КА на временном интервале T^{a_j} переменной $h_{\mu j}$ и будем рассчитывать соотношением:

$$h_{\mu j} = \frac{\left(\sum_{k' \in N^{a_j}} h_{\mu jk'} \right)}{\left(\sum_{k' \in N^{a_j}} k' \right)}. \quad (14)$$

При известных значениях потенциальных загруженностей $h_{\mu j}$, рассчитанных по формуле (14), показатель f_2 загруженности РИУС, зависящий от оснащенности ТСр и от потенциальных загруженностей $h_{\mu j}$, может быть представлен следующим соотношением:

$$f_2 = \sum_{l \in N^B} \sum_{\mu=1}^3 \frac{\left(\sum_{j \in N^A} h_{\mu j} \right)}{\left(\sum_{n=1}^{\tilde{n}_{\mu l}} v_{\mu l}^n 2^{\tilde{n}_{\mu l} - n} \right)}. \quad (15)$$

Для того чтобы оставаться в рамках линейного булева программирования при решении задачи синтеза предпочтительных вариантов оснащенности РИУС ДЗЗ $\Delta_{(p_1, p_8, p_9)}^*$ поменяем местами выражения, стоящие в знаменателе и числителе в формуле (15), и получим следующее соотношение:

$$f_2' = \sum_{l \in N^B} \sum_{\mu=1}^3 \frac{\left(\sum_{n=1}^{\tilde{n}_{\mu l}} v_{\mu l}^n 2^{\tilde{n}_{\mu l} - n} \right)}{\left(\sum_{j \in N^A} h_{\mu j} \right)}. \quad (16)$$

Неизвестно соотношение между f_1 глобальностью управления РИУС ДЗЗ и f_2 загруженностью ТСр, при котором будет получено наилучшее решение с точки зрения ЛПР (предпочтительное). Применение метода уступок может помочь разрешить возникшую критериальную неопределенность и сформировать множество $\Delta_{(p_1, p_8, p_9)}^* \subseteq \Delta$ предпочтительных вариантов оснащенности ТСр РИУС ДЗЗ.

ВЫВОД

Предложенная модель синтеза предпочтительных вариантов оснащенности РИУС ДЗЗ позволяет, оставаясь в рамках линейного булева программирования, формировать множество предпочтительных вариантов оснащенности РИУС ДЗЗ.

Список используемых источников

1. Цвиркун А.Д. Основы синтеза структуры сложных систем. – М.: Наука, 1982. – 200 с.
2. Власюк Б.А., Моросанов И.С. Синтез иерархической структуры управления в больших системах // Автоматика и Телемеханика. – 1973. – № 3. – С. 110–120.
3. Воронин, А.А., Мишин С.П. Алгоритмы поиска оптимальной структуры организационной системы // Автоматика и Телемеханика. – 2002. – № 5. – С. 120–132.
4. Соколов Б.В. Комплексное планирование операций и управление структурами в АСУ активными подвижными объектами. – Л.: МО РФ, 1992. – 232 с.
5. Арсеньев Д.Г., Шкодырев В.П., Яроцкий В.А. Распределенные интеллектуальные вычислительные системы. – СПб.: Изд-во Политехнического ун-та, 2012. – 84 с.

А.А. Иванов,
кандидат технических наук;
А.В. Михалев;
А.А. Павлов,
кандидат технических наук;
К.А. Полянский,
кандидат технических наук;
Д.В. Склемин,
кандидат технических наук

МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕАЛИЗАЦИЙ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЛОКАЦИОННОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

В материалах статьи представлено описание методики моделирования динамических реализаций отражательных характеристик космических объектов в радиолокационном диапазоне в виде системы алгоритмов и частных методик. Продемонстрирована программная реализация разработанной методики на примере использования экспериментальных измерительных данных об отражательных характеристиках космического объекта.

Ключевые слова: радиолокационный диапазон, отражательная характеристика, космический объект, моделирование.

ВВЕДЕНИЕ

При создании сложных активных радиолокационных систем существует потребность в моделировании алгоритмов их функционирования и применения по назначению. Наряду с вопросами, связанными с моделированием прохождения сигнала от антенны до оконечного устройства, актуальной остается задача адекватного моделирования отражения целью зондирующих радиолокационных сигналов. Известно, что процесс отражения сигналов является достаточно сложным, а моделирование указанного процесса – наукоемким. При моделировании необходимо учитывать параметры зондирующих сигналов, размеры, форму, материалы поверхности, из которых изготовлен облучаемый объект, структурно-компоновочные схемы элементов, входящих в его состав, а также ракурс, под которым он наблюдается.

В статье предлагается методика моделирования отражательных характеристик космических объектов (КО) в радиолокационном диапазоне длин волн, позволяющая учесть указанные особенности процесса отражения сигналов за счет корректного моделирования и обработки экспериментальных данных. Предлагаемая методика включает два основных этапа.

На первом этапе методики на основе исходных данных по движению центра масс (ЦМ) КО и движению вокруг ЦМ КО путем реализации алгоритмов моделирования движения ЦМ КО и расчета ракурса КО в каждый момент времени рассчитываются углы ракурса.

Следует отметить, что под ракурсом понимается угловая позиция КО по отношению к радиолокационной системе в данный момент времени, определяемая через углы α_p (в горизонтальной плоскости) и β_p (в вертикальной плоскости) (рис. 1).

На втором этапе методики на основе рассчитанных углов ракурса путем применения частных методик формирования экспериментальных (расчетных) данных по эффективной площади рассеяния (ЭПР) КО и моделирования мгновенных значений отражательных характеристик определяются мгновенные значения отражательных характеристик КО.

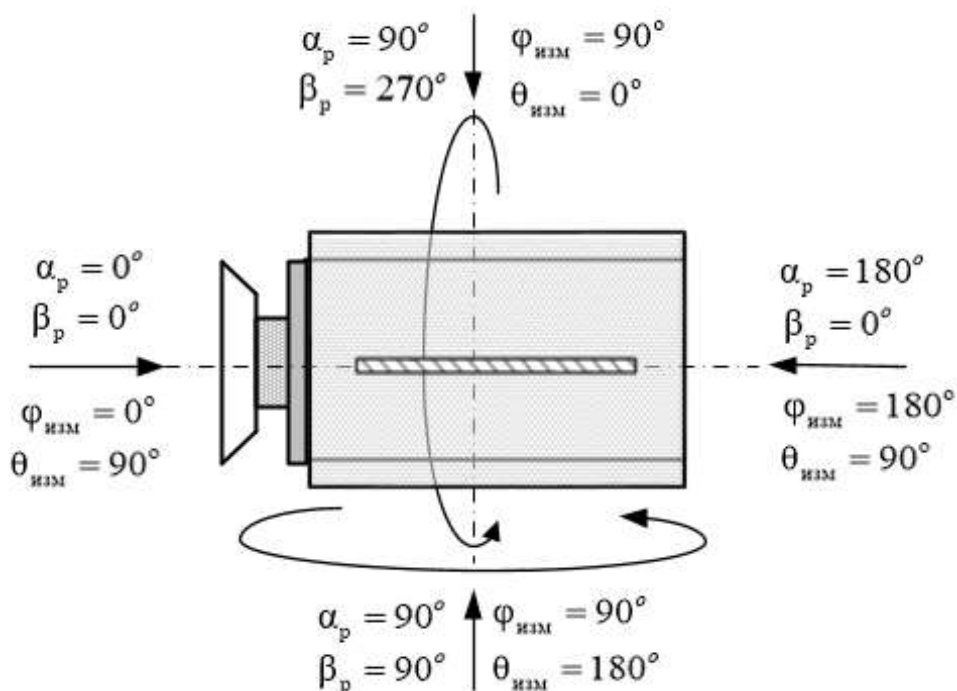


Рис. 1. Интерпретация углов ракурса (α_p, β_p)
и углов для экспериментальных измерений ($\varphi_{\text{изм}}, \theta_{\text{изм}}$)

Далее рассмотрим более подробно этапы методики моделирования динамических реализаций отражательных характеристик КО в радиолокационном диапазоне длин волн.

ЭТАП ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВ РАКУРСА

На первом этапе методики моделирования динамических реализаций отражательных характеристик КО при реализации алгоритмов моделирования движения ЦМ КО и расчета ракурса КО с учетом его движения относительно своего ЦМ использовались следующие системы координат (СК) (рис. 2):

- 1) абсолютная геоцентрическая экваториальная СК (АГЭСК) ($OXYZ$);
- 2) орбитальная подвижная СК (ОПСК) ($Cxyz$);
- 3) связанная СК (ССК) ($Cx_1y_1z_1$).

Начало СК – центр масс КО. Оси x_1, y_1 и z_1 направлены соответственно по большой, средней и малой осям эллипсоида инерции [1].

Исходными данными для алгоритма моделирования движения ЦМ КО выступают координаты ЦМ ($X_{КО}, Y_{КО}, Z_{КО}$) и составляющие его вектора скорости ($V_{X_{КО}}, V_{Y_{КО}}, V_{Z_{КО}}$) в АГЭСК на заданный момент времени T_0 . Алгоритм моделирования движения ЦМ КО является достаточно проработанным и подробно описанным в научных трудах вопросом. Моделирование движения ЦМ КО осуществляется на основе решения системы шести линейных однородных дифференциальных уравнений путем интегрирования в АГЭСК методом Рунге-Кутты 4-го порядка.

По результату реализации алгоритма моделирования движения ЦМ КО получаем массив координат ЦМ КО и проекций вектора скорости, характеризующих положение КО в пространстве и времени, являющихся исходными данными для алгоритма расчета ракурса наблюдения.

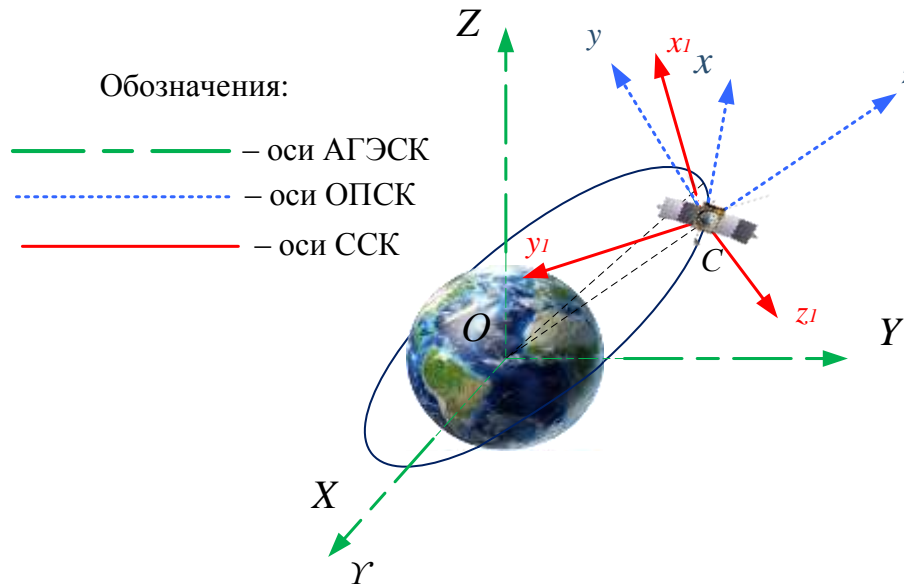


Рис. 2. Системы координат, используемые для моделирования движения ЦМ КО и расчета ракурса

Исходными данными для алгоритма моделирования движения КО относительно своего ЦМ на заданный момент времени T_0 выступают: значения проекций начальной угловой скорости на оси ССК ($\omega_{0x_1}, \omega_{0y_1}, \omega_{0z_1}$); значения углов Эйлера, определяющие начальное положение ССК относительно ОПСК ($\psi_0, \theta_0, \varphi_0$); значения проекции главных моментов инерции КО в ССК ($J_{x_1}, J_{y_1}, J_{z_1}$); значения проекции суммарного момента возмущения углового положения КО в ССК ($M_{x_1}^\Sigma, M_{y_1}^\Sigma, M_{z_1}^\Sigma$).

Следует отметить, что для исключения вырождения уравнений движения КО относительно ЦМ используется кватернионное описание [3, с. 15], поэтому вначале необходимо провести пересчет начальных углов Эйлера $\psi_0, \theta_0, \varphi_0$ в компоненты кватерниона q_1, q_2, q_3, q_4 по формуле

$$\begin{cases} q_0 = \cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cos\left(\frac{\psi_0 + \varphi_0}{2}\right), \\ q_1 = \sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cos\left(\frac{\psi_0 - \varphi_0}{2}\right), \\ q_2 = \sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \sin\left(\frac{\psi_0 - \varphi_0}{2}\right), \\ q_3 = \cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \sin\left(\frac{\psi_0 + \varphi_0}{2}\right). \end{cases} \quad (1)$$

Обратный переход от компонент кватерниона к трем углам поворотов возможен с помощью следующих соотношений:

$$\begin{cases} \psi = v_+ + v_-, \\ \varphi = v_+ - v_-, \\ \theta = 2 \arctg\left(\sqrt{q_1^2 + q_2^2} / q_0\right), \end{cases} \quad (2)$$

где

$$v_+ \equiv \frac{\psi + \varphi}{2} = \arctg(q_3 / q_0) = \text{atan2}(q_3, q_0), \quad v_- \equiv \frac{\psi - \varphi}{2} = \arctg(q_2 / q_1) = \text{atan2}(q_2, q_1).$$

Моделирование движения КО относительно ЦМ осуществляется на основе решения динамических и кинематических уравнений Эйлера численным интегрированием методом Рунге-Кутты 4-го порядка. На каждом шаге интегрирования осуществляется нормировка кватерниона, реализуемая посредством простого масштабирования.

При моделировании движения КО относительно ЦМ принимаются следующие ограничения и допущения:

- оси связанной системы координат являются главными осями инерции для ЦМ (центробежные моменты инерции принимаются равными 0);
- ошибка ориентации и стабилизации углового положения КО в режиме относительного углового равновесия принимается равной 0;
- не учитываются внутренние моменты, обусловленные наличием внутри КО неравномерно вращающихся частей.

Анализ особенностей движения КО относительно ЦМ, довольно подробно исследован и широко представлен в литературе, например, в [2, с. 35].

Известные в каждый момент времени координаты радиолокационной системы $X_{РЛС}, Y_{РЛС}, Z_{РЛС}$ и координаты ЦМ КО $X_{КО}, Y_{КО}, Z_{КО}$ в АГЭСК, а также минимально допустимый угол наклона антенны радиолокационной системы по углу места позволяют определить зоны радиовидимости.

Таким образом, для каждого момента времени нахождения КО в зоне радиовидимости радиолокационной системы известны: координаты ЦМ КО, положение КО относительно своего ЦМ и координаты радиолокационной системы.

Далее реализуется алгоритм расчета ракурса, состоящий из следующих шагов.

Шаг 1. Пересчет координат радиолокационной системы из АГЭСК в ОПСК. Вычисления выполняются с помощью известных матриц перехода, например из [3].

Шаг 2. Пересчет координат радиолокационной системы из ОПСК в ССК путем умножения координат, полученных на шаге 1, на матрицу перехода, выраженную через компоненты кватерниона [4].

Шаг 3. Расчет углов ракурса осуществляется по формуле

$$\begin{cases} \alpha_p = \frac{180}{\pi} \arctan(y_{1РЛС}/x_{1РЛС}), \\ \beta_p = \frac{180}{\pi} \arctan\left(z_{1РЛС}/\sqrt{x_{1РЛС}^2 + y_{1РЛС}^2}\right). \end{cases} \quad (3)$$

Шаг 4. Вывод результата решения, включающего:

- компоненты кватерниона ориентации осей ССК относительно ОПСК (q_1, q_2, q_3, q_4);
- углы ракурса (α_p, β_p) в градусах.

Полученные выходные данные являются исходными для второго этапа методики моделирования динамических реализаций отражательных характеристик КО в радиолокационном диапазоне.

ЭТАП ОПРЕДЕЛЕНИЯ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КО

Целью второго этапа методики моделирования динамических реализаций отражательных характеристик КО в радиолокационном диапазоне является определение мгновенных значений отражательных характеристик КО. На данном этапе применяются частные методики формирования экспериментальных (расчетных) данных и моделирования мгновенных значений отражательных характеристик.

Применение частной методики формирования экспериментальных (расчетных) данных позволяет формировать массив радиолокационных характеристик для заданных ракурсов наблюдения. В общем случае возможны экспериментальные и аналитические (численные) методы получения элементов массива данных по ЭПР. Экспериментальные данные получают, как правило, по результатам измерения объектов в специализированных безэховых камерах и представляют собой массив значений, соответствующих паре углов: азимут $\varphi_{\text{изм}}$ (от 0 до 360 град.) и угол падения $\theta_{\text{изм}}$ (от 0 до 180 град.) (см. рис. 1).

Аналитические (численные) методы предполагают формирование массива значений мгновенных ЭПР для заданного ракурса путем проведения вычислений (компьютерного моделирования). Кроме того, для формирования статистических характеристик моделируемых радиолокационных систем зачастую возможно ЭПР задать с помощью логарифмически нормального распределения.

Алгоритм частной методики формирования экспериментальных (расчетных) данных для общего случая представлен на рис. 3.



Рис. 3. Блок-схема алгоритма частной методики формирования экспериментальных (расчетных) данных

Рассмотрим основные этапы частной методики формирования экспериментальных (расчетных) данных.

Этап 1. Формирование блока исходных данных, который включает следующие параметры:

- параметры зондирующего сигнала, включающие: частоту ν и тип поляризации (горизонтальная – Н или вертикальная – Е);
- рассчитываемые на первом этапе методики моделирования динамических реализаций отражательных характеристик КО текущие углы ракурса α_p, β_p ;
- экспериментальные значения ЭПР для Е- и Н-поляризаций зондирующего поля для набора дискретных частот $(\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_n)$ при различных значениях азимута $(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_m)$ и углов падения $(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m)$;
- математическое ожидание и дисперсию логнормального распределения.

Этап 2. Проверка условия наличия экспериментальных данных.

Этап 3. Преобразование азимута и угла падения в углы ракурса. На данном шаге смещается начало отсчета углов и достраивается матрица значений ЭПР.

Этап 4. Проверяется возможность расчета ЭПР аналитически. Для КО, имеющих простую геометрическую форму, например – для тел вращения, такой расчет достаточно прост.

Этап 5. Осуществляется генерирование значения ЭПР как случайной величины, распределенной логнормально.

Этап 6. Окончание формирования экспериментальных (расчетных) данных.

Далее, на основе подготовленных экспериментальных (расчетных) данных применяется частная методика моделирования мгновенных значений отражательных характеристик, представленная на рис. 4.



Рис. 4. Блок-схема алгоритма частной методики моделирования мгновенных значений отражательных характеристик

Рассмотрим основные этапы частной методики моделирования мгновенных значений отражательных характеристик.

Этап 1. Формирование блока исходных данных, поступающих по результатам применения частной методики формирования экспериментальных (расчетных) данных.

Этап 2. Проверка соответствия текущих углов ракурса табличным значениям.

Этап 3. Определение ЭПР с помощью алгоритма бинарного поиска. В случае положительного сопоставления текущих углов табличным значениям осуществляем переход к этапу 6.

Этап 4. Определение нижней и верхней границы значений углов ракурса.

В случае же, если хотя бы один из текущих углов ракурса не соответствует табличному значению, требуется определить нижнюю и верхнюю границы интервала $(\alpha_1, \beta_1, \alpha_2, \beta_2)$, которому он принадлежит.

Этап 5. Определение ЭПР путем линейной интерполяции.

Имея нижнюю и верхнюю границы по обоим углам и соответствующие им значения ЭПР $(\sigma(\alpha_1, \beta_1), \sigma(\alpha_1, \beta_2), \sigma(\alpha_2, \beta_1), \sigma(\alpha_2, \beta_2))$, определение ЭПР текущего ракурса $(\sigma(\alpha, \beta))$ осуществляем путем последовательной линейной интерполяции для каждой пары значений по формуле

$$\begin{cases} \sigma(\alpha, \beta_1) = \sigma(\alpha_1, \beta_1) + \frac{(\sigma(\alpha_2, \beta_1) - \sigma(\alpha_1, \beta_1))(\alpha - \alpha_1)}{\alpha_2 - \alpha_1}, \\ \sigma(\alpha, \beta_2) = \sigma(\alpha_1, \beta_2) + \frac{(\sigma(\alpha_2, \beta_2) - \sigma(\alpha_1, \beta_2))(\alpha - \alpha_1)}{\alpha_2 - \alpha_1}, \\ \sigma(\alpha, \beta) = \sigma(\alpha, \beta_1) + \frac{(\sigma(\alpha, \beta_2) - \sigma(\alpha, \beta_1))(\beta - \beta_1)}{\beta_2 - \beta_1}. \end{cases} \quad (4)$$

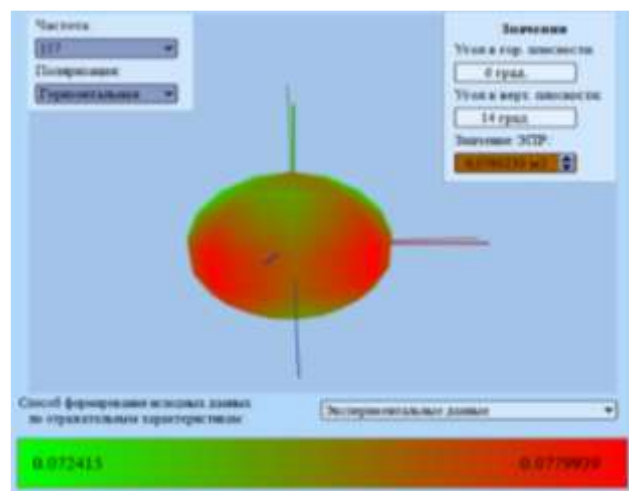
Этап 6. Вывод результата решения, который включает мгновенное значение ЭПР $\sigma_{\text{МГ}}$ для заданных исходных данных.

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДИКИ

Представленная методика программно реализована, что упрощает ее использование на практике. Важным достоинством разработанной программы является возможность чтения экспериментальных измерительных данных установленного формата из Excel-файла. Пример реальных измерительных данных, используемых при моделировании, представлен на рис. 5,а, внешний вид основного окна программы представлен на рис. 5,б.

RCS[m ²]	0	20	40	60	80	100	120	140
0	0,073296	0,073593	0,074378	0,075284	0,075887	0,075906	0,07533	0,07443
20	0,074986	0,074882	0,074973	0,075459	0,076015	0,07606	0,075545	0,075001
40	0,077604	0,076944	0,076102	0,076259	0,077037	0,077104	0,076371	0,076085
60	0,077812	0,076937	0,075692	0,075689	0,076545	0,076624	0,075807	0,075619
80	0,076368	0,075646	0,074601	0,074687	0,075532	0,075614	0,074798	0,074483
100	0,076365	0,075803	0,075049	0,075519	0,076644	0,076726	0,075621	0,074819
120	0,077805	0,077332	0,076831	0,077822	0,079405	0,079473	0,077908	0,076724
140	0,077597	0,077389	0,077396	0,078696	0,080314	0,080361	0,078757	0,077325
160	0,074981	0,075177	0,075823	0,077048	0,078141	0,078161	0,077107	0,075779
180	0,073296	0,07362	0,074419	0,075321	0,075902	0,075892	0,075294	0,074389

а)



б)

Рис. 5. Моделирование отражательных характеристик:
а – пример формы Excel-файла с экспериментальными данными;
б – внешний вид окна программы

Как видно из рис. 5,а частота и тип поляризации зондирующего сигнала определяются из названия листа, по горизонтали задается азимут $\varphi_{\text{ИЗМ}}$, по вертикали – угол падения $\theta_{\text{ИЗМ}}$. На рис. 5,б отображается объект, поверхность которого окрашена в соответствии с градиентной шкалой от минимального (зеленый) до максимального значения (красный) ЭПР для конкретной частоты и поляризации, а также мгновенное значение ЭПР.

ВЫВОД

Разработанная методика является комплексной, ее применение при моделировании процессов наблюдения КО радиолокационными системами позволит учитывать динамику

изменения отражательных характеристик КО, связанную с изменением его ракурса, тем самым повысить адекватность моделирования функционирования сложных радиолокационных систем.

Список используемых источников

1. *Белецкий В.В.* Движение искусственного спутника относительно центра масс. – М.: Наука, 1965. – 416 с.

2. *Черноусько Ф.Л., Акуленко Л.Д., Леценко Д.Д.* Эволюция движений твердого тела относительно центра масс. – Ижевск: Ижевский институт компьютерных исследований, 2015. – 308 с.

3. *Мамон П.А., Васьков С.А., Власов С.А.* Динамика движения КО относительно центра масс: учеб. пособие. – СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2013. – 58 с.

4. *Иванов Д.С., Трофимов С.П., Ширококов М.Г.* Численное моделирование орбитального и углового движения космических аппаратов / под общ. ред. М.Ю. Овчинникова. – М.: ИПМ им. М.В. Келдыша, 2016. – 118 с.

А.А. Казанцев,
кандидат технических наук;
О.А. Скоробогатова,
кандидат технических наук, доцент

МОДЕЛЬ ИСКАЖАЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАЛЬНОСТНЫХ ПОРТРЕТОВ НАБЛЮДАЕМЫХ ОБЪЕКТОВ

Предложена модель искажающего воздействия среды распространения при формировании радиолокационных дальностных портретов наблюдаемых объектов (РЛДП НО), отличительной особенностью которой является комплексный учет взаимной связи частотно-ракурсных зависимостей широкополосных поляризационных динамических радиолокационных характеристик наблюдаемого объекта и поляризационной матрицы комплексной передаточной характеристики среды распространения.

Ключевые слова: дальностный портрет, искажающее воздействие, передаточная характеристика, поляризационная матрица, среда распространения.

ВВЕДЕНИЕ

Современное направление развития радиолокационных станций (РЛС) радиовидения наземного и космического базирования заключается в использовании широкополосных радиолокационных сигналов (ШПС), применение которых обеспечивает повышение разрешающей способности, высокую электромагнитную совместимость, скрытность работы и помехоустойчивость станции [1]. С точки зрения РЛС радиовидения результатом приема радиолокационных ШПС являются данные широкополосных измерений радиолокационных характеристик (РЛХ) наблюдаемых объектов (НО), используемых для получения радиолокационных дальностных портретов (РЛДП) в целях дальнейшего распознавания их типов.

Анализ научной литературы [1–3] показал, что на всех частотах необходимо учитывать следующие атмосферные явления: поглощение в атмосферных газах; поглощение, рассеяние и деполяризацию за счет гидрометеоров (капель воды и частиц льда в осадках, облаках); потери и искажения, вызванные рефракцией радиоволн в атмосфере; поворот плоскости поляризации ЭМВ, обусловленный эффектом Фарадея; космический шум излучения; дисперсию радиоволн. Влияние указанных атмосферных явлений особенно существенно на частотах выше 1 ГГц и при низких углах места.

Таким образом, учет атмосферных явлений, возникающих при распространении ШПС, в первую очередь, направлен на получение численных оценок искажающего воздействия среды распространения при широкополосных измерениях РЛХ НО в целях их компенсации в процессе синтезирования двумерных РЛДП.

Целью данной работы является разработка модели искажающего воздействия среды распространения при формировании двумерных РЛДП НО.

МЕТОДИКО-АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ МОДЕЛИ ИСКАЖАЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ДВУМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАЛЬНОСТНЫХ ПОРТРЕТОВ НАБЛЮДАЕМЫХ ОБЪЕКТОВ

Модель учета искажающего влияния среды распространения на формирование двумерных РЛДП НО удобно представить в виде четырехполюсника, который описывается через заданную комплексную передаточную характеристику (КПХ) среды $\dot{L}_{tr}(\omega, t)$, связывающую передатчик (T) и приемник (R), либо через восьмиполусник, на вход которого поступают четыре ортогональных линейно-поляризованных компонента поля [2–3]. В силу линейности восьмиполусника поляризационную матрицу (ПМ) КПХ среды распространения рассмотрим в виде матрицы комплексных векторов соответствующих поляризационных каналов, где в заданные моменты времени каждому номиналу частоты соответствует матрица типа

$$\dot{L}_{tr} = \begin{bmatrix} \dot{k}_{HH}^t(f) & \dot{k}_{VH}^t(f) \\ \dot{k}_{HV}^t(f) & \dot{k}_{VV}^t(f) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\dot{k}_{HH}^t(f)$ – линейный оператор (ЛО) КПХ, соответствующей горизонтально-поляризованной (ГП) компоненте поля (КП);

$\dot{k}_{HV}^t(f)$ – ЛО КПХ соответствующей кросполяризационной составляющей ГП КП;

$\dot{k}_{VV}^t(f)$ – ЛО КПХ соответствующей вертикально-поляризованной (ВП) КП;

$\dot{k}_{VH}^t(f)$ – ЛО КПХ соответствующей кросполяризационной составляющей ВП КП.

Тогда модель учета искажающего влияния среды распространения при формировании РЛДП НО может быть представлена в виде [4]

$$\dot{U}_r = \dot{R} \cdot \dot{L}_r \cdot \dot{S}_{\text{дин}} \cdot \dot{L}_t \cdot \dot{T} \cdot \dot{U}_t + \dot{U}_{\text{ш}}, \quad (2)$$

где \dot{U}_t – вектор напряжения зондирующего сигнала;

\dot{U}_r – вектор напряжения принимаемого сигнала;

$\dot{U}_{\text{ш}}$ – вектор шумового напряжения;

\dot{T}, \dot{R} – ПМ КПХ передающего и приемного каналов РЛС, учитывающие искажающее влияние высокочастотной части РЛС;

$\dot{S}_{\text{дин}}$ – поляризационная широкополосная динамическая РЛХ НО;

\dot{L}_t, \dot{L}_r – ПМ КПХ среды распространения в прямом и обратном направлениях.

Каждая компонента указанных ПМ является двумерной функцией частоты и ракурса локализации НО.

Анализ основных искажений широкополосных радиолокационных сигналов, прошедших через атмосферу Земли, показал, что основное влияние оказывают два слоя атмосферы: ионосфера и тропосфера. Следовательно, операторы среды \dot{L}_t , и \dot{L}_r могут быть декомпозированы на два матричных множителя:

$$\dot{L}_t = \dot{L}_{\text{ион}}^t \cdot \dot{L}_{\text{тр}}^t, \quad (3)$$

$$\dot{L}_r = \dot{L}_{\text{тр}}^r \cdot \dot{L}_{\text{ион}}^r, \quad (4)$$

где $\dot{L}_{\text{тр}}^t$ – ПМ ПХ тропосферы;

$\dot{L}_{\text{ион}}^t$ – ПМ ПХ ионосферы.

Каждый компонент КПХ (1), отображающий реакцию среды на гармоническое колебание в заданный момент времени, можно представить в виде частотно-зависимого линейного оператора:

$$\dot{k}_{XX}^t(f) = |\dot{k}_{XX}^t(f)| \exp(-j \arg(\dot{k}_{XX}^t(f))), \quad (5)$$

где $|\dot{k}_{XX}^t(f)|$ – модуль КПХ среды или амплитудно-частотная характеристика, связанная с ослаблением волны и поворотом плоскости поляризации в среде распространения;

$\arg(\dot{k}_{XX}^t(f))$ – аргумент КПХ среды или фазочастотная характеристика, позволяющая учесть дисперсионные изменения радиосигнала [6]:

$$\begin{aligned} \arg(\dot{k}_{XX}^t(f)) = & \varphi(f_c, t) + \frac{\partial \varphi(f, t)}{\partial f} (f - f_c) + \\ & + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 \varphi(f, t)}{\partial f^2} (f - \omega_c)^2 + \dots; \end{aligned} \quad (6)$$

f_c – частота отдельной спектральной составляющей ШПС.

В выражении (6) первое слагаемое представляет собой постоянную поправку к фазе, второе определяет дополнительную групповую задержку, третье описывает искажение формы импульса.

Набег фазы волны в среде можно определить с учетом показателя преломления от частоты [2]:

$$\varphi(f, t, z) = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon(f, t)} z. \quad (7)$$

Относительная диэлектрическая проницаемость ионосферы $\varepsilon_{\text{ион}}$ зависит от частоты, принимая комплексный характер, что связано с потерями энергии в среде [2]:

$$\varepsilon_{\text{ион}} = 1 - \frac{4\pi N_e e^2}{m\omega^2(1 + s)} \quad (8)$$

где m – масса электрона [кг];

e – заряд электрона [Кл];

s – плазменный параметр, определяемый эффективной частотой соударений электронов;

ω – циклическая частота сигнала;

f – частота сигнала [Гц];

N_e – полное содержание электронов (ПСЭ) вдоль траектории распространения радиоволны, вычисляемое по формуле $N_e = \int_{l_t} n(z) dz$ [м²];

$n(z)$ – концентрация электронов [эл/м³];

z – трасса распространения [м].

Предлагается использовать международную модель ионосферы IRI-2012, признанную URSI в качестве эталона (см. Рекомендацию МСЭ-R P.1239-3 «Эталонные характеристики ионосферы, разработанные МСЭ-R»). Профиль среды распространения $N(h, \beta)$ для каждого углового положения НО характеризуется своими электрофизическими параметрами и может быть представлен в следующем виде [3]:

$$N(h, \beta) = 1,7N_e \frac{\sqrt{R^2 + h^2 + Rh\sin\beta} - h_1 - R}{h_m - h_1} \times \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\sqrt{R^2 + h^2 + Rh\sin\beta} - h_1 - R}{h_m - h_1}\right)^2\right], \quad (9)$$

где h – высота полета объекта [км];

β – угол наклона трассы распространения ЭМВ относительно горизонта [рад];

R – радиус Земли [км];

h_1 – нижняя граница ионосферы [км];

h_m – высота слоя ионосферы с максимальной концентрацией электронов [км].

Моделирование влияния ионосферы при формировании РЛДП НО базировалось на Рекомендации МСЭ-Р Р.531-12 «Данные об ионосферном распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования спутниковых служб и систем».

Погонное затухание в газах определялось методом суммирования резонансных линий кислорода и паров воды на основании Рекомендации МСЭ R Р.676-11 «Затухание в атмосферных газах».

Оценка искажений, вызванных поглощением, рассеянием и деполяризацией за счет гидрометеоров (капель воды и частиц льда в осадках, облаках) проводится на основе Рекомендаций: МСЭ-Р Р.839-4 «Модель высоты слоя дождя, используемая в методах прогнозирования»; МСЭ-Р Р.838-3 «Модель погонного ослабления в дожде, используемая в методах прогнозирования»; МСЭ-Р Р.837-7 «Характеристики осадков, используемые для моделирования распространения радиоволн»; МСЭ-Р Р.618-10 «Данные о распространении радиоволн и методы предсказания, необходимые для проектирования систем электросвязи Земля-космос».

Потери и искажения, вызванные рефракцией радиоволн в атмосфере, определяются с учетом Рекомендаций: МСЭ R Р.834-9 «Влияние тропосферной рефракции на распространение радиоволн»; МСЭ-Р Р.453-13 «Индекс рефракции радиоволн: его формула и данные о рефракции».

Оценка искажений, вызванных поворотом плоскости поляризации линейно-поляризованной волны под влиянием геомагнитного поля и анизотропии ионосферной плазмы, проводится на основе Рекомендаций МСЭ-Р Р.619-3 «Данные о распространении радиоволн, необходимые для определения помех между станциями, находящимися в космосе и на поверхности Земли».

На основе перечисленных Рекомендаций МСЭ ПМ КПХ ионосферы $\dot{L}_{\text{ион}}^t$ и тропосферы $\dot{L}_{\text{тр}}^t$ могут быть представлены в виде:

$$\dot{L}_{\text{ион}}^t = \begin{bmatrix} \cos(\theta_F) & \sin(\theta_F) \\ -\sin(\theta_F) & \cos(\theta_F) \end{bmatrix} \cdot \exp(-j\varphi_{\text{ион}}(f, t, z)); \quad (10)$$

$$\dot{L}_{\text{тр}}^t = \begin{bmatrix} k_{\text{тр}}(f, t, z) & 0 \\ 0 & k_{\text{тр}}(f, t, z) \end{bmatrix} \cdot \exp(-j\varphi_{\text{тр}}(f, t, z)), \quad (11)$$

где $\begin{bmatrix} \cos(\theta_F) & \sin(\theta_F) \\ -\sin(\theta_F) & \cos(\theta_F) \end{bmatrix}$ – матрица, отображающая поворот вектора напряженности электрического поля на угол θ_F вследствие эффекта Фарадея для четырех взаимно-ортогональных компонент поля;

$\varphi_{\text{ион}}(f, t, z)$ – приведенный (дополнительный) набег фазы, обусловленный распространением радиосигнала в среде с параметрами, отличными от параметров свободного пространства;

- $\begin{bmatrix} k_{\text{тр}}(f, t, z) & 0 \\ 0 & k_{\text{тр}}(f, t, z) \end{bmatrix}$ – матрица коэффициентов ослабления радиосигнала в тропосфере, в силу своей физической природы независимая от поляризации ЭМВ [дБ/км];
 $\varphi_{\text{тр}}(f, t, z)$ – фазовый набег, обусловленный групповым временем задержки радиосигнала при распространении в среде с параметрами, отличными от параметров свободного пространства.

Развязка по кросс-поляризации для направленных антенн XPD [дБ] связана с θ_F соотношением

$$XPD = -20 \log(\tan(\theta_F)). \quad (12)$$

При расчете тропосферного ослабления учитываются две основные составляющие, обусловленные воздухом (газом) и наличием гидрометеоров, при этом последние зависят от поляризации радиоволны. Тогда частотно-зависимый коэффициент ослабления радиосигнала в тропосфере $k_{\text{тр}}(f, t, z)$, характеризующийся суммарным ослаблением радиосигнала, может быть рассчитан на основе соотношения

$$\begin{bmatrix} k_{\text{тр}}(f, t, z) & 0 \\ 0 & k_{\text{тр}}(f, t, z) \end{bmatrix} = k_{\text{газ}}(f, t, z) \begin{bmatrix} k_{\text{HH}/\text{rain}}(f, t, z) & 0 \\ 0 & k_{\text{VV}/\text{rain}}(f, t, z) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

- где $k_{\text{HH}/\text{rain}}(f, t, z)$ – коэффициенты ослабления поля в дожде при ГП [дБ/км];
 $k_{\text{VV}/\text{rain}}(f, t, z)$ – коэффициенты ослабления поля в дожде при ВП [дБ/км];
 $k_{\text{газ}}(f, t, z)$ – коэффициент погонного ослабления [дБ/км], который может быть найден путем суммирования резонансных линий кислорода и паров воды:

$$k_{\text{газ}}(f, t) = k_a(f, t) + k_w(f, t), \quad (14)$$

- здесь $k_a(f, t)$ – коэффициент ослабления поля, обусловленный сухим воздухом (кислородом, азотом при определенном давлении и нерезонансным дебаевским затуханием) [дБ/км];
 $k_w(f, t)$ – коэффициент ослабления поля, обусловленный парами воды [дБ/км].

Ослабление сигнала по амплитуде в воздухе (газах) вычисляется в процессе расчета траектории распространения радиоволны длиной $l_{\text{тр}}^t$ путем интегрирования погонного ослабления (затухания) $\gamma_{\text{газ}}(\text{TPE}, f, t, z)$ в заданные моменты времени:

$$10 \log_{10} k_{\text{газ}}(f, t) = -0.05 \int_{l_{\text{тр}}^t} \gamma_{\text{газ}}(\text{TPE}, f, t, z) dz, \quad (15)$$

- где $l_{\text{тр}}^t$ – путь траектории радиоволны в тропосфере с учетом рефракции, ограниченной высотой $h_{\text{тр}} = 50$ км;
 TPE – данные о метеорологических параметрах среды: температуре $T(h)$ [К], давлении сухого воздуха $p(h)$ [гПа], парциальном давлении водяного пара $e(h)$ [гПа].

Ослабление сигнала в дожде вычисляется в процессе расчета траектории распространения радиоволны через дождевые образования длиной $l_{\text{тр}/\text{rain}}^t$ при заданной интенсивности и высоте дождя интегрированием погонного ослабления (затухания) в дожде для горизонтальной и вертикальной поляризаций соответственно $\gamma_{\text{HH}, \text{VV}/\text{rain}}(\text{TPE}, f, t, z)$ в заданные моменты времени:

$$10 \log_{10} k_{HH, \frac{VV}{rain}}(f, t) = -0.05 \int_{\frac{t_{тр}}{rain}} \gamma_{HH, \frac{VV}{rain}}(TPE, f, t, z) dz. \quad (16)$$

Фазовый набег, обусловленный групповым временем задержки радиосигнала, вычисляется как результат интегрирования приведенного показателя преломления на трассе распространения l_t :

$$\varphi_{тр}(f, t) = \frac{2\pi f}{c} \int_{l_t} n(TPE) dz, \quad (17)$$

где $n(TPE)$ – концентрация электронов вдоль наклонной трассы распространения.

Групповая задержка (t_s) или величина превышения времени распространения сигнала по сравнению со свободным пространством рассчитывается по формуле

$$t_s = \frac{1,345 N_e}{f^2} \cdot 10^{-7}. \quad (18)$$

Применение данной модели искажающего воздействия среды распространения при формировании двумерных РЛДП НО предполагает следующий алгоритм моделирования.

1. Формируются модели: атмосферы (ионосферы и тропосферы), РЛС и статические РЛХ выбранного объекта.

2. Осуществляется ввод параметров атмосферы, сигнала и РЛС, загрузка статических РЛХ выбранного объекта.

3. Расчетным способом выбираются сетки частот, ракурсов и радиальных координат.

4. Моделируются частотно-ракурсные зависимости (ЧРЗ) и РЛДП НО на основе загруженных статических РЛХ КА для четырех ортогональных линейно-поляризованных компонент поля.

5. Вычисляется частотно-зависимая КПХ среды распространения для заданных моментов времени и поляризованных компонент поля.

6. На базе полученных ЧРЗ широкополосных поляризационных динамических РЛХ НО и ПМ КПХ среды распространения моделируются РЛДП НО с учетом искажающего влияния среды распространения.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ИСКАЖАЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ДВУМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАЛЬНОСТНЫХ ПОРТРЕТОВ НАБЛЮДАЕМОГО ОБЪЕКТА

Разработанное методико-алгоритмическое обеспечение модели искажающего воздействия среды распространения при формировании двумерных РЛДП НО позволяет определить комплексную взаимосвязь ЧРЗ широкополосных поляризационных динамических РЛХ НО и ПМ КПХ среды распространения. Это дает возможность спрогнозировать (оценить и компенсировать) потери и искажения, вызванные поглощением в атмосферных газах и за счет гидрометеоров, рефракцией радиоволн в атмосфере и поворотом плоскости поляризации, возникающие при распространении ШПС вдоль трассы Земля-космос.

Верификация полученных результатов моделирования основывалась на данных, приведенных в перечисленных выше Рекомендациях МСЭ-R и научной литературе [3, 5].

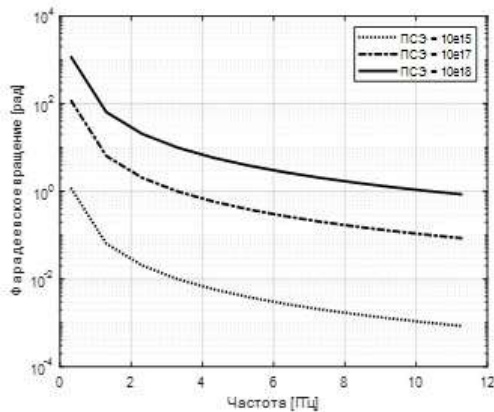


Рис. 1. Величина фарадеевского вращения от частоты для различных значений ПСЭ

дождя (при двустороннем прохождении сигнала). Анализ графических зависимостей, приведенных на рис. 2, показывает, что в рассматриваемом частотном диапазоне при построении РЛДП НО погонное затухание в атмосферных газах и при дожде должно быть скомпенсировано во всем частотном диапазоне, особенно, при большой интенсивности осадков.

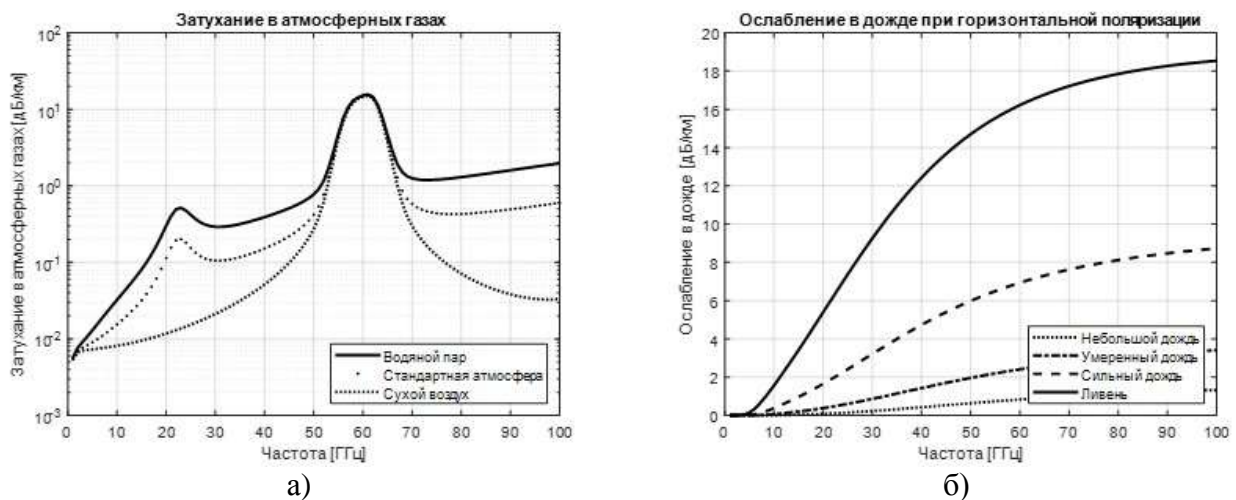


Рис. 2. Погонное затухание в атмосферных газах и при дожде (при двустороннем прохождении сигнала)

На рис. 3,а отображены результаты расчетов зависимости значений ионосферной временной задержки от частоты для различных значений ПСЭ ($10^{16}, 10^{17}, 10^{18}$ эл/м²), на рис. 3,б – получаемые ошибки по дальности. Полученные зависимости подтверждают дисперсионные свойства ионосферы, при этом наличие заряженных частиц в ионосфере замедляет распространение радиосигналов вдоль трассы Земля-космос и приводит к ошибкам по дальности.

На рис. 4 показаны синопаммы объекта без учета и с учетом искажающего воздействия среды. На рис. 5 – ЧРХ объекта с учетом искажающего воздействия среды в частотном диапазоне от 9,5 ГГц до 10,5 ГГц и синопамма искажающего воздействия среды на объект.

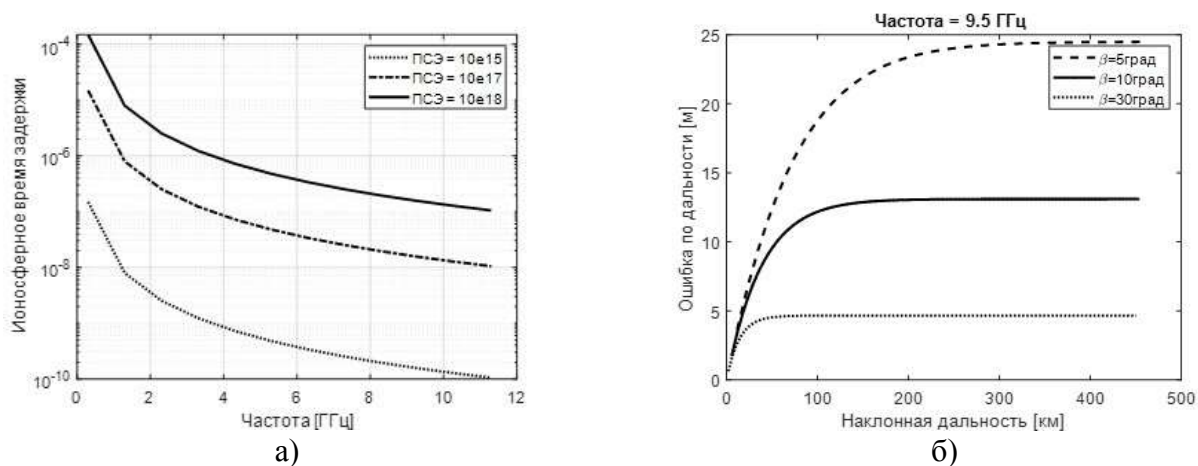


Рис. 3. Ионосферная временная задержка в зависимости от частоты для различных значений ПСЭ (а) и ошибка измерения дальности при разных углах возвышения (б)

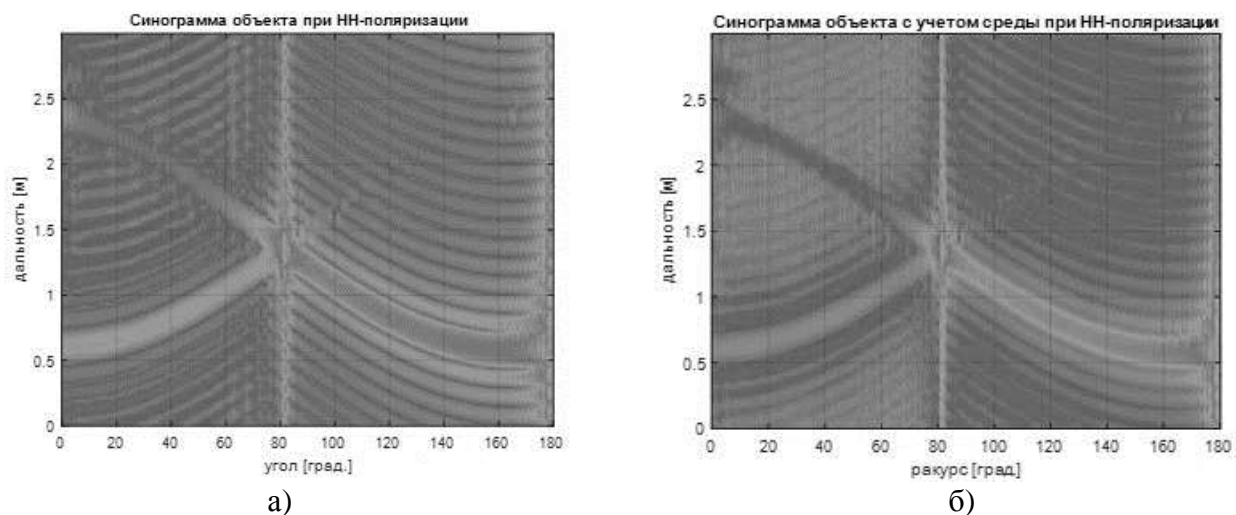


Рис. 4. Синограммы объекта без учета (а) и с учетом (б)искажающего действия среды

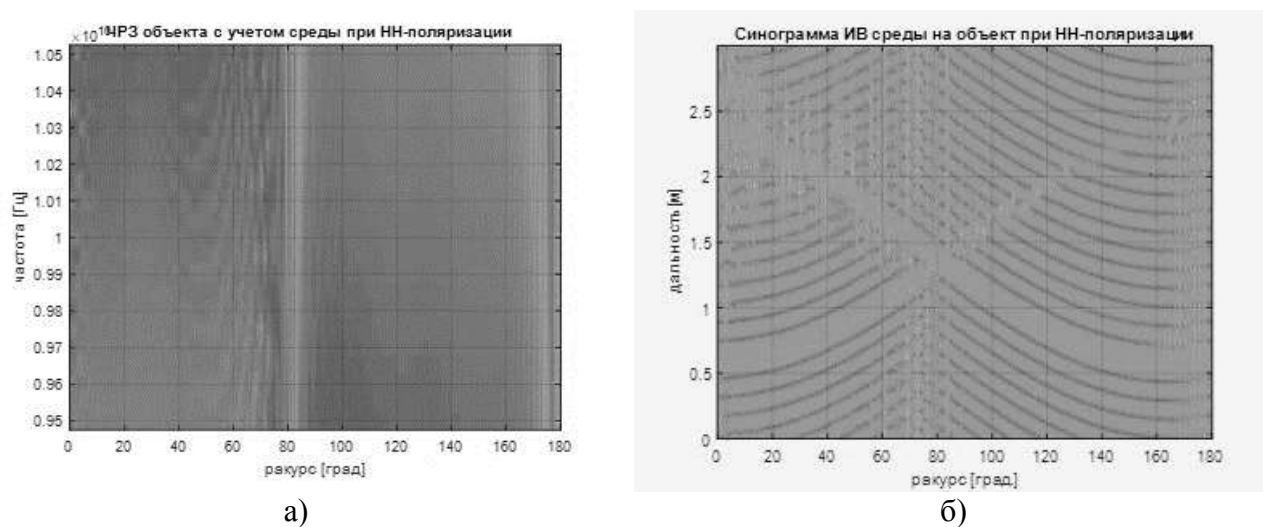


Рис. 5. ЧРЗ объекта с учетом искажающего действия среды (а) и синограмма искажающего воздействия (ИВ) среды на объект (б)

Использование частотно-ракурсного представления среда распространения дает возможность наглядно увидеть вклад искажающего воздействия атмосферы на качество формирования радиолокационного портрета наблюдаемого объекта.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная модель искажающего воздействия среды распространения при формировании РЛДП НО позволяет определить комплексную взаимосвязь ЧРЗ широкополосных поляризационных динамических РЛХ НО и ПМ КПХ среды распространения, что дает возможность спрогнозировать (оценить и скомпенсировать) потери и искажения, вызванные поглощением в атмосферных газах, за счет влияния гидрометеоров, рефракцией радиоволн в атмосфере и поворотом плоскости поляризации.

Практическая значимость работы заключается в использовании предлагаемой модели искажающей имитации электрофизических параметров среды распространения в перспективных когерентных широкополосных поляриметрических РЛС наземного базирования, целевым предназначением которых является синтезирование РЛДП наблюдаемых объектов.

Список используемых источников

1. *Иммореев И.Д.* Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54. – С. 5–31.
2. *Гинзбург В.Л.* Распространение электромагнитных волн в плазме. – М.: Наука; Глав. ред. Физико-математической лит-ры, 1967. – 684 с.
3. Космические траекторные измерения. Радиотехнические методы измерений и математическая обработка данных / под ред. П.А. Агаджанова, В.Е. Дулевича, А.А. Коростелева. – М.: Советское радио, 1969. – 504 с.
4. Алгоритм формирования радиолокационных изображений космических аппаратов со сверхразрешением на основе комплексирования спектрального оценивания и продолженной когерентной обработки / А.А. Казанцев [и др.]. // Ural Radio Engineering Journal. – 2018. – Vol. 2, № 2. – С.67–86.
5. *John S. Seybold, Ph.D.* Introduction to RF Propagation. – Canada:Wiley Interscience, 2005. – P. 349.

М.С. Паршин;
С.Е. Шалдаев,
доктор технических наук, доцент

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКОЙ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С УЧЕТОМ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В настоящей статье рассматривается подход к построению имитационной модели широкополосной поляриметрической активной фазированной антенной решеткой. Особенностью разрабатываемой модели является учет поляризационных искажений радиосигнала, вызванных амплитудно-фазовыми ошибками, возникающими по причине особенностей построения радиолокационной системы. Представлены основные расчетные соотношения, позволяющие сформировать истинные значения комплексных амплитуд радиосигнала.

Ключевые слова: имитационная модель, поляризационная обработка, поляриметрическая радиолокационная станция.

ВВЕДЕНИЕ

Антенна, как система направленного зондирования и пространственной обработки радиосигналов, в значительной мере определяет потенциальные возможности РЛС по точности измерения координат цели, помехозащищенности и другим показателям. В настоящее время основными информационными радиоэлектронными средствами в системе надгоризонтного обнаружения стали современные широкополосные (ШП) радиолокационные станции (РЛС), в которых антенна – это активная фазированная антенная решетка (АФАР). Использование АФАР оправдано рядом преимуществ перед антеннами других типов. Осуществление движения луча в зоне обзора происходит посредством электрического сканирования, что позволяет не изменять физического положения антенны, тем самым снизить время обзора и обеспечить работу в режиме времени контролируемой среды [1].

Применение большого количества излучающих элементов (далее ИЭ или излучатель) с малой, по отношению к антенне, мощностью и их независимое управление обеспечивает необходимый уровень коэффициента усиления АФАР в направлении зондирования, позволяет снизить уровень боковых лепестков и организовать многолучевой режим работы, перемещая положения нулей диаграммы направленности (ДН) в направлении источников помех [2]. Высокая надежность и простота эксплуатации обеспечивается избыточностью типовых элементов, их функциональными возможностями и отсутствием высокого напряжения в радиомодулях и компонентах РЛС [3].

В поисках методов повышения информативности радиолокационных средств осуществляются исследования зависимостей некоординатной информации (НКИ) для решения задач привязки траекторий, отождествления отметок с сопровождаемой целью, типизации и классификации объектов. На сегодняшний день в РЛС с АФАР в качестве основного источника НКИ используют эффективную площадь рассеяния. Однако, улучшение разрешающей способности АФАР, использование широкого диапазона длин волн и ортогональное размещение излучателей в приеме-передающем модуле (далее – ППМ или модуль) позволяют расширить возможности станций и извлекать пользу из поляризационных характеристик (ПХ) сигнала для решения задач радиолокации. Наиболее информативными являются поляриметрические РЛС, осуществляющие поляризационный анализ сигнальной информации.

Несмотря на достаточную теоретическую проработку поляриметрических методов [4–6] они не применяются в современных системах надгоризонтного обнаружения. Это обусловлено высокой требовательностью к эффективности алгоритмов в таких системах и качеству получаемых результатов. Апробация способов поляризационной обработки и поляриметрического анализа требует проведения обширного юнит-тестирования, что на реальных системах не представляется возможным и требует наличия модели для верификации и определения границ применимости решений. Использование аналитической модели [7] для организации модульного тестирования не позволяет получить адекватные результаты [8, 9].

ПХ АФАР представляют собой достаточно сложные закономерности, определяемые конструктивными особенностями построения антенны и воздействием дестабилизирующих факторов, основанных на случайных процессах, которые необходимо учитывать в модели. Решение задачи возможно через использование имитационной модели ШП ПМ АФАР с учетом амплитудно-фазовых и поляризационных искажений, создание которой является целью данной работы.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

По причине различного толкования, необходимо закрепить определения и обозначения, используемые в текущей работе.

Поляризация антенны – это поляризация электрического вектора электромагнитного в плоскости, перпендикулярной направлению распространения электромагнитной волны. Необходимо понимать, что поляризация в некотором фиксированном направлении может быть различной в зависимости от положения сканирования луча и формы диаграммы направленности активной фазированной антенной решетки.

Реполяризация – изменение направления обхода, ориентации и/или коэффициента эллиптичности плоской монохроматической волны, без изменения степени поляризации [10]. Не стоит путать с деполяризацией, когда часть энергии поля переходит из детерминированной в стохастическую [11].

Вектор Джонса – столбец из двух величин, определяющих комплексные амплитуды ортогональных компонент волны в данной точке пространства [12]. Для различия векторов напряженности поля, которые обозначают как \vec{E} , и векторов Джонса последние будем отмечать подчеркиванием, как это сделано в [10]. Вектор Джонса электромагнитной волны имеет вид

$$\underline{E}_{x,y} = \begin{bmatrix} E_x \cdot e^{i\delta_x} \\ E_y \cdot e^{i\delta_y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E}_x \\ \dot{E}_y \end{bmatrix}, \quad (1)$$

- где $\underline{E}_{x,y}$ – комплексный вектор Джонса в ортогональном базисе $e_x e_y$;
- \dot{E}_x, \dot{E}_y – комплексные амплитуды, являющиеся проекциями вектора $\underline{E}_{x,y}$ на базисные векторы e_x и e_y ;
- \dot{E}_x, \dot{E}_y – скалярные амплитуды гармонических колебаний \dot{E}_x, \dot{E}_y ;
- δ_x, δ_y – фазы гармонических колебаний \dot{E}_x, \dot{E}_y .

Следует учесть, что подчеркивание нижнего индекса говорит о принадлежности значения к базису или базисному вектору.

По причине возможного равенства векторов Джонса излученной и принятой волн, необходимо различать их некоторым способом. Для векторов и операторов используются верхние

индексы «+» и «-», обозначающие распространение сигнала к цели и от цели. Такие обозначения для «направленных векторов Джонса» использованы в [13].

Использование векторных сигналов позволяет работать с поляризационными характеристиками сигнала и вычислять компоненты матрицы рассеяния цели [14]:

$$\left[S_{x,y} \right]_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} S_{xx} & S_{xy} \\ S_{yx} & S_{yy} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $S_{x,y}$ – матрица рассеяния цели (МРЦ) в ортогональном базисе e_x, e_y (если в выражении базис не указывается, то подразумевается, что все векторы и операторы приведены к единому базису);

$\left[\right]_{2 \times 2}$ – матрица размером 2×2 (далее размер матрицы будет указываться только при необходимости).

В самом общем виде модель поляриметрической системы представляется как

$$\underline{E}^- = M_{2 \times 2} \cdot \underline{E}^+, \quad (3)$$

где $\underline{E}^+, \underline{E}^-$ – сигнал на входе радиолокационного канала (РЛК) и сигнал на его выходе;

M – матрица, отражающая совокупность всех преобразований сигнала при прохождении по радиолокационному каналу;

« \cdot » – знак умножения.

В случае если сигнал был преобразован только рассеивателем, то $M = S$, поэтому M еще называют измеренной матрицей рассеяния цели [15]. Однако, учитывая реполяризацию истинной МРЦ, измеренная МРЦ имеет вид

$$M = (A^-)^T \cdot F(\beta, \alpha)^T \cdot Z^- \cdot S \cdot Z^+ \cdot F(\beta, \alpha) \cdot A^+, \quad (4)$$

где A^+ и A^- – матрицы 2×2 , отражающие искажения, вносимые радиолокационной системой;

β, α – азимут и угол места направления на цель;

$F(\beta, \alpha)$ – матрица 2×2 , отражающая преобразования, вносимые диаграммой направленности;

Z^- и Z^+ – матрицы 2×2 , отражающие искажения, вносимые средой распространения.

Искажения Z , связанные с проявлением эффектов Фарадея, Коттона-Мутона, неоднородностями тропосферы, влиянием гидрометеообразований и других атмосферных явлений, достаточно хорошо изучены и могут быть включены в имитационную модель отдельными расчетными блоками, однако в данной статье не рассматриваются.

Для модели ШП ПМ АФАР выражение (3) будет выглядеть иначе, так как антенная решетка состоит из множества независимых излучателей, которые формируют индивидуальные радиолокационные каналы (рис. 1).

ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ПМ АФАР

Поляризационные характеристики электромагнитного поля, создаваемого в раскрыве активной фазированной антенной решетки, будут стабильны для конкретного направления измерения при стабильности характеристик сигналов, подаваемых на излучатели. Но при

отклонении от направления измерения или при изменении формы диаграммы направленности АФАР поляризационные характеристики могут отличаться в каждом угловом направлении измерения и зависят от результирующей диаграммы направленности [16].

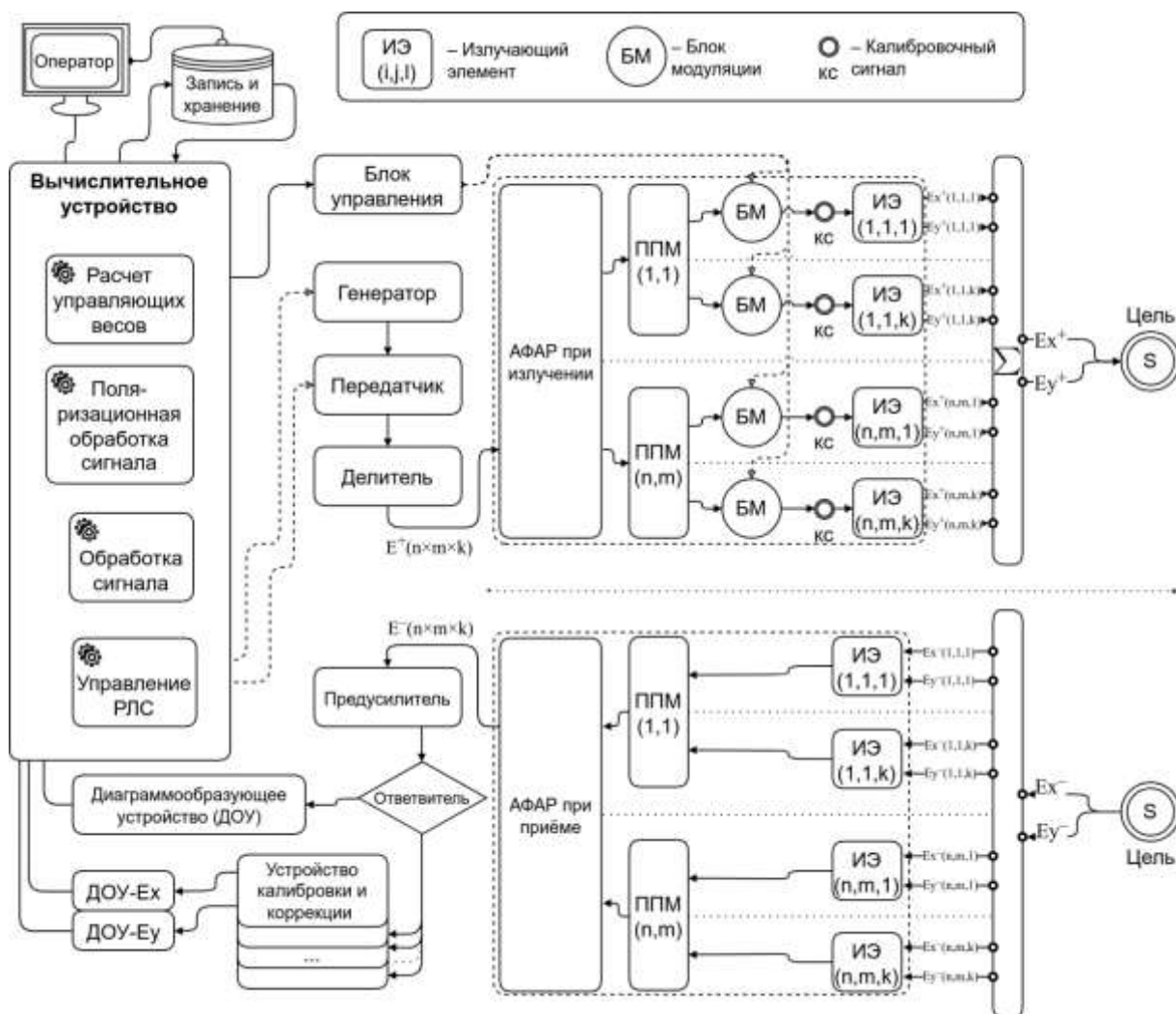


Рис. 1. Структурная схема РЛС с АФАР

Помимо этого, на качество информации в измеренной МРЦ оказывают влияние различные искажения зондирующего сигнала в радиолокационном тракте антенны. В целях повышения достоверности модели необходимо определить природу и источники вносимых изменений.

В зависимости от характера влияния источника ошибок на скалярный комплексный сигнал \dot{E} искажения могут быть аддитивными и мультипликативными. Для применения искажений определим использование символа «*» как некоммутативную операцию следующего вида:

$$s' = d * s \triangleq \begin{bmatrix} m \\ a \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} s \\ 1 \end{bmatrix} = m \cdot s + a, \quad (5)$$

где s' , s – сигнал с учетом и без учета искажений соответственно;

m – мультипликативная ошибка;

a – аддитивная ошибка;

d – вектор-столбец ошибок, $d = \begin{bmatrix} m \\ a \end{bmatrix}$.

В первую очередь, искажения сигнала обусловлены существованием источников ошибок возбуждения излучателей за счет наличия в каждом канале решетки активных элементов, характеристики которых различны в конкретный момент времени по причине неидентичности их электрических параметров и воздействия дестабилизирующих факторов. Такая совокупность нестабильностей формирует ошибку антенно-фидерного тракта (далее – *ошибка фидера*).

Свой вклад в искажения ПХ сигнала вносит ошибка формирования сигнала управления диаграммой направленности (далее – *ошибка управления*), возникающая при вычислении, передаче и применении набора весовых коэффициентов к сигналу.

При наличии условий передачи энергии между каналами антенны при излучении или приеме возникает ошибка развязки по поляризации для каждого модуля и системы в целом (далее – *ошибка развязки*), такие искажения обусловлены конструктивными особенностями выполнения излучателей [17].

Для учета искажений в модели введем следующие обозначения ошибок, которые наделены свойствами, определенными в (5), и содержат комплексные значения аддитивной и мультипликативной составляющих:

- 1) $\dot{d}_L = [\dot{m}_L \quad \dot{a}_L]$ – ошибка фидера;
- 2) $\dot{d}_W = [\dot{m}_W \quad \dot{a}_W]$ – ошибка управления;
- 3) $\dot{d}_I = [\dot{m}_I \quad \dot{a}_I]$ – ошибка развязки.

ФОРМАЛИЗОВАННОЕ ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ

Для построения имитационной модели необходимо произвести декомпозицию системы, исходя из требуемого уровня детализации. Чтобы учесть амплитудно-фазовые и поляризационные искажения в каждом канале достаточной стратой будет значение вектора Джонса ЭМВ, создаваемой излучателем в каждом угловом направлении в ортогональном базисе e_φ, e_θ :

$$\underline{E}_{\varphi, \theta}^{(n)+}(\beta, \alpha) = \begin{bmatrix} \dot{E}_\varphi(\beta, \alpha) \\ \dot{E}_\theta(\beta, \alpha) \end{bmatrix}^{(n)+} = \underline{f}_{\varphi, \theta}^{(n)+}(\beta, \alpha, \omega) \cdot \underline{E}_{\varphi, \theta}^{(n)+}(0, 0), \quad (6)$$

- где β, α – азимут и угол направления измерения ПХ соответственно;
- ω – рабочая частота излучателя;
- $\underline{f}_{\varphi, \theta}(\beta, \alpha, \omega)$ – поляризационный вектор диаграммы направленности излучателя в направлении β, α , $\underline{f}_{\varphi, \theta}(\beta, \alpha, \omega) = [\dot{f}_\varphi(\beta, \alpha, \omega) \quad \dot{f}_\theta(\beta, \alpha, \omega)]^T$;
- $\underline{E}_{\varphi, \theta}^+(0, 0)$ – значение вектора Джонса в направлении максимума ДН излучателя;
- (n) – номер излучателя на АФАР, однозначно соответствующий координатам излучателя (i, j, l) , определяемый по формуле
- $$(n) = i + (j-1) \cdot n + (l-1) \cdot n \cdot m,$$
- где n , m – количество модулей на антенной полотне по вертикали и горизонтали соответственно;
- i, j – координаты модуля на АФАР по вертикали и горизонтали соответственно;
- k – количество излучателей в модуле;
- l – индекс излучателя в модуле.

Значение $f_{\varphi,\theta}(\beta, \alpha, \omega)$ определяет степень реполяризации ЭМВ излучателя при отклонении угла измерения ПХ от направления, в котором излучатель обеспечивает максимальную мощность [18].

Рассмотрим изменение поляризации при изменении угла измерения вектора Джонса на примере горизонтального вибратора Герца с диаграммой направленности $f_{\varphi,\theta}(\beta, \alpha) = [\cos(\beta) - \cos(\alpha) \cdot \sin(\beta)]^T$ без привязки к рабочей частоте излучателя. Для направлений $\beta_1 = 0^\circ$, $\alpha_1 = 0^\circ$ (рис. 2,б) и $\beta_2 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 45^\circ$ (рис. 2,в) угол эллипса поляризации отличается на $22,2^\circ$, а значения векторов равны

$$\underline{E}_{\varphi,\theta}^{(z\theta\Gamma)^+}(0,0) = [1 \ 0]^T, \quad \underline{E}_{\varphi,\theta}^{(z\theta\Gamma)^+}(30,45) = [0,87 \ -0,35]^T.$$

Результат вычислений для $\underline{E}_{\varphi,\theta}^{(z\theta\Gamma)^+}(30,45)$ иллюстрирует наличие двух поляризованных составляющих в одном физическом радиолокационном канале излучателя. Переходя от частного к общему, можно утверждать следующее: выделяя поляризованный канал АФАР, нельзя отождествлять его с конкретными физическими каналами на основании геометрического положения излучателей.

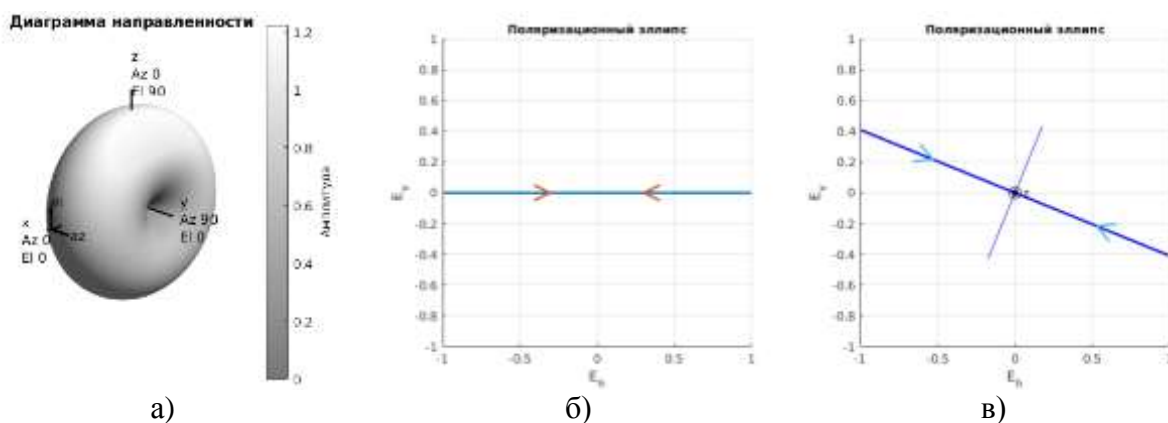


Рис. 2. Диаграмма направленности по полю (а) и поляризованные эллипсы (б, в) поля, создаваемого горизонтально ориентированным вибратором Герца в направлении $\beta_1 = 0^\circ$, $\alpha_1 = 0^\circ$ (б) и $\beta_2 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 45^\circ$ (в)

Изменение вектора поля в направлении максимума ДН излучателя производится через изменение комплексной амплитуды подведенного к излучателю сигнала. В модели можно определить любую функцию зависимости, но для упрощения представления расчетных соотношений примем, что

$$\underline{E}_{\varphi,\theta}^{(n)^+}(0,0) = h \cdot \dot{E}^{(n)^+}, \quad (7)$$

где $\dot{E}^{(n)^+}$ – сигнал в комплексной форме, поступающий от передатчика;
 h – коэффициент зависимости вектора Джонса от комплексной амплитуды.

Применение весовых коэффициентов к каждому каналу в передающем тракте позволяет управлять ДН АФАР при излучении:

$$\dot{E}_w^{(n)^+} = \dot{w}^{(n)^+} \cdot \dot{E}^{(n)^+}, \quad (8)$$

где $\dot{E}_w^{(n)^+}$ – значение комплексного сигнала после применения весовых коэффициентов;
 $\dot{w}^{(n)^+}$ – весовой коэффициент применяемый для управления ДН АФАР.

Для АФАР поле создаваемого в точке пространства, есть векторная сумма полей излучателей в этой точке:

$$\underline{E}_{\varphi, \theta}^{(\text{АФАР})+}(\beta, \alpha) = \sum_{(n)} \underline{E}_{\varphi, \theta}^{(n)+}(\beta, \alpha). \quad (9)$$

ДН по мощности в децибелах для комбинированной, вертикальной и горизонтальной поляризации, где положение луча сканирования задается применением весового коэффициента $\dot{w}_L(\beta_L, \alpha_L)$ для $\beta_1 = 0^\circ$, $\alpha_1 = 0^\circ$ представлены на рис. 3, а–в и для $\beta_2 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 45^\circ$ на рис. 3, г–е.

Результаты моделирования показывают, что при осуществлении зондирования изменение поляризации происходит не только в направлении главного луча (β_L, α_L) , но и во всех остальных направлениях, что необходимо учитывать при работе с сигналом, приходящим в боковые лепестки.

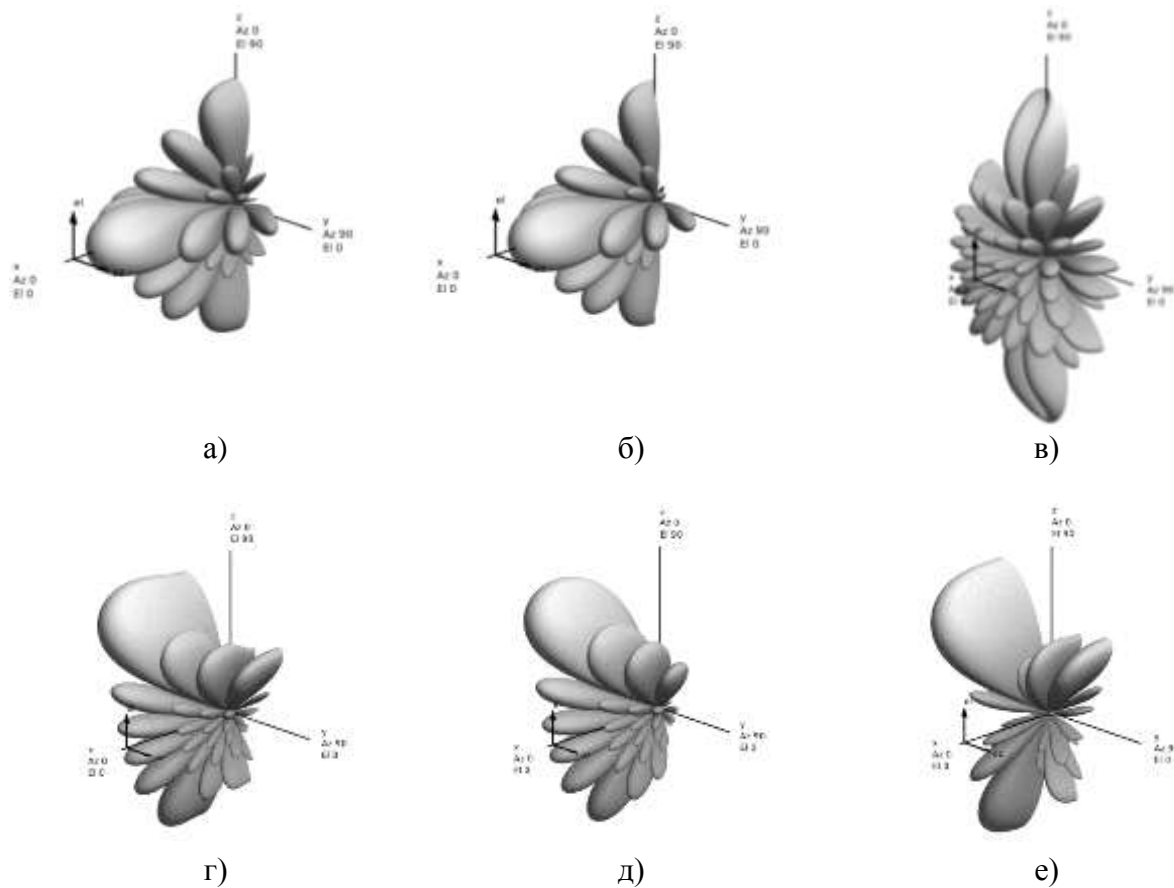


Рис. 3. ДН по мощности в децибелах для поляризации:
а, г – комбинированной (С); б, д – горизонтальной (Н); в, е – вертикальной (V)

Перепишем (8) с учетом ошибки фидера и ошибки управления используя ранее определенную операцию (5):

$$\dot{E}_{d_L}^{(n)+} = \dot{d}_L^{(n)+} * \dot{E}^{(n)+}, \quad (10)$$

$$\dot{E}_W^{(n)+} = \dot{w}^{(n)+} \cdot \dot{E}_{d_L}^{(n)+}, \quad (11)$$

$$\dot{E}_{d_w}^{(n)+} = \dot{d}_w^{(n)+} * \dot{E}_w^{(n)+}, \quad (12)$$

где $\dot{E}_{d_L}^{(n)+}$ – сигнал, искаженный в фидере;

$\dot{E}_w^{(n)+}$ – сигнал после применения весовых коэффициентов в блоке модуляции (БМ);

$\dot{E}_{d_w}^{(n)+}$ – сигнал, искаженный в блоке модуляции.

Ошибка развязки для всех каналов АФАР представляет собой матрицу

$$[D_I]_{c \times c} = \left(\dot{d}_I^{(n,n')} \right)_{n=1, n'=1}^{c,c}, \quad (13)$$

где c – количество излучателей в антенной решетке, $c = n \cdot m \cdot k$;

$\dot{d}_I^{(n,n')}$ – ошибка развязки, определяющая передачу энергии из канала (n') в канал (n) при формировании сигнала на излучение.

Тогда

$$\dot{E}_{d_I}^{(n)+} = \sum_{n'} \left(\dot{d}_I^{(n,n')} \cdot \dot{E}_{d_w}^{(n')} \right), \quad (14)$$

где $\dot{E}_{d_I}^{(n)+}$ – сигнал, искаженный при излучении по причине наличия ошибки развязки между каналами излучателей.

В случае, если ошибка развязки определена только для излучателей одного модуля, выражение (13) необходимо переписать. Учитывая, что в практике используются модули, состоящие из двух излучателей, запишем

$$D_I^{(i,j)+} = \begin{bmatrix} d_I^{(i,j,11)+} & d_I^{(i,j,12)+} \\ d_I^{(i,j,21)+} & d_I^{(i,j,22)+} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Перепишем (9) с учетом ошибок в каналах излучателей для АФАР с модулями, состоящими из двух ортогонально расположенных излучателей, где излучатель № 1 ориентирован горизонтально, а № 2 – вертикально:

$$\begin{aligned} \underline{E}_{\varphi, \theta}^{(A\Phi AP)+}(\beta, \alpha) &= \sum_{i,j} \left(\left[f_{\varphi, \theta}^{(i,j)}(\beta, \alpha, \omega) \right]_{2 \times 2} \cdot \begin{bmatrix} h^{(i,j,1)+} \\ h^{(i,j,2)+} \end{bmatrix} \right) \circ \\ &\circ \left[D_I^{(i,j)+} \right] \cdot \begin{bmatrix} \dot{d}_w^{(i,j,1)+} * \dot{w}^{(i,j,1)+} \\ \dot{d}_w^{(i,j,2)+} * \dot{w}^{(i,j,2)+} \end{bmatrix} \circ \begin{bmatrix} \dot{d}_L^{(i,j,1)+} * \dot{E}^{(i,j,1)+} \\ \dot{d}_L^{(i,j,2)+} * \dot{E}^{(i,j,2)+} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (16)$$

где знак " \circ " обозначает произведение Адамара, а $\left[f_{\varphi, \theta}^{(i,j)}(\beta, \alpha, \omega) \right]_{2 \times 2}$ – матрица диаграммы направленности:

$$\begin{aligned} \left[f_{\varphi, \theta}^{(i,j)}(\beta, \alpha, \omega) \right]_{2 \times 2} &= \begin{bmatrix} \dot{f}_{\varphi\varphi}^{(i,j)}(\beta, \alpha, \omega) & \dot{f}_{\varphi\theta}^{(i,j)}(\beta, \alpha, \omega) \\ \dot{f}_{\theta\varphi}^{(i,j)}(\beta, \alpha, \omega) & \dot{f}_{\theta\theta}^{(i,j)}(\beta, \alpha, \omega) \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \dot{f}_{\varphi}^{(i,j,1)}(\beta, \alpha, \omega) & \dot{f}_{\varphi}^{(i,j,2)}(\beta, \alpha, \omega) \\ \dot{f}_{\theta}^{(i,j,1)}(\beta, \alpha, \omega) & \dot{f}_{\theta}^{(i,j,2)}(\beta, \alpha, \omega) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (17)$$

Выражение (16) представляет собой математическое описание передающего тракта в матричной форме с учетом амплитудно-фазовых и поляризационных искажений (рис. 4).

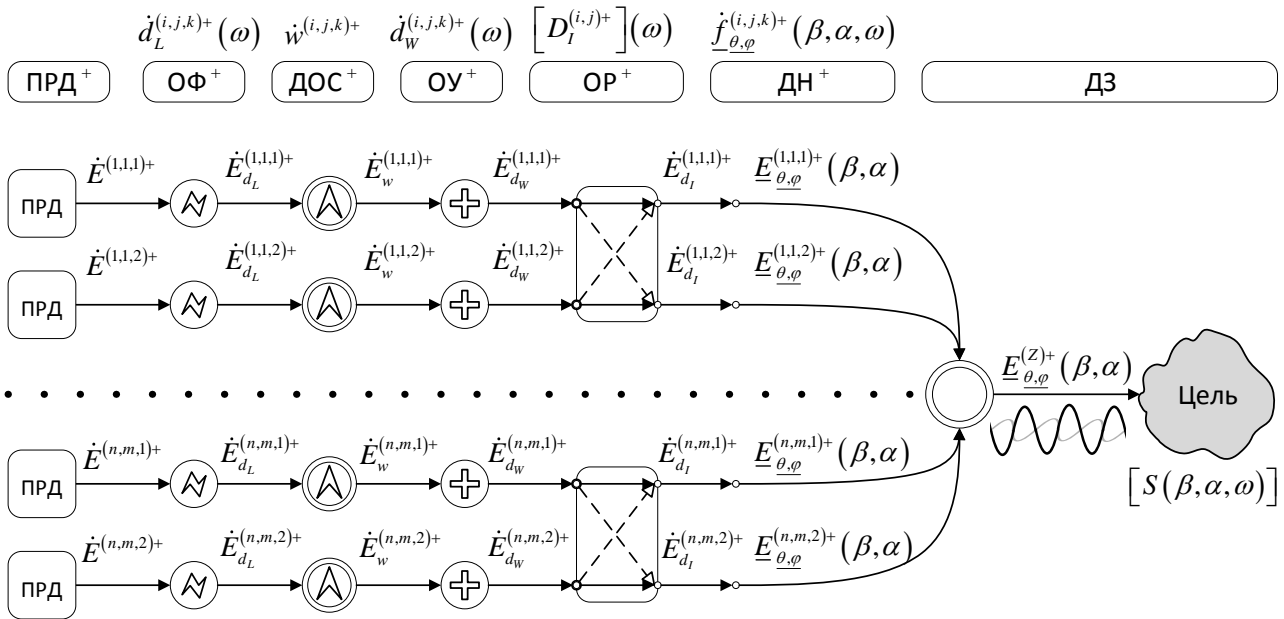


Рис. 4. Схема передающего тракта ШП ПМ АФАР с учетом амплитудно-фазовых и поляризационных искажений:

ПРД – передатчик; ОФ – модель наложения амплитудно-фазовых искажений в фидере; ДОС – диаграммообразующая схема; ОУ – модель наложения амплитудно-фазовых искажений в фидере; ОР – модель наложения амплитудно-фазовых искажений при наличии условий передачи энергии между каналами антенны; ДН – формирование диаграммы направленности; ДЗ – модель распространения сигнала в дальней зоне

Особенность полного поляризационного приема заключается в том, что в модуле два ортогонально расположенных излучателя независимы при получении радиосигнала, что позволяет осуществлять прием радиосигнала без поляризационных потерь (рис. 5), тогда

$$\dot{E}_f^{(i,j,l)-} = \frac{1}{h^{(i,j,l)-}} \cdot \begin{bmatrix} \dot{f}_\varphi^{(i,j,l)}(\beta, \alpha, \omega) \\ \dot{f}_\theta^{(i,j,l)}(\beta, \alpha, \omega) \end{bmatrix}^T \cdot \underline{E}_{\varphi,\theta}^{(z)-}(\beta, \alpha), \quad (18)$$

где $\underline{E}_{\varphi,\theta}^{(z)-}(\beta, \alpha)$ – сигнал, на входе приемного канала излучателя;

$\dot{E}_f^{(i,j,l)-}$ – сигнал, принятый излучателем.

Запишем значение сигнала в приеме-передающем модуле после влияния ошибок развязки и фидера:

$$\underline{E}_{d_L}^{(i,j)-} = \begin{bmatrix} \dot{E}_{d_L}^{(i,j,1)-} \\ \dot{E}_{d_L}^{(i,j,2)-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_L^{(i,j,1)-} \\ d_L^{(i,j,2)-} \end{bmatrix} \circ [D_I^{(i,j)-}] \cdot \begin{bmatrix} \dot{E}_f^{(i,j,1)-} \\ \dot{E}_f^{(i,j,2)-} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

где $\underline{E}_{d_L}^{(i,j)-}$ – векторный сигнал, искаженный в приеме по причине наличия ошибок.

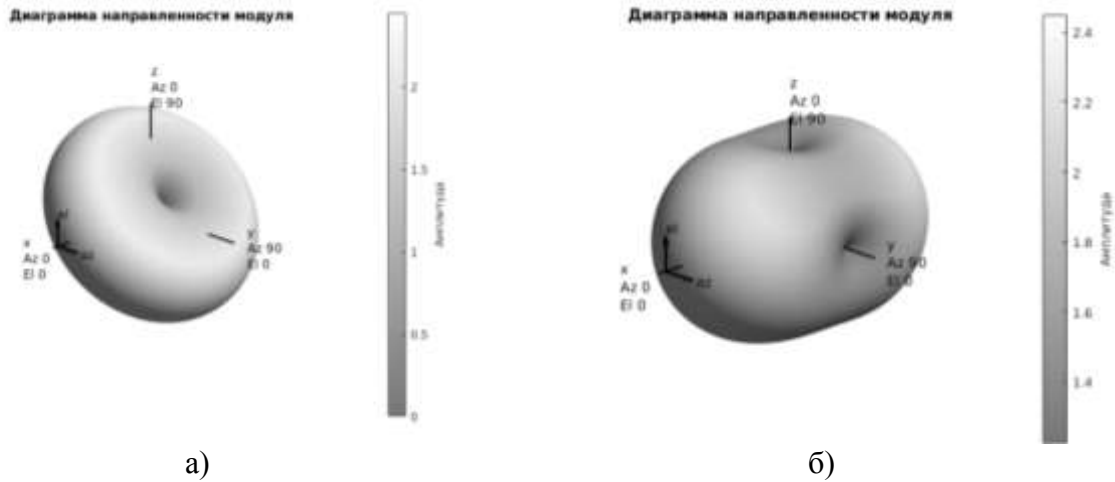


Рис. 5. Диаграмма направленности модуля, состоящего из двух независимых вибраторов Герца: а – ДН модуля для передачи; б – ДН модуля на прием

В блоке цифровой обработки проводится выделение поляризационных составляющих радиосигнала из физических каналов путем умножения полученных сигналов на компоненты ДН:

$$\underline{E}_{\varphi,\theta}^{(i,j)-}(\beta, \alpha) = \begin{bmatrix} \dot{f}_{\varphi}^{(i,j,1)}(\beta, \alpha, \omega) & \dot{f}_{\varphi}^{(i,j,2)}(\beta, \alpha, \omega) \\ \dot{f}_{\theta}^{(i,j,1)}(\beta, \alpha, \omega) & \dot{f}_{\theta}^{(i,j,2)}(\beta, \alpha, \omega) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \underline{E}_{d_L}^{(i,j)-}, \quad (20)$$

где $\underline{E}_{\varphi,\theta}^{(i,j)-}(\beta, \alpha)$ – значение вектора Джонса сигнала, принятого парой излучателей приемо-передающего модуля.

При расчете вектора Джонса сигнала, принятого АФАР, необходимо провести коррекцию поляризационных искажений с помощью матрицы комплексных поправочных коэффициентов:

$$\underline{E}_{\varphi,\theta}^{(\text{АФАР})-}(\beta, \alpha) = \sum_{i,j} \left(\begin{bmatrix} c_{\varphi\varphi}^{(i,j)-} & c_{\varphi\theta}^{(i,j)-} \\ c_{\theta\varphi}^{(i,j)-} & c_{\theta\theta}^{(i,j)-} \end{bmatrix} \cdot \underline{E}_{\varphi,\theta}^{(i,j)-}(\beta, \alpha) \right) = \sum_{i,j} \left(C^{(i,j)-} \cdot \underline{E}_{\varphi,\theta}^{(i,j)-}(\beta, \alpha) \right), \quad (21)$$

где $\underline{E}_{\varphi,\theta}^{(\text{АФАР})-}(\beta, \alpha)$ – значение вектора Джонса сигнала принятого АФАР;

$\begin{bmatrix} C^{(i,j)-} \end{bmatrix}$ – матрица комплексных коэффициентов коррекции искажений сигнала, принятого приемо-передающим модулем

Выражения (19), (20), (21) представляют собой математическое описание приемного тракта в матричной форме с учетом амплитудно-фазовых и поляризационных искажений (рис. 6).

Математическое моделирование осуществлено с помощью пакета прикладных программ MATLAB. Модель позволяет оценить поляризационные характеристики сигналов с учетом амплитудно-фазовых и поляризационных искажений. На рис. 7 представлен промежуточный результат реализации модели в задаче разрешения элементов сложной цели по поляризационной структуре сигнала.

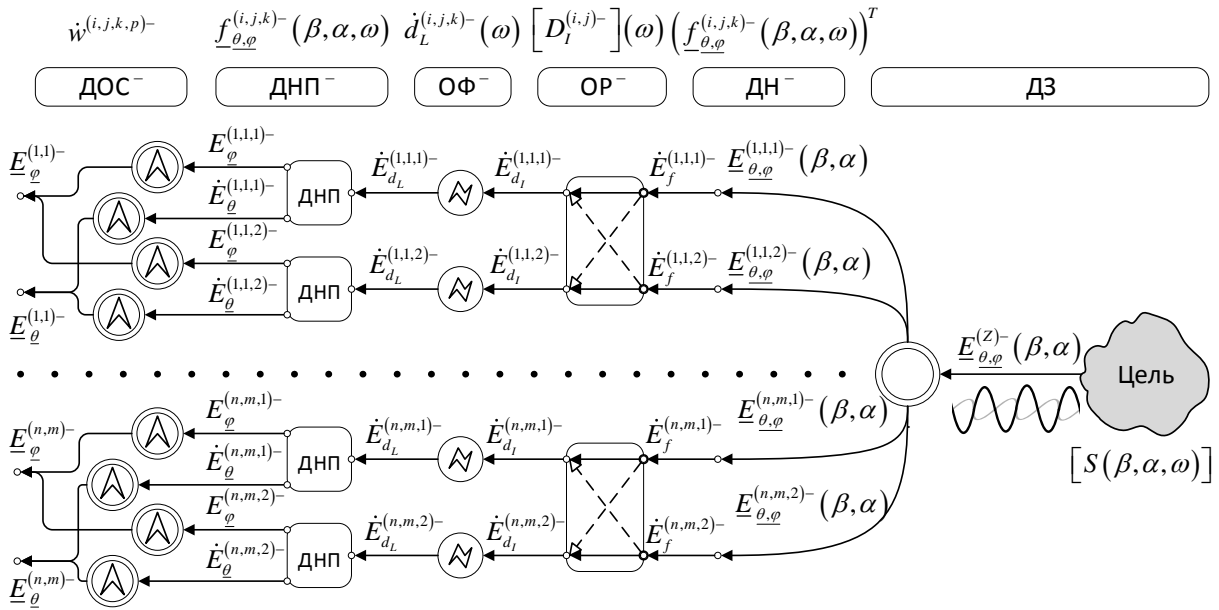


Рис. 6. Схема приемного тракта ШП ПМ АФАР

с учетом амплитудно-фазовых и поляризационных искажений:

ДООС – диаграммообразующая схема; ДНП – устройство выделения поляризационных компонент сигнала из физического канала; ОФ – модель наложения амплитудно-фазовых искажений в фидере; ОР – модель наложения амплитудно-фазовых искажений при наличии условий передачи энергии между каналами антенны; ДН – формирование диаграммы направленности; ДЗ – модель распространения сигнала в дальней зоне

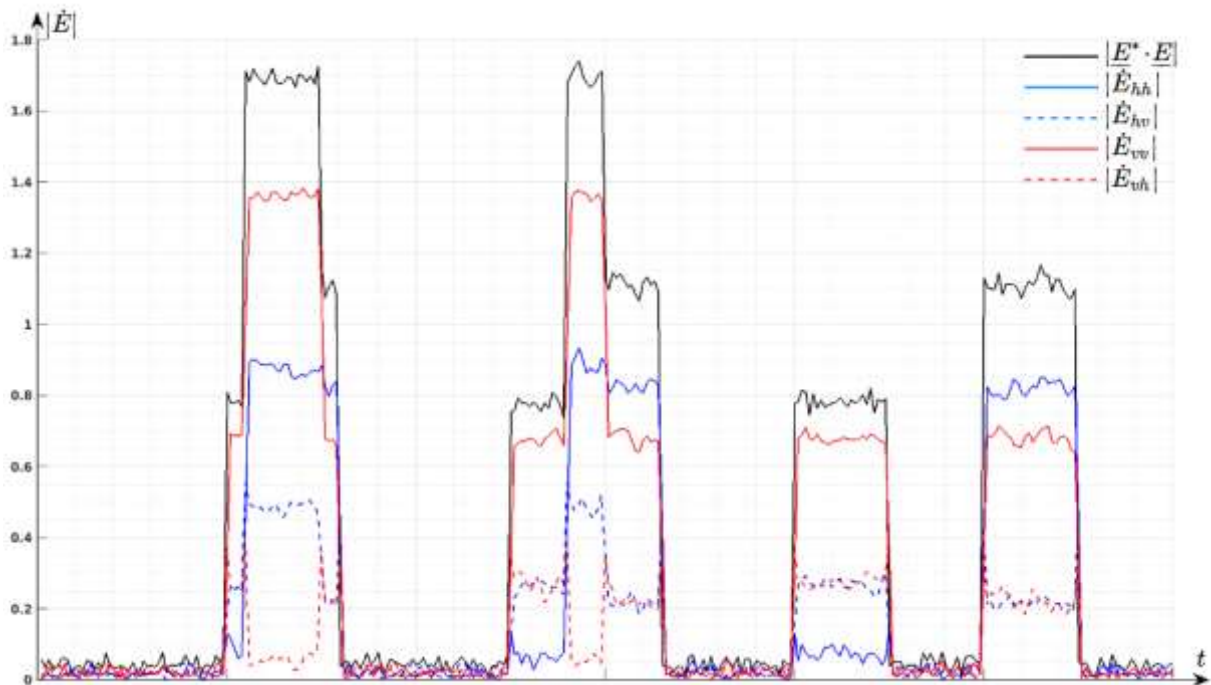


Рис. 7. Пример реализации имитационной модели

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана имитационная модель, позволяющая проводить модульное тестирование алгоритмов компенсации амплитудно-фазовых и поляризационных искажений.

Модель может быть применена для анализа результатов функционирования существующих РЛС с АФАР с учетом особенностей построения приемо-передающего тракта и конструкции антенной решетки, а также на этапе разработки и проектирования перцептивных радиолокационных средств надгоризонтного обнаружения.

Актуальным вопросом совершенствования представленной модели является стратификация к более детализированному представлению элементов реальной системы.

Список используемых источников

1. *Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В.* Активные фазированные антенные решетки. – 3-е изд. – М.: Радиотехника, 2011. – 303 с.
2. *Monzingo R.A., Haupt R.L., Miller T.W.* Introduction to Adaptive Arrays. – 2nd ed. – Raleigh: SciTech Publishing, 2011. – 544 p.
3. *Воскресенский Д.И.* Проектирование фазированных антенных решеток. – 4-е изд. – М.: Радиотехника, 2012. – 744 с.
4. *Дикуль О.Д.* Разработка алгоритмов принятия решений об обнаружении целей на фоне подстилающей поверхности в однопозиционных радиолокационных системах с поляризационной обработкой информации: дис. ... канд. техн. наук. – Белгород, 2006. – 112 с.
5. *Поздышев В.Ю., Голованов Д.В.* Полное поляризационное зондирование и повышение информационного обеспечения радиолокационных станций // Радиотехника. – 2020. – Т. 84, № 4(7). – С. 16–24.
6. *Храбростин Б.В.* Метод полного поляризационного зондирования пространства // Научные ведомости БелГУ. Сер. Информатика, прикладная математика, управление. – 2004. – Т. 1, № 1(19). – С. 111–130.
7. Исследование поляризационных характеристик фазированной антенной решетки заданной конструкции на основе использования математической модели / А.А. Мартыничук [и др.] // Система обработки информации – Харьков: ХУПС, 2005. – Вып. № 6(46). – С. 72–81.
8. *Бабина О.И.* Сравнительный анализ имитационных и аналитических моделей // Имитационное моделирование. Теория и практика. ИММОД-2009. – Красноярск, 2009. – С. 73–77.
9. *Тян К.Л.* Аналитические, статистические и имитационные модели: преимущества и недостатки // International scientific review. – 2020. – Т. LXX. – С. 18–20.
10. *Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А.* Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. – М.: Радиотехника, 2005. – 704 с.
11. *Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П.* Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. – 2-е изд. – Томск: Изд-во Томского университета, 2012. – Т. 1: Поляризация плоских электромагнитных волн и ее преобразования. – 381 с.
12. *Алексеев Д.М., Балдин А.М., Бонч-Бруевич А.М.* Физическая энциклопедия; в 5 т. – М.: Большая Российская энциклопедия, 1995. – Т. 4. – 704 с.
13. *Bebbington D., Carrea L.* On Mathematical and Physical Principles of Transformations of the Coherent Radar Backscatter Matrix // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2012. – Vol. 50, № 11. – P. 4657–4669.
14. *Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А.* Поляризация радиолокационных сигналов. – М.: Советское радио, 1966. – 440 с.
15. *Кутуза Б.Г., Мошков А.В., Пожидаев А.В.* Комбинированный метод, который устраняет влияние ионосферы при обработке сигналов бортовых радиолокаторов p -диапазона с

синтезированной апертурой // Радиотехника и электроника. – 2015. – Т. 60, № 9. – С. 889–895.

16. *Boryssenko A.O.* Polarization Constraints in Dual-Polarized Phased Arrays Derived From an Infinite Current Sheet Model // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2009. – Vol. 8. – P. 955–958.

17. A dual-polarized cross-stacked patch antenna with wide-angle and low cross-polarization for fully digital multifunction phased array radars / J.D. Díaz [et al.] // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. – 2016. – P. 1–4.

18. Spatial Polarization Characteristics of Wide-angle Scanning Slot Phased Array / Z. Zhou [et al.] // International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE). – Hangzhou, 2018. – Vol. 12. – P. 1–4.

В.С. Бахолдин,
кандидат технических наук, доцент;
В.А. Добриков,
кандидат технических наук, доцент;
Д.А. Леконцев,
кандидат технических наук

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

В статье рассмотрены подходы к совершенствованию организационной структуры комплекса траекторных измерений, обеспечивающего целевое применение космических аппаратов дистанционного зондирования Земли, в интересах определения параметров ее гравитационного поля. Выполнена оценка необходимого состава используемых средств и вариантов построения сети наземных пунктов наблюдения. Предъявлены технические требования к перспективным средствам наземного комплекса траекторных измерений для обеспечения заданной точности оценки параметров траектории космического аппарата дистанционного зондирования Земли. Предложены новые методы реализации измерений дальности и радиальной скорости радиотехническими и оптико-электронными средствами.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, космические траекторные измерения, дистанционное зондирование Земли, геодезическая космическая система.

ВВЕДЕНИЕ

Основные направления развития средств измерений параметров траектории космических аппаратов (КА) дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) соответствуют общей тенденции, выражающейся в объединении отдельных технических средств в большие системы, в которых благодаря тесному взаимодействию отдельных элементов улучшаются их характеристики и появляются новые возможности. Это вызвано не только повышением требований к качеству получаемой информации, но и значительными достижениями в технологиях, которые обеспечивают возможность реализации методов обзора Земной поверхности [1].

Повышение пространственного, спектрального разрешения и расширение перечня потребителей информации ДЗЗ привело к тому, что кроме мультиспектральных оптико-электронных систем (ОЭС) в составе бортовой аппаратуры появились гиперспектральные ОЭС, радиолокаторы с синтезированием апертуры (РСА), альтиметры (высотомеры), приборы анализа газового состава атмосферы и др. КА ДЗЗ оснащаются как активными однопозиционными или многопозиционными РСА, использующими для повышения разрешающей способности сигнал с расщепленным спектром [2], так и пассивными РСА, использующими отраженные сигналы глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) [3].

Погрешности прогноза орбит КА ДЗЗ (табл. 1) принято разделять на отклонения вдоль орбиты, по высоте и в боковом направлении. На качество радиолокационных изображений КА ДЗЗ существенное влияние оказывают доплеровские сдвиги частоты отраженных сигналов, обусловленные вращением Земли и собственным движением целей, а также точностью прогноза движения КА ДЗЗ и наличием неоднородностей в ионосфере и тропосфере. Задача определения параметров траектории таких КА ДЗЗ может быть успешно решена с использованием навигационной аппаратуры потребителя ГНСС, установленной на борту, и которая в большинстве случаев обеспечивает требуемую точность.

Таблица 1

Характер искажений радиолокационных изображений

Источники искажений радиолокационных изображений			Характер искажений радиолокационных изображений							
			Ошибки положения	Общий сдвиг изображения	Ухудшение разрешения вдоль траектории	Ухудшение разрешения поперек траектории	Смещение по азимуту	Смещение по дальности	Потери в яркости изображения	Увеличение уровня боковых лепестков
Траекторные флуктуации	Вдоль траектории	Положение	+							
		Скорость			+				+	+
	Ускорение			+			+	+	+	
	По высоте	Положение	+							
		Скорость		+						
	Ускорение				+	+		+	+	+
Поперек траектории	Положение	+								
	Скорость									
Ускорение				+	+		+	+	+	

Данные космической геодезической системы (КГС) совместно с результатами полевых гравиметрических измерений позволяют полностью описать структуру гравитационного поля Земли. При этом основной объем измерительной информации добывается с использованием спутниковых методов и методов космической геодезии [4, 5]. Целью измерений параметров траектории геодезического космического аппарата (ГКА) является прогнозирование и последующая коррекция его орбиты, а также навигационное обеспечение процессов функционирования целевой аппаратуры.

Существующий наземный комплекс траекторных измерений (ТИ) включает в себя беззапросные доплеровские (ДС), дальномерно-запросные (ДЗС), дальномерно-беззапросные и квантово-оптические системы (КОС). На перспективном ГКА планируется установка высокоточного радиовысотомера со среднеквадратической погрешностью (СКП) сантиметрового уровня и абсолютного или относительного гравиметра с СКП 5–400 мкГал. Дальнейшее повышение точности определения параметров гравитационного поля с использованием ГКА будет невозможным, если не совершенствовать радиовысотомеры и не повышать точность измерений наземных радиотехнических систем (РТС) до миллиметрового уровня [6].

ОБОСНОВАНИЕ СТРУКТУРЫ И СОСТАВА СРЕДСТВ НАЗЕМНОГО КОМПЛЕКСА ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ КА ДЗЗ

Баллистическая структура космического геодезического комплекса должна быть выбрана такой, чтобы обеспечивать условия глобального и высокоточного определения параметров орбиты ГКА, т. е. достаточно равномерное и плотное распределение траекторных измерений в орбитальных дугах. Наземный комплекс ТИ, создаваемый для КА ДЗЗ, должен обеспечить не только решение задачи измерения параметров движения ГКА с заданной точностью, но и иметь ресурс для ее повышения в случае необходимости.

Наземные пункты наблюдения (НПН), входящие в состав комплекса ТИ, в зависимости от их территориального расположения могут иметь различный состав средств: НПН, находящиеся на территории РФ, должны обладать полным набором средств ТИ с учетом астроклимата; НПН вне территории РФ – как правило только пассивными средствами ТИ (рис. 1).

Точность оценки параметров траектории КА ДЗЗ, характеризуемая корреляционной матрицей ошибок, зависит от состава измеряемых навигационных параметров, длительности интервалов измерения, расположения средств ТИ относительно трассы полета и точности измерений. Так как решение навигационной задачи уточнения параметров движения при ис-

пользовании ДЗС и беззапросной ДС происходит по совокупности всех измерений, то она решается на Земле. Проведенный анализ информативности используемых методов ТИ показал, что для решения проблемы создания эффективных сигнальных конструкций требуется использовать технологию построения некратных измерительных шкал [7].

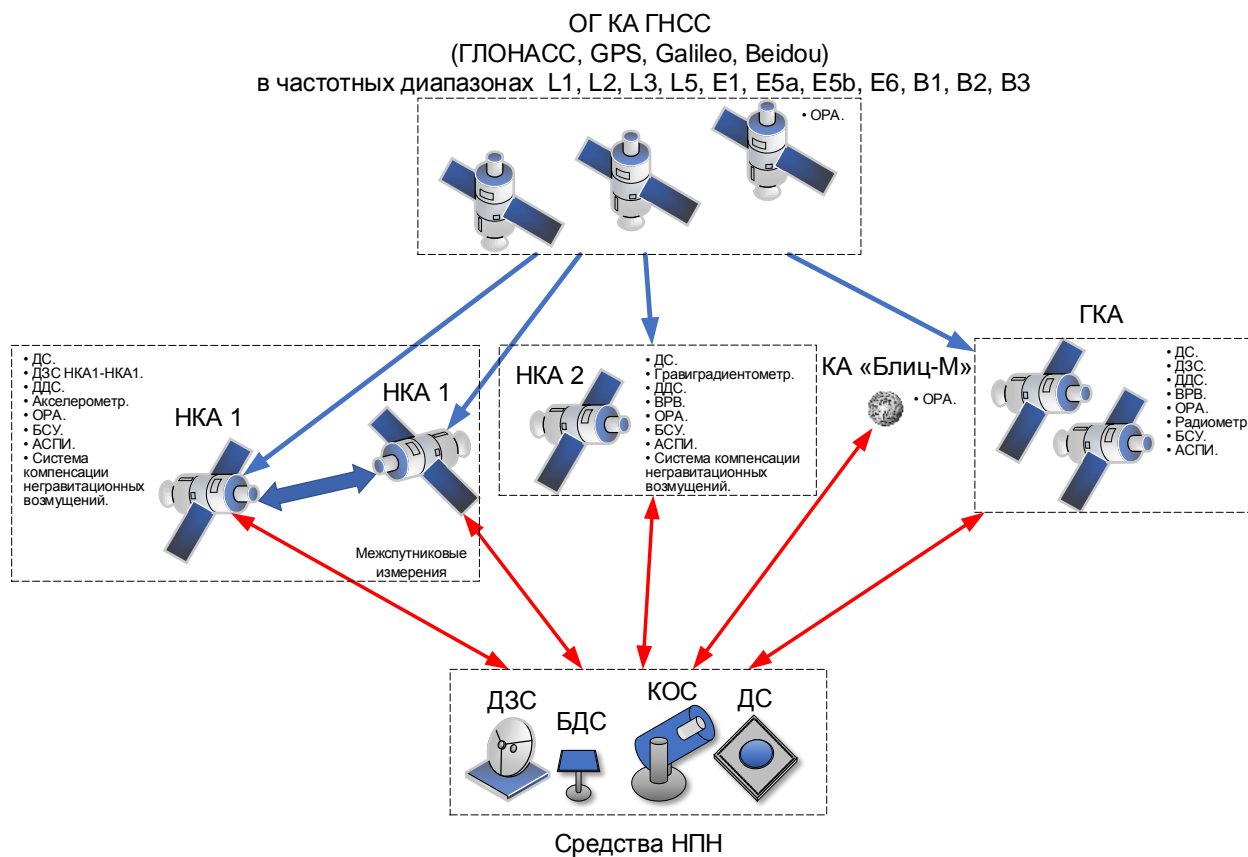


Рис. 1. Состав и схема взаимодействия средств измерений НПН КГС

Для обеспечения работы КОС КА ДЗЗ должны оснащаться уголковыми отражателями. КОС используются не только как средства калибровки наземных РТС, но и как измерительные средства, задающие масштаб пунктов Мировой космической геодезической сети, поскольку доплеровские беззапросные измерения дальности – относительно, а точности ДЗС недостаточны. Диапазон измерения наклонной дальности КОС составляет от 300 до 20000 км с погрешностью, не превышающей 1 см для случайной и систематической составляющих на интервале осреднения 10 с. Результаты обработки ТИ сети КОС должны повысить точности привязки геоцентрической системы координат к центру масс Земли до 0,01 м, точности эфемерид КА до 0,01 м, а точности частотно-временных поправок до 0,1 нс.

В настоящее время сеть лазерных локационных станций объединена ассоциацией ILRS (International Laser Ranging Service). Обмен информацией в ILRS осуществляется на паритетной (некоммерческой) основе. Так как Россия является членом ILRS и участвует в международных программах по высокоточной лазерной дальнометрии КА, то целесообразно использовать эти измерения для оценки параметров траекторий КА ДЗЗ.

Применение ГНСС для определения параметров траектории КА ДЗЗ должно осуществляться с использованием относительного режима между бортовой и наземной навигационной аппаратурой потребителей (НАП), установленной на НПН. Бортовая и наземная НАП, использующие сигналы ГЛОНАСС, Galileo, Beidou и GPS, должны выполнять кодовые и фазовые измерения [8]. Приоритет следует отдать именно европейской и китай-

ской системам после ГЛОНАСС (не GPS как сейчас), поскольку они обладают наименьшей погрешностью навигационных определений и не имеют режима селективного доступа. Прием сигналов должен осуществляться в трех частотных диапазонах для высококачественной компенсации ионосферных погрешностей, а также разрешения неоднозначности фазовых измерений [9].

В НАП требуется предусмотреть возможность использования как существующих сигналов ГЛОНАСС с частотным разделением, так и перспективных сигналов с кодовым разделением КА ГЛОНАСС-К2. Использование высокоточных эфемерид и частотно-временных поправок от ассистирующих систем (системы дифференциальной коррекции и мониторинга, системы прецизионной навигации МО РФ и др.) позволяет повысить точность навигационных определений. Прием сигналов ГНСС на борту ГКА должен осуществляться как с верхней, так и с нижней полусфер. Для этого на борту ГКА устанавливаются две антенны, направленные в разные полусферы относительно плоскости горизонта. Это позволит увеличить число наблюдаемых КА ГНСС, улучшить геометрический фактор и существенно снизить погрешность определения высоты ГКА. Бортовая НАП КА ДЗЗ может использоваться для определения ориентации.

Беззапросную ДС, предназначенную для реализации радиально-скоростных измерений, следует размещать на всех НПН. Модернизация ДС должна обеспечить ТИ по двум и более КА ДЗЗ одновременно. Несущие частоты ДС необходимо выбрать таким образом, чтобы обеспечить не только компенсацию ионосферных погрешностей, но и разрешение неоднозначности фазовых измерений. Для работы ДС предлагается использовать частотные диапазоны, закрепленные за РФ, для сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением. Это позволит существенно сократить сроки разработки как бортовой, так и наземной частей ДС, с использованием технологии программного приема [10]. Несущие частоты следует выбрать таким образом, чтобы обеспечить разрешение неоднозначности фазовых измерений. Использование фазовой манипуляции несущих позволит передавать на НПН технологическую и специальную информацию для планирования работ средств ТИ, а также выполнять беззапросные измерения дальности (псевдодальности).

Разработанную ранее ДЗС требуется модернизировать для обеспечения работы с КА ДЗЗ различного назначения и повышения точности измерений. Случайная составляющая погрешностей измерений ДЗС должна быть сопоставима с погрешностями измерений НАП и ДС. Сигнальные конструкции, используемые в ДЗС, реализуются таким образом, чтобы обеспечить одновременные измерения не менее чем четырьмя средствами ТИ с использованием кодового разделения, при этом точная шкала реализуется с использованием фазовых измерений на несущей частоте [6, 11, 12]. Компенсация ионосферной погрешности измерений осуществляется с использованием результатов двухчастотных измерений.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для высокоточной оценки параметров траектории необходима развитая наземная сеть станций слежения и управления, включающая беззапросные доплеровские, дальномерно-запросные, дальномерно-беззапросные и квантово-оптические системы. КОС наземного измерительного комплекса системы ГЛОНАСС могут быть использованы для прецизионного мониторинга параметров траектории КА ДЗЗ.

В РТС ТИ целесообразно применение технологии построения некратных шкал для реализации высокоточных фазовых измерений и согласования диапазона их однозначности с погрешностью кодовых измерений, использующих квадратурное уплотнение фазоманипулированных сигналов с некратными периодами повторения.

Список используемых источников

1. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В.С. Верба [и др.]. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
2. Метод повышения разрешающей способности многопозиционных радиолокационных систем с синтезированной апертурой на основе расщепления спектра сигнала с линейной частотной модуляцией / В.С. Бахолдин [и др.] // Труды Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского. – 2019. – Вып. 670. – С. 27–31.
3. Бахолдин В.С., Гаврилов Д.А., Леконцев Д.А. Синтез радиоизображений в многопозиционной радиолокационной системе с синтезированной апертурой при обработке отраженных от поверхности сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением // Сборник научных трудов XVIII конференции молодых ученых с международным участием «Навигация и управление движением». – СПб.: ГНЦ РФ АО «Концерн» ЦНИИ «Электроприбор», 2016. – С. 74–79.
4. Глушков В.В., Насретдинов К.К., Шаравин А.А. Космическая геодезия: методы и перспективы развития. – М.: Институт политического и военного анализа, 2002. – 448 с.
5. Спутниковая альтиметрия / П.П. Медведев [и др.]. – М.: Научный мир, 2010. – 562 с.
6. Бахолдин В.С., Леконцев Д.А. Концептуальная модель радиотехнической системы траекторных измерений на основе технологии формирования некратных измерительных шкал // Вопросы радиоэлектроники. – 2020. – № 11. – С. 14–21.
7. Алешкин А.П., Бахолдин В.С., Леконцев Д.А. Анализ информационных характеристик сигналов систем космической радиолокации и радионавигации и предложения по их улучшению // Труды Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского. – 2015. – Вып. 647. – С. 37–42.
8. Результаты совместной программной обработки сигналов глобальных и региональной навигационных спутниковых систем / В.С. Бахолдин [и др.] // Гироскопия и навигация. – 2017. – Т. 25, № 4 (99). – С. 84–94.
9. Пат. 2213979 Рос. Федерация, МПК G01S 3/00 (2000.01). Способ разрешения неоднозначности фазовых измерений в системе GPS / Пономарев В.А., Бахолдин В.С. – № 2000132342/09; заявл. 22.12.2000; опубл. 10.10.2003, Бюл. № 28.
10. Пат. 2336631 Рос. Федерация С2, 20.10.2008. Способ программной обработки буферизованных выборок оцифрованных сигналов и мультисистемный многоканальный программный приемник реального времени сигналов спутниковых навигационных систем и систем их поддержек для его осуществления / Бабаков В.Н., Бахолдин В.С., Дубинко Ю.С. и др. – № 2006126482/09; заявл. 21.07.2006; опубл. 20.10.2008, Бюл. № 29.
11. Пат. 2642430 Рос. Федерация, МПК G01S 13/08 (2006.01). Способ измерения дальности / Бахолдин В.С., Добриков В.А., Гаврилов Д.А., Леконцев Д.А. – № 2017100225; заявл. 09.01.2017; опубл. 25.01.2018, Бюл. № 3.
12. Пат. 2276385 Рос. Федерация, МПК G01S 13/02 (2006.01). Способ формирования и приема сложных сигналов на основе M-последовательностей / Пономарев В.А., Бахолдин В.С. – № 2005103159/09; заявл. 08.02.2005; опубл. 10.05.2006, Бюл. № 13.

М.А. Бисярин,
доктор физико-математических наук, профессор
СПбГУ, г. Санкт-Петербург.

РАСПРОСТРАНЕНИЕ МОЩНОГО КОРОТКОГО ИМПУЛЬСА В ВОЛНОВОДНОМ СЛОЕ С НЕСИММЕТРИЧНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ

Исследован слабо-нелинейный процесс распространения короткого импульса в волноводном слое, размер и свойства среды которого различны по разные стороны от его оси. Описание модовой структуры и нелинейной динамики огибающей проведено с учетом продольной неоднородности волноводного слоя. Локальные постоянные распространения и поперечные распределения волновых полей мод выражены через гипергеометрическую функцию.

Ключевые слова: природный волноводный канал, неоднородные среды, нелинейные волны, волноводные моды, профиль показателя преломления несимметричный, гипергеометрическое уравнение.

ВВЕДЕНИЕ

Волновые процессы различной физической природы инициируются в окружающей среде как разнообразными природными явлениями, так и в результате целенаправленного воздействия. Распространение волн в значительной степени определяется состоянием среды, поэтому систематическое наблюдение и регистрация параметров волновых процессов позволяют восстанавливать характеристики среды и судить о наличии тех или иных природных явлений. Анализ радиосигналов различных диапазонов является надежным средством диагностики ионосферы, таким образом регистрируется, например, спорадический E-слой [1, 2]. Прохождение лунной тени или солнечного терминатора сопровождается генерацией атмосферных гравитационных волн [3]. Регулярное изучение перемещающихся ионосферных возмущений [4] привело к установлению статистических распределений внутренних гравитационных волн. Исследовались волноводные каналы электромагнитных [1] и акустических [5] волн, по которым происходит распространение сигналов на дальние расстояния.

Решение задач дистанционного зондирования и мониторинга природных сред требует совершенствования аналитических подходов к описанию волновых, в том числе и нелинейных, процессов и расширения класса математических зависимостей, прилагаемых к моделированию исследуемой среды. В работе [6] изучались проявления волноводной и материальной дисперсии в нелинейном распространении электромагнитных или акустических волн, однако применимость полученных результатов ограничивалась волноводами с симметричными относительно оси свойствами. С помощью кусочно-непрерывных зависимостей моделировалось распространение дециметровых и более коротких волн в тропосфере [7] и ионосфере [8]. В настоящей работе ставится цель аналитически описать модовую структуру и нелинейную динамику огибающей короткого импульса в волноводном слое, свойства которого несимметричны относительно его осевой линии.

ЭФФЕКТИВНАЯ МОДЕЛЬ СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Понятие показателя преломления среды может быть введено для волновых процессов различной физической природы. В случае электромагнитных волн он равен отношению скорости света в вакууме к фазовой скорости монохроматической волны в данной точке среды, для других типов волн это определение не столь тривиально, однако также может быть введено аналогичным образом. Волноводные каналы в среде формируются за счет специфиче-

ского пространственного распределения показателя преломления. Осью волноводного канала является линия (плоскость), на которой имеется локальный максимум показателя преломления. Свойства волноводного канала могут меняться вдоль его оси, однако скорость таких изменений должна быть много меньшей по сравнению со скоростью изменений в поперечном направлении.

В настоящей работе рассматривается слоистая среда (двумерная геометрия), в которой волноводный слой формируется зависимостью β – линейной части показателя преломления – от координаты z . В литературе достаточно хорошо исследованы симметричные волноводные слои, когда функция β^2 четная, однако применение теории к реальным природным процессам требует изучения волноводных каналов с различными свойствами по разные стороны от оси. Ниже в качестве модельной принимается функция

$$\beta^2(z, s) = \begin{cases} a_1^2(s) + \frac{b_1^2(s)}{\operatorname{ch}^2(\eta_1(s)z)}, & z < 0 \\ a_2^2(s) + \frac{b_2^2(s)}{\operatorname{ch}^2(\eta_2(s)z)}, & z > 0 \end{cases}, \quad (1)$$

допускающая зависимость от продольной координаты с ограничением $\frac{\partial \beta}{\partial s} \ll \frac{\partial \beta}{\partial z}$. Распределение (1) представлено на рис. 1, параметры a_1^2 и a_2^2 характеризуют свойства среды по разные стороны от волноводного слоя, ширина слоя определяется параметрами η_1 и η_2 соответственно, а высота профиля β^2 задается параметрами b_1^2 и b_2^2 , связанными соотношением

$$a_1^2(s) + b_1^2(s) = a_2^2(s) + b_2^2(s), \quad (2)$$

при этом обеспечена не только непрерывность, но и гладкость (наличие первой производной) профиля квадрата показателя преломления.

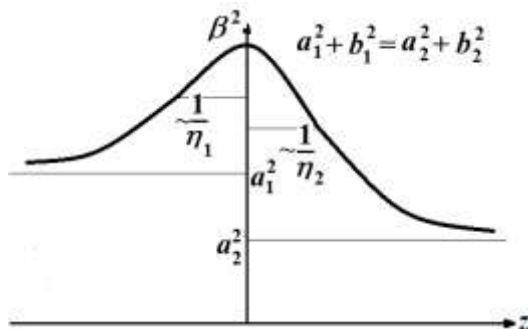


Рис.1. Модельный профиль квадрата показателя преломления волноводного слоя

Распространение модулированного импульса с высокочастотным заполнением большой амплитуды сопровождается нелинейными эффектами. Их описание осуществляется введением в квадрат показателя преломления w дополнительного слагаемого, зависящего от амплитуды волны:

$$w(z, s; |p|) = \beta^2(z, s) + \frac{1}{2} \alpha(z, s) |p|^2. \quad (3)$$

Таким образом учитывается квадратичная зависимость от амплитуды, параметр α – аналог электродинамического коэффициента Керра.

СТРУКТУРНЫЕ КОМПОНЕНТЫ ИМПУЛЬСА В ВОЛНОВОДНОМ СЛОЕ

Распространение импульса в нелинейной неоднородной среде подчиняется нелинейному волновому уравнению

$$\Delta p - w \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = 0, \quad (4)$$

которое записано с использованием безразмерных пространственных и временной переменных, квадрат показателя преломления выражается формулой (3). Волноводный характер процесса распространения предполагает выполнение граничного условия

$$\lim_{z \rightarrow \pm\infty} p = 0, \quad (5)$$

означающего локализацию волнового поля в окрестности оси $z = 0$. В работе предполагается слабо-нелинейный режим, при котором не происходит самофокусировки поля, и его локализация обеспечивается исключительно волноводными свойствами распределения (1), (2). Нелинейность же проявляется во временной динамике огибающей и зависит от продольной координаты.

Решение задач (4) и (5) в главном приближении запишется в виде

$$p(z, s, t) = P_0(z, s)E(\vartheta, s)\exp\{i(\int_0^s r(s') ds' - t)\}, \quad (6)$$

где $E(\vartheta, s)$ – огибающая с фазой $\vartheta = \int_0^s q(s') ds' - t$, отличающейся от фазы высокочастотного заполнения. Функция $r(s)$ представляет собой локальную постоянную распространения. Отметим, что в случае продольно однородного слоя r и q являются константами, а функция P_0 не зависит от координаты s .

МОДЫ ИМПУЛЬСА В НЕСИММЕТРИЧНОМ ВОЛНОВОДНОМ СЛОЕ

Поперечное распределение волнового поля P_0 определяется как решение уравнения

$$\frac{d^2 P_0}{dz^2} + (\beta^2(z, s) - r^2(s))P_0 = 0 \quad (7)$$

с граничными условиями (5). Поскольку свойства слоя кусочно-непрерывны [см. выражение (1)], то решение уравнения (7) будем искать в виде:

$$P_0(z, s) = \begin{cases} \frac{P_{01}(s)F_1(z, s)}{\operatorname{ch}^{K_1(s)}(\eta_1(s)z)} & , z < 0 \\ \frac{P_{02}(s)F_2(z, s)}{\operatorname{ch}^{K_2(s)}(\eta_2(s)z)} & , z > 0 \end{cases} \quad (8)$$

В результате подстановки выражения (8) в уравнение (7) получим уравнение для функций $F_{1,2}$:

$$\frac{d^2 F}{dz^2} - 2K\eta \operatorname{th}(\eta z) \frac{dF}{dz} - (\eta^2 K(K+1) - b^2) \frac{F}{\operatorname{ch}^2(\eta z)} = 0 \quad (9)$$

(где индексы у F , K , b и η опущены) и соотношения:

$$K_1(s) = \frac{\sqrt{r^2(s) - a_1^2(s)}}{\eta_1(s)}, \quad K_2(s) = \frac{\sqrt{r^2(s) - a_2^2(s)}}{\eta_2(s)}, \quad (10)$$

связывающие показатели степени в выражении (8) с локальной постоянной распространения в формуле (6). Заменой переменной

$$y = \frac{1}{1 + e^{-2\eta_1 z}} \quad (11)$$

выражение (9) сводится к гипергеометрическому уравнению:

$$y(1-y) \frac{d^2 F_1}{dy^2} + (K_1 + 1 - (2K_1 + 1)y) \frac{dF_1}{dy} - \left(K_1(K_1 + 1) - \frac{b_1^2}{\eta_1^2} \right) F = 0, \quad (12)$$

решение которого, ограниченное при $z \rightarrow -\infty$, представляется как

$$F_1(z, s) = \mathcal{F} \left(K_1(s) + \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{b_1^2(s)}{\eta_1^2(s)} + \frac{1}{4}}, K_1(s) + \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{b_1^2(s)}{\eta_1^2(s)} + \frac{1}{4}}; K_1(s) + 1; \frac{1}{1+e^{-2\eta_1(s)z}} \right) \quad (13)$$

с помощью стандартного гипергеометрического ряда [9]. Для построения решения уравнения (7) при $z > 0$ необходимо воспользоваться заменой:

$$y = \frac{1}{1+e^{2\eta_2 z}}, \quad (14)$$

тогда выражением

$$F_2(z, s) = \mathcal{F} \left(K_2(s) + \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{b_2^2(s)}{\eta_2^2(s)} + \frac{1}{4}}, K_2(s) + \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{b_2^2(s)}{\eta_2^2(s)} + \frac{1}{4}}; K_2(s) + 1; \frac{1}{1+e^{2\eta_2(s)z}} \right) \quad (15)$$

представляется функция, ограниченная при $z \rightarrow +\infty$. Из условия непрерывности P_0 и производной по z получается трансцендентное характеристическое уравнение:

$$\begin{aligned} & \frac{\eta_1}{2} \frac{K_1^2 + K_1 - \frac{b_1^2}{\eta_1^2}}{K_1 + 1} \mathcal{F} \left(K_1 + \frac{3}{2} - \sqrt{\frac{b_1^2}{\eta_1^2} + \frac{1}{4}}, K_1 + \frac{3}{2} + \sqrt{\frac{b_1^2}{\eta_1^2} + \frac{1}{4}}; K_1 + 2; \frac{1}{2} \right) \mathcal{F} \left(K_2 + \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{b_2^2}{\eta_2^2} + \frac{1}{4}}, K_2 + \right. \\ & \left. + \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{b_2^2}{\eta_2^2} + \frac{1}{4}}; K_2 + 1; \frac{1}{2} \right) + \frac{\eta_2}{2} \frac{K_2^2 + K_2 - \frac{b_2^2}{\eta_2^2}}{K_2 + 1} \mathcal{F} \left(K_2 + \frac{3}{2} - \sqrt{\frac{b_2^2}{\eta_2^2} + \frac{1}{4}}, K_2 + \frac{3}{2} + \sqrt{\frac{b_2^2}{\eta_2^2} + \frac{1}{4}}; K_2 + \right. \\ & \left. + 2; \frac{1}{2} \right) \mathcal{F} \left(K_1 + \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{b_1^2}{\eta_1^2} + \frac{1}{4}}, K_1 + \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{b_1^2}{\eta_1^2} + \frac{1}{4}}; K_1 + 1; \frac{1}{2} \right) = 0. \end{aligned} \quad (16)$$

для определения локальной постоянной распространения $r(s)$. Искомая величина входит в уравнение (16) посредством соотношений (10). Наличие множителей $P_{01}(s)$ и $P_{02}(s)$ позволяет ввести нормировку $\int_{-\infty}^{+\infty} P_0^2(z, s) dz = 1$, необходимую для последующего аналитического описания нелинейной динамики огибающей.

В зависимости от параметров волноводного слоя уравнение (16) может иметь разное количество решений $r_m(s)$, тем самым определяется совокупность мод, которые могут распространяться в данном волноводном слое. В предельном случае, когда $a_1(s) \approx a_2(s)$, $b_1(s) \approx b_2(s)$, $\eta_1(s) \approx \eta_2(s)$, получаются характеристики мод, совпадающие с ранее полученными при рассмотрении симметричного волноводного слоя. Максимальное значение индекса m равняется $\sqrt{\frac{b^2}{\eta^2} + \frac{1}{4}} - \frac{1}{2}$. Пример соответствующего расчета представлен на рис.2. В случае произвольных характеристик несимметричного волноводного слоя (1) решение уравнения (16) осуществляется стандартными численными методами.

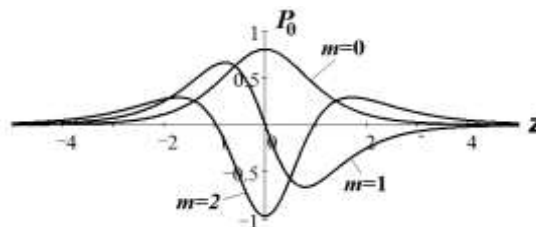


Рис.2. Нормированные поперечные распределения волновых полей мод $m = 0, 1, 2$

НЕЛИНЕЙНАЯ ДИНАМИКА ОГИБАЮЩЕЙ ИМПУЛЬСА

В ходе асимптотического решения нелинейного волнового уравнения (4) происходит разделение единого процесса на линейную и нелинейную части. Линейная компонента состоит

в формировании модовой структуры высокочастотного заполнения в волноводном слое. Эволюция огибающей импульса составляет содержание нелинейной компоненты.

В соответствии с представлением импульса (6) для описания огибающей прежде всего необходимо определить ее фазовую функцию ϑ , выражающуюся через $q(s)$. Пользуясь изложенной в [6, 10] методикой, получаем

$$q(s) = r(s) + \frac{1}{r(s)} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\frac{\partial P_0}{\partial z} \right)^2 dz \quad (17)$$

и уравнение для огибающей $E(\vartheta, s)$:

$$2ir(s) \frac{\partial E}{\partial s} + g(s) \frac{\partial^2 E}{\partial \vartheta^2} + ir'(s)E + h(s)|E|^2 E = 0, \quad (18)$$

при этом коэффициент $g(s)$ выражается через параметры материальной и волноводной дисперсии волноводного слоя [6], а коэффициент $h(s)$ пропорционален параметру α (3) нелинейности показателя преломления среды. Нелинейное уравнение Шредингера (18) имеет локализованные (солитонного типа) решения, естественным образом описывающие огибающую короткого импульса с высокочастотным заполнением.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Адекватное описание процессов распространения коротких импульсов в природных волноводных каналах может основываться лишь на таком математическом аппарате, который учитывает плавную неоднородность среды. Однако разработка такого аппарата сталкивалась со значительными трудностями, и свойства сред либо моделировались кусочно-постоянными функциями, либо при допущении непрерывных неоднородностей предполагалась их симметрия относительно оси волноводного канала. В настоящей работе осуществлено аналитическое описание мод и нелинейной динамики огибающей короткого импульса для реалистичной модели волноводного слоя с несимметричным относительно оси заполнением и с продольной неоднородностью.

Список используемых источников

1. Спорадический слой E при воздействии мощным КВ радиоизлучением / К.М. Юсупов [и др.] // Труды XXVI Всероссийской открытой научной конференции по распространению радиоволн. – Казань: Изд-во Казанского университета, 2019. – Т. 2. – С. 124–127.
2. Zaalov N.Y., Moskaleva E.V. Statistical analysis and modelling of sporadic E layer over Europe // Advances in Space Research. – 2019. – Vol. 64, № 6. – P. 1243–1255.
3. Сомсиков В.М. Солнечный терминатор и динамические процессы в атмосфере // Геомагнетизм и аэрономия. – 2011. – Т. 51, № 6. – С. 723–735.
4. Алсаткин С.С., Медведев А.В., Ратовский К.Г. Особенности метода восстановления Ne на иркутском радаре некогерентного рассеяния // Солнечно-земная физика. – 2020. – Т. 6, № 1. – С.97–110.
5. Diamond M. Sound channels in the atmosphere // Journal of Geophysical Research. – 1963. – Vol. 68, № 11. – P. 3459–3464.
6. Бисярин М.А. Влияние дисперсионных свойств волноводного канала на модовые характеристики и огибающую мощного сигнала // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. – 2019. – Вып. 670. – С. 91–95.
7. Светличный В.А., Смирнова О.В. Моделирование характеристик распространения УКВ в различных радиометеорологических условиях на основе метода нормальных волн // Труды

XXVI Всероссийской открытой научной конференции по распространению радиоволн. – Казань: Изд-во Казан. ун-та, 2019. – Т. 1. – С. 414–417.

8. *Zernov N.N., Driuk A.V.* Coherence properties of high-frequency wave field propagating through inhomogeneous ionosphere with anisotropic random irregularities of electron density: 1. Theoretical background // *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*. – 2020. – Vol. 205 [105313].

9. *Олвер Ф.* Асимптотика и специальные функции. – М.: Наука, 1990. – 528 с.

10. *Бисярин М.А.* Модовый состав и огибающая мощного акустического импульса в неоднородном волноводном канале // Труды Всероссийской открытой научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн». – Муром: Изд-во Муромского института (филиала) ВГУ, 2019. – С. 196–201.

Е.В. Благодыренко,
кандидат технических наук;
И.П. Коробченко;
Г.Н. Мальцев,
доктор технических наук, профессор

ОГРАНИЧЕНИЯ НАБЛЮДЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НАЗЕМНЫМИ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫМИ СИСТЕМАМИ В НОЧНОЕ ВРЕМЯ И В СУМЕРКИ

В статье проанализированы необходимые и достаточные условия для наблюдения космических объектов наземными оптико-электронными системами в пассивном режиме работы с солнечной подсветкой. Показано, что рассмотренные ограничения необходимо учитывать при планировании сеансов наблюдения космических объектов, поскольку вследствие нахождения части их траектории в зоне тени Земли наблюдения становятся возможными в течение ограниченного интервала времени в ночное время и в сумерки.

Ключевые слова: космический объект, оптико-электронная система, геометрические условия наблюдения.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время основным типом средств для наблюдения космических объектов (КО) являются наземные оптико-электронные системы (ОЭС). Они используются для наблюдения КО на околоземных орбитах во всем диапазоне высот их полета в интересах траекторных измерений, мониторинга космической обстановки, каталогизации космических аппаратов и объектов «космического мусора» и предупреждения об опасных ситуациях в околоземном космическом пространстве [1–3]. Преобладающим режимом работы наземных ОЭС наблюдения КО является пассивный режим, в котором используется естественная солнечная подсветка КО в видимом оптическом диапазоне, на который приходится спектральный максимум солнечного излучения.

Основными элементами наземных ОЭС наблюдения КО являются функционально взаимосвязанные оптическая система (оптический телескоп), фотоприемное регистрирующее устройство и средства предварительной обработки результатов наблюдения. Пассивный режим работы накладывает ряд ограничений на процесс функционирования наземных ОЭС наблюдения КО, связанных с возможностями приема и регистрации оптического излучения солнечной подсветки, отраженного от наблюдаемых КО [4–7]. Эти ограничения необходимо учитывать при планировании применения наземных ОЭС наблюдения КО. В настоящей статье проведен анализ данных ограничений, существенных для планирования применения наземных ОЭС наблюдения КО, работающих в пассивном режиме.

УСЛОВИЯ ДЛЯ НАБЛЮДЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Обнаружение и распознавание КО в наземных ОЭС наблюдения, работающих в пассивном режиме, осуществляется по рассеянному поверхностью КО солнечному излучению. При этом КО будет наблюдаться в заданном пункте размещения ОЭС при одновременном наличии двух условий: первое – должны выполняться условия видимости КО, второе – должны соблюдаться условия наблюдения КО.

Под условиями видимости КО будем понимать совокупность геометрических условий, определяющих теоретическую возможность оптического обнаружения КО с заданными характеристиками для данного пункта размещения ОЭС. В пассивном режиме работы назем-

ной ОЭС наблюдение КО без собственного источника освещения возможно только при его освещении Солнцем, т. е. вне зоны тени Земли (теневого участка орбиты). При решении задач мониторинга космической обстановки и предупреждения об опасных ситуациях в околоземном космическом пространстве наибольший практический интерес представляет наблюдение низкоорбитальных КО, к которым принято относить КО с высотами орбит до 2000 км. Как показывает анализ, условия видимости таких КО выполняются, в основном, в сумерки для пункта расположения наблюдателя (наземной ОЭС). В дневное время оптические наблюдения КО невозможны из-за высокого уровня фонового шума небесного свода, рассеивающего солнечное излучение, а в ночное время КО попадает в зону тени Земли. В результате вечерние и утренние сумерки оказываются двумя периодами за сутки, когда создаются наиболее благоприятные условия для наблюдения КО.

При проведении астрономических наблюдений сумерки принято подразделять на гражданские, навигационные, астрономические [8, 9]. Каждый вид сумерек характеризуется определенными зенитными углами положения Солнца Z_{\odot} , как это показано на рис. 1. В данном случае зенитные углы $Z_{\odot} > 90^{\circ}$, поскольку они соответствуют нахождению Солнца за горизонтом для наблюдателя (наземного пункта наблюдения).



Рис. 1. Виды сумерек

Продолжительность сумерек τ_c зависит от географической широты пункта наблюдения φ и времени года (угла склонения Солнца δ_{\odot}). Самые короткие сумерки на экваторе ($\sec \varphi = 1$), в течение года общий сумеречный период на экваторе составляет в среднем 9,5% от общей продолжительности суток. С увеличением широты пункта наблюдения φ продолжительность сумерек увеличивается и для широт $\varphi \leq 60^{\circ}$ может оцениваться с использованием выражения $\tau_c(\varphi) = \tau_c(0) \cdot \sec \varphi$, где $\tau_c(0)$ – продолжительность суток на экваторе для данного времени года.

Для заданной широты пункта наблюдения φ продолжительность сумерек тем больше, чем больше угол склонения Солнца δ_{\odot} . Угол склонения Солнца составляет $\delta_{\odot} = 0$ в дни равноденствий и достигает наибольшего значения $\delta_{\odot} = 23^{\circ}27'$ в дни солнцестояний. Поэтому самые короткие сумерки в течение года бывают в дни равноденствий, а самые продолжительные – в дни солнцестояний. На экваторе продолжительность сумерек в течение года изменяется слабо. С увеличением широты пункта наблюдения φ продолжительность сумерек увеличивается, при этом выполняется неравенство $90^{\circ} - \varphi - \delta_{\odot} < h_{\odot}$, где $h_{\odot} = Z_{\odot} - 90^{\circ}$ – угол (глубина) погружения Солнца под горизонт.

Пусть допустимый для проведения оптических наблюдений КО уровень фонового шума небесного свода обеспечивается в навигационные сумерки. Они наступают при погружении Солнца под горизонт на угол $h_{\odot} = 6^{\circ}51'$, при этом линия терминатора на ту же величину смещается от зенита к западу. Следовательно, в данном случае угол $6^{\circ}51'$ между линией терминатора и пунктом наблюдения накладывает ограничения наклонение орбиты наблюдаемых КО. Следует также отметить, что в один и тот же сумеречный период видимости прохождения одного и того же КО над определенным пунктом наблюдения могут быть только одноименные – или восходящие или нисходящие. Если КО вечерами наблюдался на вос-

ходящих витках, то в смежный утренний период видимости он будет наблюдаться на нисходящих витках. При благоприятных условиях КО может дважды наблюдаться в течение одних суток – и вечером, и утром. Вероятность такого явления больше для высокоорбитальных КО и меньше для низкоорбитальных КО.

Для того чтобы КО был освещен Солнцем в течение всего периода обращения по орбите, наклонение его орбиты i к плоскости экватора должно составлять $i \geq 90^\circ - e - \xi$, где $e = 23^\circ 27'$ – угол наклона эклиптики к экватору; ξ – угол геоцентрической тени, определение которого поясняется на рис. 2. Угол геоцентрической тени определяется по формуле $\xi = \arcsin \left[\frac{\sqrt{H_{КО}(2R_3 + H_{КО})}}{R_3 + H_{КО}} \right]$, где R_3 – радиус Земли, $H_{КО}$ – высота орбиты КО. Значения угла геоцентрической тени ξ для различных высот орбиты КО $H_{КО}$ приведены в табл. 1.

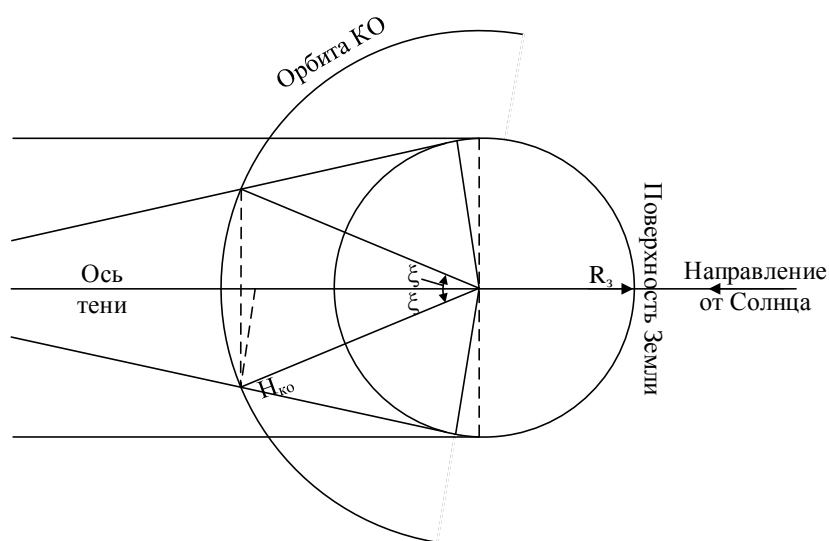


Рис. 2. Определение угла геоцентрической тени ξ

Таблица 1

Значения угла геоцентрической тени в зависимости от высоты орбиты КО

$H_{КО}$, КМ	150	200	300	500	1000	8000	12756	19134	35870
ξ	12°08'	14°10'	17°13'	21°59'	30°11'	66°31'	70°34'	75°47'	81°27'

Чем больше $H_{КО}$, тем при большем погружении Солнца под горизонт возможно наблюдение КО и тем больше может быть продолжительность его наблюдения. Так, при значениях $H_{КО}$, равных 320 км, 500 км и 1000 км, КО возможно наблюдать при погружении Солнца под горизонт на углы 18°, 22° и 30° соответственно. С учетом определения угла ξ условие освещенности КО Солнцем в течение всего периода обращения по орбите выполняется, в основном, для среднеорбитальных и высокоорбитальных КО.

Солнечная подсветка создает блеск КО, который регистрируется фотоприемным регистрирующим устройством ОЭС наблюдения. Еще одним из условий наблюдения КО наземными ОЭС является ограничение дальности оптической видимости, представляющей собой предельное расстояние, на котором определенный уровень блеска КО уже не может быть зарегистрирован. В общем случае дальность оптической видимости определяется энергетическим потенциалом ОЭС наблюдения и зависит от величины освещенности, создаваемой наблюдаемым КО, уровня шумов регистрации, формы и размеров КО и альbedo его поверхности, прозрачности атмосферы, а также характеристик ОЭС (диаметра телескопа и чувствительности фотоприемного устройства) [10, 11]. В ночное время и в сумерки при низком

уровне фонового шума небесного свода уровень шумов регистрации, ограничивающих дальность оптической видимости, определяется чувствительностью фотоприемного регистрирующего устройства.

При наблюдении КО в условиях солнечной подсветки блеск КО и дальность его оптической видимости зависят от ракурса наблюдения, т. е. от взаимного положения Солнца, КО и наземной ОЭС. Ракурс наблюдения КО с точки зрения создаваемого им светового потока на входном зрачке ОЭС принято характеризовать фазовым углом наблюдения. На рис. 3 показана освещенность КО для одного пункта наблюдения при различных фазовых углах. С разовым углом наблюдения связана эффективная площадь рассеяния (ЭПР) наблюдаемого КО, от которой зависит энергетический потенциал ОЭС.

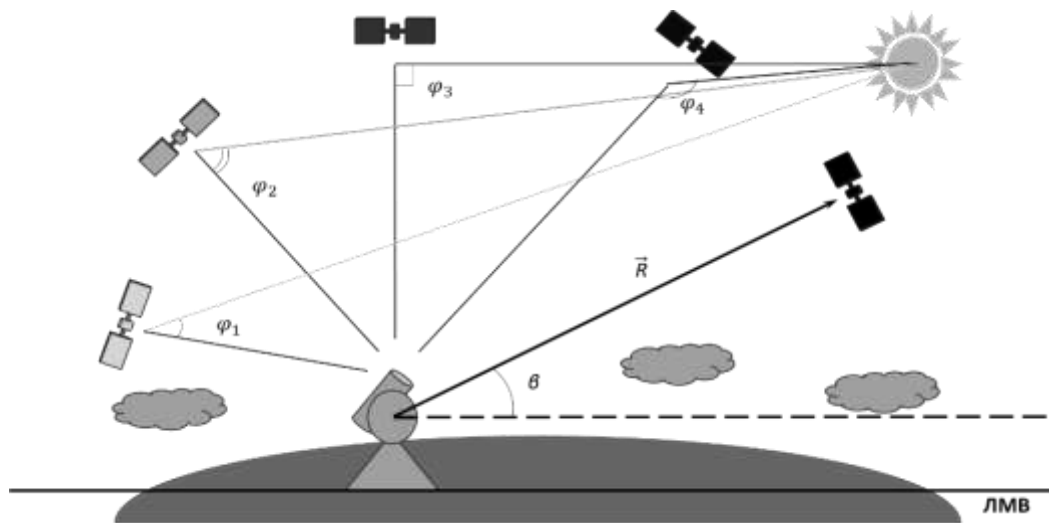


Рис. 3. Наблюдение КО наземной ОЭС при различных фазовых углах

Дальность оптической видимости также зависит от зенитного угла наблюдения КО наземной ОЭС, поскольку на различных зенитных углах имеет место различное ослабление блеска наблюдаемого КО атмосферой. Ослабление оптического излучения в атмосфере усиливается с увеличением зенитного угла Z_{\odot} направления на источник излучения. Блеск КО часто измеряют в звездных величинах m . При изменении зенитного угла Z_{\odot} от 0° до 90° изменение звездной величины наблюдаемого КО может достигать $\Delta m = 3^m$, что соответствует уменьшению в 16 раз блеска одного и того же КО в горизонте по сравнению с его блеском в зените.

Таким образом, для возможности наблюдения КО наземной ОЭС должны выполняться так называемые геометрические условия: в пункте размещения ОЭС должны быть сумерки или ночь (наблюдатель должен находиться в тени Земли), сам КО должен находиться выше плоскости горизонта ОЭС и освещаться лучами (восходящего или заходящего) Солнца, не находясь в тени Земли, как это показано на рис. 4. Следует отметить, что преобладающее число низкоорбитальных и ряд среднеорбитальных и высокоорбитальных КО имеют теневые участки. В то же время значительная продолжительность нахождения высокоорбитальных КО вне зоны тени Земли при условии достаточной ЭПР оказывает определяющее влияние на возможности их наблюдения наземными ОЭС в пассивном режиме работы.

В целом под условиями наблюдения КО (в отличие от условий видимости) наземными ОЭС следует понимать совокупность орбитальной, метеорологической и местной обстановки, в которой производятся работы по наблюдению КО в определяемый момент времени. Орбитальная обстановка определяется взаимным пространственным положением КО, Солнца и Луны по отношению к наблюдателю в момент наблюдения КО, а также характеристиками КО (размеры, форма, отражательная способность поверхности, высота орбиты), влияющими на дальность его оптической видимости.

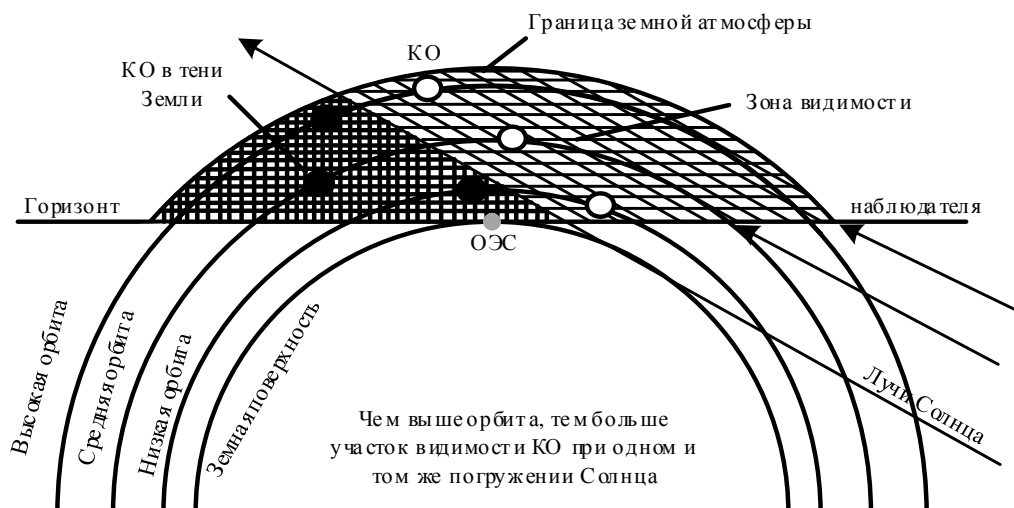


Рис. 4. Геометрические условия видимости КО

Метеорологическая обстановка определяется состоянием неба, прозрачностью атмосферы, альбедо земной поверхности в районе пункта в период наблюдений, а также угловым возвышением КО над горизонтом, от которого зависит величина атмосферного поглощения излучения КО и его световая контрастность по отношению к фону небесного свода. Местная обстановка определяется расположением пункта наблюдения ОЭС на местности учитывает такие явления, как астроклимат в пункте расположения ОЭС и текущее состояние (прозрачность) атмосферы, наличие углов затенения и местных источников оптического излучения.

Общее число ясных ночей в году, астроклимат, прозрачность атмосферы, суммарная продолжительность ночного и сумеречного периода времени, пригодного для наблюдений КО, составляют в совокупности астроклиматическую характеристику пункта расположения ОЭС и формируют ограничения на планирование сеансов наблюдений КО [12]. Дополнительным фактором является характер задач наблюдения КО, решаемых ОЭС. Для малогабаритных ОЭС (с телескопами диаметром до нескольких десятков сантиметров), предназначенных для получения координатной информации о КО, в основном, присущи ограничения, связанные с уровнем фонового шума небесного свода. Для крупногабаритных ОЭС (с телескопами диаметром в единицы метров), предназначенных для получения некоординатной информации о КО, в качестве дополнительного ограничения может выступать влияние турбулентности атмосферы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные ограничения, накладываемые на процесс наблюдения КО наземными ОЭС вследствие их работы в пассивном режиме, обусловлены условиями солнечной подсветки КО и их видимости КО с учетом нахождения вне зоны тени Земли. Эти ограничения существенны при наблюдении КО во всем диапазоне высот их орбит, но наиболее существенны при наблюдении низкоорбитальных КО с высотой орбиты до 2000 км. Использованный подход к анализу условий наблюдения КО может быть использован при планировании проведения сеансов наблюдения КО наземными ОЭС в интересах траекторных измерений, мониторинга космической обстановки и предупреждения об опасных ситуациях в околоземном космическом пространстве. С учетом рассмотренных ограничений на этапе планирования сеансов наблюдений КО наземными ОЭС может быть определен контролируемый участок траектории КО и имеющиеся ОЭС распределены по времени проведения сеансов наблюдения интересующих КО.

Список используемых источников

1. *Гаврилин Е.В.* Эпоха «классической» РКО. – М.: Техносфера, 2008. – 164 с.
2. *Муртазов А.К.* Мониторинг загрязнений околоземного космического пространства оптическими средствами. – Рязань: РГУ, 2010. – 248 с.
3. *Вениаминов С.С.* Космический мусор – угроза человечеству. – М.: ИКИ РАН, 2013. – 207 с.
4. *Мальцев Г.Н., Токарев С.В.* Анализ условий наблюдения за техногенными космическими объектами наземными оптико-электронными системами // *Оптический журнал*. – 2001. – № 4. – С. 16–20.
5. Особенности наблюдения высокоорбитальных спутников наземными оптическими средствами / *С.В. Логунов [и др.]* // *Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения*. – 2019. – № 4. – С. 19–23.
6. *Мальцев Г.Н.; Коробченко И.П.* Анализ условий обнаружения высокоорбитальных космических объектов наземными оптико-электронными системами // *Вопросы радиоэлектроники. Техника телевидения*. – 2020. – № 1. – С. 3–12.
7. *Мальцев Г.Н., Назаров А.В., Коробченко И.П.* Анализ ограничений наблюдения космических объектов наземными оптико-электронными системами условиями солнечной подсветки // *Вопросы радиоэлектроники. Техника телевидения*. – 2020. – № 3. – С. 38–50.
8. *Матвеев Л.Т.* Курс общей метеорологии. Физика атмосферы. – Л.: Гидрометеиздат, 1984. – 752 с.
9. *Уокер Г.* Астрономические наблюдения: пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 352 с.
10. *Воробьев В.И.* Оптическая локация для радиоинженеров. – М.: Радио и связь, 1983. – 176 с.
11. *Орлов В.М., Самохвалов И.В.* Сигналы и помехи в лазерной локации. – М.: Радио и связь, 2001. – 264 с.
12. Оценка возможностей наблюдений ИСЗ пассивными оптическими средствами в сумеречных и дневных условиях / *С.Ф. Бондарь [и др.]* // *Оптический журнал*. – 1994. – № 3. – С. 70–77.

Ю.И. Бова*;

А.С. Крюковский*;

доктор физико-математических наук, профессор;

Б.Г. Кутуза**;

доктор физико-математических наук, профессор;

Д.С. Лукин*;

доктор физико-математических наук, профессор;

Д.В. Растягаев*;

кандидат физико-математических наук, доцент

* АНО ВО «Российский Новый Университет», г. Москва.

** Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН, г. Москва.

ВЛИЯНИЕ ЭКВАТОРИАЛЬНОЙ АНОМАЛИИ ИОНОСФЕРЫ НА ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОВОЛН ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

Методом бихарактеристик Гамильтона-Лукина исследованы поляризационные характеристики радиоволн декаметрового диапазона, распространяющихся в области экваториальной аномалии ионосферы. Проанализированы зависимости скорости изменения фазы вдоль лучей от высоты, а также разности показателей преломления обыкновенной и необыкновенной волны. Исследованы зависимости девиации фазы и угла фарадеевского вращения от группового времени и горизонтальной координаты в точке приема сигнала космического аппарата с учетом изменения величины и ориентации магнитного поля, а также влияния экваториальной аномалии ионосферы Земли.

Ключевые слова: поляризация, ионосфера, экваториальная аномалия, распространение радиоволн, девиация фазы, фарадеевское вращение, Р-диапазон.

ВВЕДЕНИЕ

Рассмотрены поляризационные характеристики радиоволн высокочастотного диапазона, распространяющихся в ионосфере Земли, содержащей экваториальную аномалию. Линии равного уровня электронной концентрации, построенные по данным радиотомографии [1, 2], приведены на рис. 1. Значения электронной концентрации показаны в легенде, приложенной к рисунку, где единица соответствует 10^6 эл./см³, а r – это кратчайшее расстояние от поверхности Земли до космического аппарата, Lat – широта в градусах. Рисунок построен на основе результатов измерений, проводившихся 3 сентября 1994 года (время 06:20 UT), вдоль меридиана 121° в. д.

Актуальность исследования определяется необходимостью оценки влияния ионосферы Земли на работу бортовых радиолокаторов с синтезированной апертурой [3] в Р-диапазоне, нахождения параметров ионосферы методом радиотомографии [1, 4] при радиопросвечивании с использованием низколетящих космических аппаратов (КА) в сочетании с данными навигационной системы ГЛОНАС, а также необходимостью выработки рекомендаций по планированию и проведению космических экспериментов. Целью работы являлся анализ влияния системы факторов, возникающих при распространении

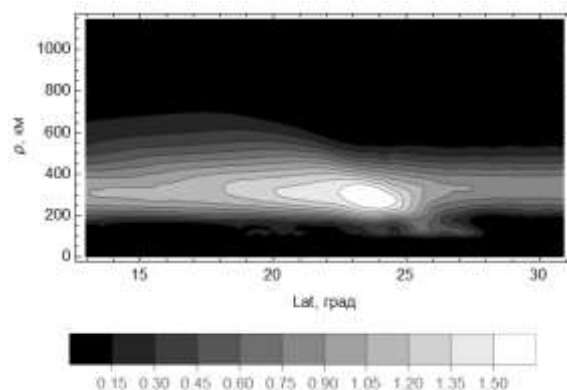


Рис. 1. Распределение электронной концентрации

радиосигналов с различными рабочими частотами декаметрового диапазона через ионосферную плазму, на поворот плоскости поляризации и фазовый сдвиг. Расчеты выполнены для трех рабочих частот: 300, 400 и 500 МГц, причем частота 400 МГц соответствует *P*-диапазону. В отличие от [5–8], в которых рассматривались высокоширотная и среднеширотная модели ионосферы Земли, в настоящей работе рассмотрена низкоширотная модель ионосферы.

Для расчета поляризационных характеристик величины и ориентации магнитного поля Земли вдоль траектории космического аппарата были взяты из [9, 10]. Магнитное поле задано тремя параметрами: величиной магнитного поля H_0 , углом φ , который противоположен углу магнитного склонения D , и углом γ , который противоположен углу магнитного наклона I . Параметры H_0 , φ и γ меняются с широтой. Вдоль выбранной трассы, которая практически совпадает с меридианом, магнитное склонение D и угол φ , изменяются почти линейно и не существенно. Угол φ меняется от 1 до 5 градусов. Это изменение мало влияет на результаты моделирования [9]. Однако, угол $\gamma = -I$ изменяется от -16° до -45° градусов, что существенно при выполнении расчетов. Это изменение также практически линейно [9]. Абсолютные величины напряженности магнитного поля вдоль земной поверхности меняются незначительно: от 0,41 Э до 0,48 Э. Была также учтена зависимость абсолютной величины напряженности магнитного поля H_0 от высоты.

Для построения лучевых траекторий применена бихарактеристическая система дифференциальных уравнений Гамильтона-Лукина [11–15], в которой определяются $\vec{r} = (x, y, z)$ – декартовы координаты луча и \vec{k} – волновой вектор. Источник излучения расположен на космическом аппарате (КА), начальный волновой вектор $\vec{k}(0)$ определяется двумя углами выхода луча α , и β . В данной задаче $\beta = 0$.

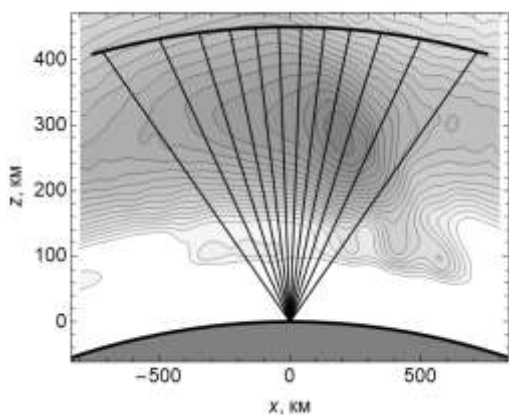


Рис. 2. Лучевые траектории

Результаты расчета лучевых траекторий из источника излучения в приемник в плоскости распространения (x, z) показаны на рис. 2. Предполагается, что КА, на котором установлен передатчик, перемещается на высоте 450 км. Траектория КА показана сплошной толстой линией. Приемник расположен в начале координат на поверхности Земли. Угол наклона лучей меняется от 150° (слева) до 30° (справа) относительно положительного направления оси x , если считать, что КА движется слева направо. На рисунке показано 12 траекторий, приходящих в точку наблюдения на фоне контурных линий электронной концентрации. Из рис. 2 следует, что в локальной системе координат ось y

направлена от читателя перпендикулярно плоскости рисунка, т. е. на запад. Декартова координата x связана с долготой Lat соотношением

$$x = (\rho + R_z) \sin(Lat - Lat_0), \quad (1)$$

в котором R_z – радиус Земли. Начало координат $x = 0$ соответствует $Lat_0 = 22^\circ$ с. ш.

ДЕВИАЦИЯ ФАЗЫ В ИОНОСФЕРНОЙ ПЛАЗМЕ

Скорость изменения фазы вдоль траектории определяется как производная фазы по групповому времени:

$$\Phi'_o(t) = \vec{k} \frac{d\vec{r}}{dt} - \omega = \Phi'(t) - \omega. \quad (2)$$

При выбранных частотах влияние ионосферы на групповое время (групповые задержки) радиосигналов незначительное. Задержка прихода сигнала зависит в основном от траектории КА. Минимальное значение задержки соответствует положению КА над приемником.

Зависимости скорости изменения фазы (девиация фазы) от высоты приведены на рис. 3 для частоты 300 МГц. При расчете использовано 50 лучей.

Для всех выбранных частот вид кривых одинаков, но отличается масштаб горизонтальной оси, поскольку ее размах обратно пропорционален рабочей частоте f . Так для частоты 300 МГц минимальное значение скорости изменения фазы порядка -2900 с^{-1} , для частоты 400 МГц минимальное значение порядка -2200 с^{-1} , а для частоты 500 МГц – порядка -1750 с^{-1} . В работах [6–9] отмечено, что локальные максимумы кривых соответствуют межслоевым долинам, а локальные минимумы – положениям максимумов ионосферных слоев. Видно, что на высоте ~ 290 км, соответствующей максимальному значению электронной концентрации в экваториальной аномалии, для лучей, близких к вертикальному, наблюдается глубокий минимум. Существуют минимумы и максимумы в нижней части рисунка (от 180 до 80 км). Они различны для лучей, пересекающих ионосферный слой под разными углами на рис. 2.

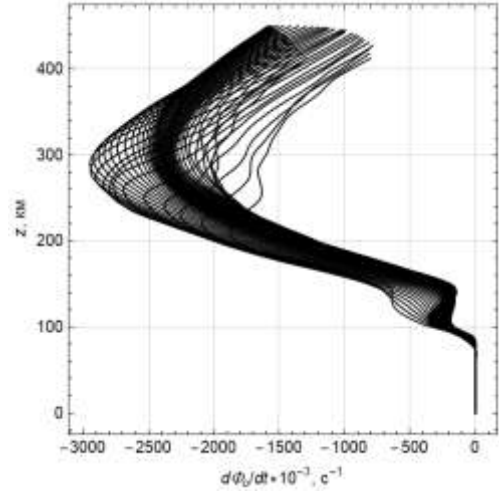


Рис. 3. Скорость изменения фазы вдоль лучей в зависимости от высоты

Интегрируя по групповому времени производную фазы (2), можно найти зависимость отклонения фазы как функцию группового времени в точке приема сигнала (рис. 4):

$$\Phi(t) = \int_0^t \Phi'(\eta) d\eta, \quad \Delta\Phi = \Phi - \omega R/c, \quad (3)$$

где $\omega R/c$ – фаза луча в отсутствии ионосферного слоя;

R – расстояние от передатчика до приемника по прямой.

По формуле (3) нетрудно найти девиацию фазы $\Delta\Phi$ (рис. 4).

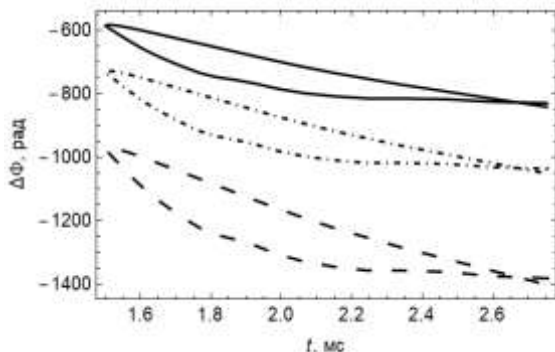


Рис. 4. Девиация фазы $\Delta\Phi$ как функция группового времени t

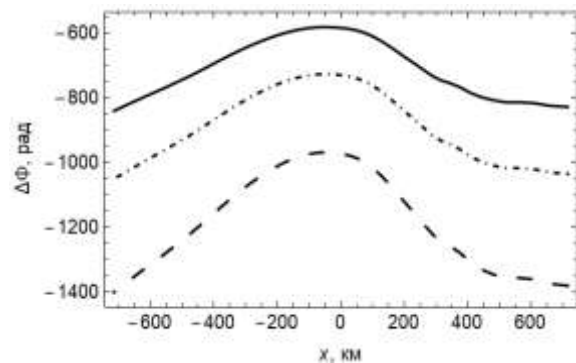


Рис. 5. Девиация фазы $\Delta\Phi$ как функция горизонтальной координаты x

Каждая из трех кривых на рис. 4, имеет две ветви. Нижняя ветвь соответствует лучам, находящимся в левой части рис. 2, а верхняя ветвь – лучам, находящимся в правой части

рис. 2. Здесь и ниже сплошная линия соответствует частоте 500 МГц, штриховая линия – частоте 300 МГц, а штрихпунктирная линия – частоте 400 МГц. Девиация фазы при минимальном значении группового времени соответствует лучу, приходящему в приемник при положении передатчика строго над источником (левый край рис. 4). Минимальная девиация фазы (по модулю) наблюдается на частоте 500 МГц, а максимальная – на частоте 300 МГц. Нерегулярность структуры ионосферы (см. рис. 2) приводит к сильной деформации как верхних, так и нижних ветвей кривых, описывающих девиацию фазы, причем на верхней ветви заметны колебания. С ростом частоты кривая становится более плавной. Также уменьшается размах кривой.

Зависимость девиации фазы от координаты x приведена на рис. 5. Значение девиации при отрицательных значениях x меньше, чем при положительных, что объясняется более высокими значениями электронной концентрации в левой части рис. 2, чем в правой. Поскольку девиация фазы на высоких частотах меньше, чем на низких, сплошная кривая расположена выше штрихпунктирной, а штрихпунктирная выше штриховой. С ростом частоты перепады в девиации на краях рис. 5 уменьшаются, а кривые сглаживаются.

ФАРАДЕЕВСКОЕ ВРАЩЕНИЕ ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Когда частота излучения радиоволн составляет сотни мегагерц, лучевые траектории, вдоль которых распространяются обыкновенная и необыкновенная волны, совпадают. Возникает эффект вращения плоскости поляризации или фарадеевское вращение. Угол Ω , на который поворачивается плоскость поляризации при распространении в анизотропной среде, может быть вычислен интегрированием вдоль лучевой траектории [8, 9, 16, 17] разности показателей преломления обыкновенной и необыкновенной волн $\Delta\mu$:

$$\Delta\mu \cong \frac{1}{2} \frac{v \sqrt{u^2 \sin^4 \theta + 4(1-v)^2 u \cos^2 \theta}}{(1-v)(1-u \cos^2 \theta) - u \sin^2 \theta} . \quad (4)$$

В выражении (4) введен параметр u , являющийся квадратом отношения гирочастоты к частоте, и угол θ между вектором напряженности магнитного поля Земли \vec{H}_0 и волновым вектором \vec{k} . Тогда угол фарадеевского вращения Ω можно представить в виде

$$\Omega(t) = \frac{1}{2} \frac{\omega}{c} \int_0^t \Delta\mu \left((dx/dt)^2 + (dy/dt)^2 + (dz/dt)^2 \right)^{1/2} dt . \quad (5)$$

Здесь ω – круговая частота, определяемая по формуле

$$\omega = 2\pi f ,$$

где f – рабочая частота излучателя;

t – групповое время;

c – скорость света [18–19].

Прежде чем перейти к результатам вычисления угла фарадеевского вращения, рассмотрим входящие в (5) функции $\Delta\mu$ и $\cos^2 \theta$, входящего в $\Delta\mu$ (4). На рис. 6 показаны зависимости $\cos^2 \theta$ от высоты z вдоль лучей. Для крайних левых лучей (рис. 2) этот параметр близок к единице, поскольку направление вектора напряженности магнитного поля близко к направлению луча (и волновому вектору) и угол $\theta \sim 0$. Для лучей, для которых $\cos^2 \theta$ близок к нулю (угол $\theta \sim \pi/2$), вектор напряженности магнитного поля почти ортогонален волновому вектору.

Параметр $\cos^2 \theta$ совместно с u и v определяет $\Delta\mu$ – разность показателей преломления обыкновенной и необыкновенной волн. На рис. 7 приведены зависимости разности $\Delta\mu$ от вы-

соты вдоль лучевых траекторий для частоты 300 МГц. Для рассматриваемых в работе частот вид кривых одинаков, но рисунки отличаются масштабом горизонтальной оси, поскольку ее размах, как правило, обратно пропорционален кубу рабочей частоты – f^3 . Поэтому, если для $f = 300$ МГц максимальное значение $\Delta\mu \sim 38 \cdot 10^{-7}$, то для частоты $f = 400$ МГц максимальное значение $\Delta\mu \sim 16 \cdot 10^{-7}$, а для частоты $f = 500$ МГц максимальное значение $\Delta\mu \sim 8 \cdot 10^{-7}$. Иная частотная зависимость возникает тогда, когда угол $\theta \sim \pi/2$. Но в этих случаях $\Delta\mu \sim 0$.

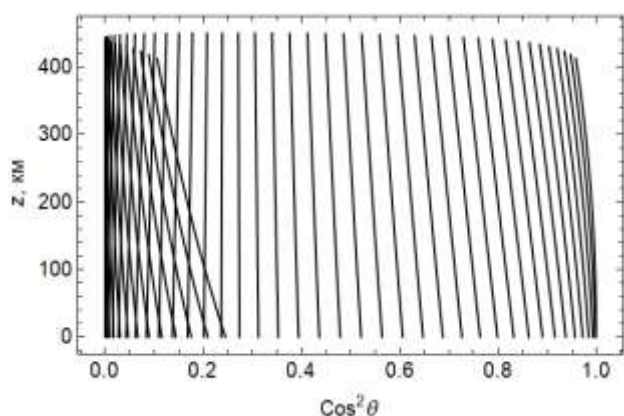


Рис. 6. Величина $\cos^2 \theta$ как функция высоты z вдоль лучей

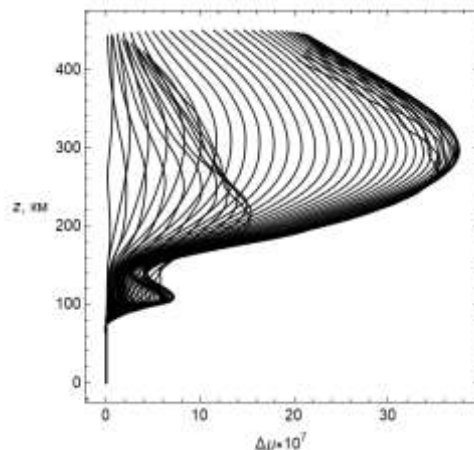


Рис. 7. Разности показателей преломления $\Delta\mu$ как функции высоты

Формы кривых на рис. 7 повторяют профили электронной концентрации вдоль лучевых траекторий. Значения $\Delta\mu$ в области главного максимума для лучей, соответствующих правой части рис. 2, где $\cos^2 \theta > 0.5$, существенно больше, чем для лучей, соответствующих левой части рисунка, где $\cos^2 \theta < 0.5$. В нижней части рис. 7, где различные группы лучей проходят области ионосферы с различной зависимостью электронной концентрации от высоты (рис.2), характер кривых существенно различается и там, где одна группа лучей формирует максимум, другая группа формирует минимум.

Рассмотрим результаты вычислений угла вращения плоскости поляризации Ω , приведенные на рис. 8 и 9.

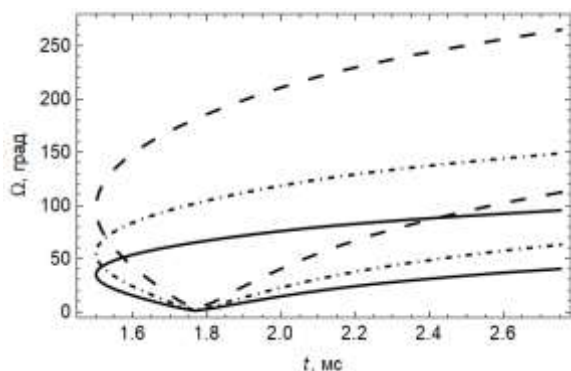


Рис. 8. Угол фарадеевского вращения Ω как функция группового времени t

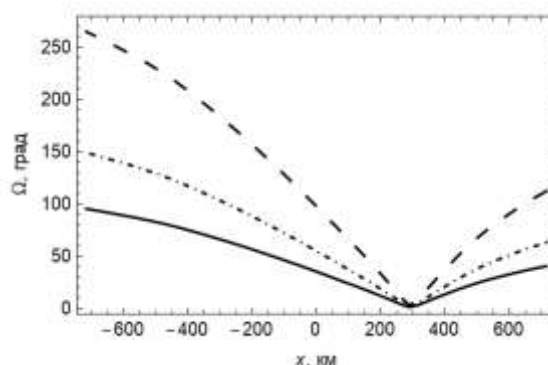


Рис. 9. Угол фарадеевского вращения Ω как функция расстояния по горизонтали x

На рис. 8 построены зависимости угла фарадеевского вращения Ω в точке приема сигнала как функции группового времени t . Поведение кривых на рис. 8 во многом аналогично поведению кривых, показанных на рис. 4, где приведена зависимость девиации фазы от группового времени. Верхние ветви кривых соответствуют лучам левой части

рис. 2, и проходят более плотные слои ионосферы, а нижние ветви кривых – лучам правой части рис.2. Вертикальные лучи соответствуют минимальным значениям группового времени t и соответственно значениям угла Ω на левом крае рис. 8. Для частоты $f = 500$ МГц значение $\Omega(t_{\min}) \sim 35^\circ$, для частоты $f = 400$ МГц значение $\Omega(t_{\min}) \sim 55^\circ$, а для частоты $f = 300$ МГц – $\Omega(t_{\min}) \sim 90^\circ$. На рис. 9 представлен угол фарадеевского вращения Ω как функция координаты x .

Рис. 9 аналогичен рис. 5, однако порядок расположения линий изменился, поскольку чем больше рабочая частота, тем меньше угол фарадеевского вращения. Как на рис. 9, так и на рис. 8 выделяется общая точка излома графиков, в которой вектор напряженности магнитного поля ортогонален волновому вектору и значение угла фарадеевского вращения близко к нулю. На рис. 8 этой точке соответствует групповое время $t \sim 1,77$ мс, а на рис. 9 – координате $x \sim 280$ км. Максимальное значение угла фарадеевского вращения Ω на этой траектории КА для частоты $f = 500$ МГц порядка 95° , для частоты $f = 400$ МГц – 150° и для частоты $f = 300$ МГц – 265° .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе выполнено математическое моделирование поляризационных характеристик радиоволн мегагерцового диапазона в окрестности экваториальной аномалии ионосферы Земли с использованием метода бихарактеристик Гамильтона-Лукина [11, 13, 15]. Исследованы скорость изменения фазы вдоль лучей от высоты и девиация фазы $\Delta\Phi$ в приемнике. Рассмотрена зависимость группового времени t прихода сигнала от координаты x выхода луча. Вычислен угол фарадеевского вращения Ω в точке приема при пролете КА в меридианном направлении с учетом изменения величины и ориентации магнитного поля и влияния экваториальной аномалии ионосферы и ее окрестностей. Расчеты выполнены для трех частот: 300 МГц, 400 МГц и 500 МГц.

Список используемых источников

1. Куницын В.Е., Терещенко Е.Д., Андреева Е.С. Радиотомография ионосферы. – М.: Физматлит, 2007. – 345 с.
2. Radiotomography and HF ray tracing of the artificially disturbed ionosphere above the Sura heating facility / E.S. Andreeva [et al.] // Radio Sci. – 2016. – Vol. 51, № 6. – P. 638–644. – DOI: 10.1002/2015RS005939.
3. Application of SAR Operating at P-band for Space Experiments / B.G. Kutuza [et al.] // EUSAR'96: Proceedings. – Germany, Konigswinter, 1996. – P. 309–313.
4. Моделирование лучевой и каустической структуры электромагнитных полей по данным радиотомографии ионосферы в окрестности экваториальной аномалии / Е.С. Андреева [и др.] // Распространение радиоволн: сб. докл. XXIII Всероссийской научной конференции (23–26.05.2011; Йошкар-Ола). – Йошкар-Ола: Марийский ГТУ, 2011. – Т. 3. – С. 288–291.
5. Features of the Influence of the Earth's Ionosphere on the P-Band Propagation / B.G. Kutuza [et al.] // The 12th European Conference on Synthetic Aperture Radar – EUSAR 2018, Aachen, Germany on June 4–7, 2018. – P. 806–809.
6. Исследование влияния ионосферы на распространение электромагнитных волн Р-диапазона / Ю.И. Бова [и др.] // Физические основы приборостроения. – 2018. – Т. 7, № 1 (27). – С. 54–61.
7. The Influence of the Earth's Ionosphere on the Polarization Characteristics of a Radio Wave in the High-Frequency Range / Yu. I. Bova [et al.] // 2019 Russian Open Conference on Radio Wave Propagation (RWP), 1-6 July 2019. – Kazan: IEEE, 2019. – P. 492–495.

8. Исследование влияния ионосферы земли на распространение радиоволн в высокочастотном диапазоне / Ю.И. Бова [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2019. – Т. 64, № 8. – С. 752–758.
9. Mathematical modeling of the polarization characteristics of radio waves in the Earth's equatorial ionosphere / Yu. I. Bova [et al.] // Journal of Physics: Conference Series 2020. – Vol. 1632 [012009].
10. Natural Resources Canada. – URL: https://geomag.nrcan.gc.ca/mag_fld/magdec-en.php (дата обращения: 09.07.2017).
11. Казанцев А.Н., Лукин Д.С., Спиридонов Ю.Г. Метод исследования распространения радиоволн в неоднородной магнитоактивной ионосфере // Космические исследования. – 1967. – Т. 5, вып. 4. – С. 593–600.
12. Крюковский А.С., Растягаев Д.В., Скворцова Ю.И. Исследование распространения частотно-модулированных пространственно-временных сигналов в неоднородной анизотропной ионосфере // Вестник Российского нового университета. Сер. Управление, вычислительная техника и информатика. – М.: РосНОУ, 2013. – Вып. 4. – С. 47–52.
13. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Кирьянова К.С. Метод расширенной бихарактеристической системы при моделировании распространения радиоволн в ионосферной плазме // Радиотехника и электроника. – М.: Наука, 2012. – Т.57, № 9. – С. 1028–1034.
14. Крюковский А.С., Скворцова Ю.И. Математическое моделирование распространения радиоволн в нестационарной плазме с учетом кривизны поверхности земли и ионосферных слоев // Вестник Российского нового университета. Сер. Сложные системы: модели, анализ и управление. – 2016. – № 1/2. – С. 34–40.
15. Методы моделирования распространения электромагнитных волн в ионосфере с учетом распределений электронной концентрации и магнитного поля Земли / Е.Б. Ипатов [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 59, № 12. – С. 1180–1187.
16. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. – М.: Мир, 1973. – 502 с.
17. Кутуза Б.Г., Мошков А.В. Влияние фарадеевского вращения плоскости поляризации в ионосфере при измерении из космоса радиоизлучения поверхности океана // Исследование Земли из космоса. – 1988. – № 5. – С. 94–98.
18. Математическое моделирование распространения частотно-модулированных радиоволн в ионосферной плазме / А.С. Крюковский [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2015. – Т. 60, № 10. – С. 1001–1009.
19. Бова Ю.И., Крюковский А.С., Лукин Д.С. Моделирование распространения частотно-модулированного излучения в анизотропной ионосферной плазме // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2017. – Т. 22, № 5. – С. 4–11.

А.А. Ваганов,
кандидат технических наук;
А.П. Кадочников,
кандидат технических наук;
О.Н. Неёлова;
А.Ю. Онуфрей,
доктор технических наук, профессор

МЕТОДИКА ВЫБОРА ЧАСТНОГО КРИТЕРИЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ МНОГОКРАТНОМ НАБЛЮДЕНИИ ОБЪЕКТА КОСМИЧЕСКИМИ СРЕДСТВАМИ

Приведен расчет показателей достоверности обнаружения объектов наблюдения многоспутниковой орбитальной группировкой на основе системы цепочек космических аппаратов на полярных орбитах. Рассчитаны относительные площади зон кратного обзора оптико-электронных средств. Определена достоверность обнаружения наблюдаемых объектов и выбраны рациональные критерии обнаружения для зон многократного одновременного наблюдения.

Ключевые слова: орбитальная группировка, критерии обнаружения, вероятность обнаружения, вероятность ложного обнаружения, космический аппарат.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время успешно эксплуатируется большое количество космических аппаратов (КА) в околоземном космическом пространстве, выполняющих самые разнообразные задачи, в том числе и по исследованию природных сред в различных спектральных диапазонах. Значительная часть космических аппаратов, применяемых в военных, научных, экономических и других интересах, относится к КА дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ).

Существует ряд задач ДЗЗ, заключающихся в обнаружении объектов по их излучению и требующих решения этих задач в масштабе времени, близком к реальному [1]. К таким задачам относятся: обнаружение очагов лесных пожаров, стихийных гидрометеорологических явлений, мониторинг быстро возникающих и исчезающих источников загрязнения окружающей среды, мониторинг состояния и обнаружение аварий на трубопроводах, оперативное выявление чрезвычайных ситуаций (ЧС) и других быстропротекающих процессов и явлений. Для обеспечения своевременного принятия мер по локализации и минимизации последствий необходимо их достоверное обнаружение на ранней стадии. Под достоверным обнаружением подразумевается комплексный показатель, состоящий из вероятностей правильного обнаружения и ложного обнаружения указанных объектов наблюдения.

В статье рассмотрена оценка достоверности обнаружения объектов наблюдения оптико-электронными средствами орбитальной группировки на основе цепочек КА на полярных орбитах по исходным данным о значениях вероятностных показателей обнаружения отдельными КА, составе орбитальной группировки и с учетом выбора рационального частного критерия обнаружения в зонах одновременного многократного наблюдения.

НАЗНАЧЕНИЕ И СТРУКТУРА МЕТОДИКИ

Методика выбора частного критерия обнаружения при одновременном многократном наблюдении объекта космическими средствами предназначена для выбора среди возможных

вариантов таких критериев, применение которых позволяет обеспечить требуемые значения показателей достоверности.

Под критерием понимается правило, по которому принимается решение об обнаружении объекта. Показателями достоверности выбраны вероятность обнаружения и вероятность ложного обнаружения (ложной тревоги) объекта наблюдения.

Методика представляет собой следующую последовательность действий:

- выбор исходных данных;
- расчет размеров и кратности наблюдения зон на поверхности Земли;
- формирование критериев принятия решения об обнаружении объектов в зонах кратного наблюдения;
- расчет показателей достоверности;
- выбор рационального критерия обнаружения.

ВЫБОР ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

В методике используются следующие исходные данные, влияющие на обнаружение объектов орбитальной группировкой (ОГ) космических аппаратов:

- структура орбитальной группировки (количество КА и параметры их орбит);
- показатели достоверности одного КА (вероятности обнаружения и ложной тревоги);
- критерий принятия решения об обнаружении в зонах кратного наблюдения целей.

Структура ОГ включает в себя количество КА и параметры их орбит. Рассмотрим ОГ на основе цепочек полярных орбит, как один из наиболее простых в реализации вариантов построения. Последующие рассуждения и выводы справедливы и для более сложных вариантов построения ОГ глобального непрерывного обзора: кинематически правильных систем на круговых орбитах, систем цепочек с синхронизацией положения КА в смежных плоскостях и других [2–4].

Варианты структур ОГ на основе цепочек полярных орбит подробно рассмотрены в [5, 6]. Для расчетов в методике будет иметь значение только количество цепочек орбит КА в ОГ, которое влияет на расположение зон кратного наблюдения и соотношение их площадей. Для определенности расчетов рассмотрим варианты ОГ с высотой орбиты от 700 до 1500 километров, углами поля зрения бортовой оптико-электронной аппаратуры от 45 до 60 градусов и по своему составу не превышающие 200 КА ($N_{КА} \leq 200$). Количество КА в ОГ представлено в табл. 1, а количество цепочек орбит КА – в табл. 2.

Таблица 1

Количество КА в ОГ

Угол поля зрения, град	45	50	55	60
Высота орбиты, км	Количество КА			
700	*	*	*	170
800	*	*	*	112
900	*	*	162	72
1000	*	*	120	36
1100	*	170	91	32
1200	*	135	72	32
1300	187	112	50	28
1400	153	90	32	28
1500	128	72	27	27

Под показателями достоверности КА понимаются вероятности обнаружения и ложной тревоги для одного КА. Основной характеристикой КА ДЗЗ является линейное разрешение на местности или разрешающая способность, которая зависит от параметров оптоэлектронной аппаратуры и условий наблюдения. При применении КА для обнаружения объектов рассмотрим вероятностные характеристики, значения которых целесообразно обеспечить в следующих диапазонах: вероятности обнаружения – от 0,75 до 0,9; вероятности ложной тревоги – от 10^{-4} до 10^{-1} [7].

Таблица 2

Количество цепочек орбит в ОГ

Угол поля зрения, град	45	50	55	60
Высота орбиты, км	Количество КА			
700				10
800				7
900			9	6
1000			8	4
1100		10	7	4
1200		9	6	4
1300	11	7	5	4
1400	9	6	4	4
1500	8	6	3	3

Диапазоны исходных данных, рассматриваемых в методике, приведены в табл. 3. В статье расчет проведен для минимальных значений показателей достоверности (вероятности обнаружения 0,75 и вероятности ложной тревоги 10^{-4}).

Таблица 3

Диапазон исходных данных

Характеристика	Диапазон значений
Вероятность обнаружения одного КА	0,75–0,9
Вероятность ложной тревоги одного КА	10^{-4} – 10^{-1}
Количество цепочек орбит КА	3–10

Кроме указанных в табл. 3 параметров, к исходным данным относится критерий принятия решения об обнаружении в зонах кратного наблюдения. К зонам кратного наблюдения относятся участки земной поверхности, которые одновременно попадают в зону обзора нескольких КА в соседних цепочках орбит. Под рассматриваемым критерием подразумевается правило, по которому принимается решение о наличии объекта в зоне кратного наблюдения. Критерий обнаружения в зонах одновременного кратного наблюдения \mathbf{X} задается упорядоченным набором чисел в количестве, совпадающим с числом цепочек орбит, каждое из которых не превышает своего порядкового номера.

$$\mathbf{X} = \langle x_1, x_2, \dots, x_k \rangle, \quad (1)$$

где x_k – минимальное количество КА, по которому принимается решение об обнаружении в зоне k -кратного обзора;

k – число цепочек орбит КА в ОГ.

Критерий задается минимальным количеством КА, для каждой возможной кратности наблюдения, при получении информации от которых принимается решение об обнаружении объекта.

РАСЧЕТ РАЗМЕРОВ И КРАТНОСТИ НАБЛЮДЕНИЯ ЗОН НА ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

Для расчета размеров зон на поверхности Земли и кратности их наблюдения в рассматриваемой орбитальной группировке необходим расчет полос непрерывного обзора. Полоса непрерывного обзора цепочки КА на полярных орбитах и распределение КА в цепочке приведены на рис. 1.

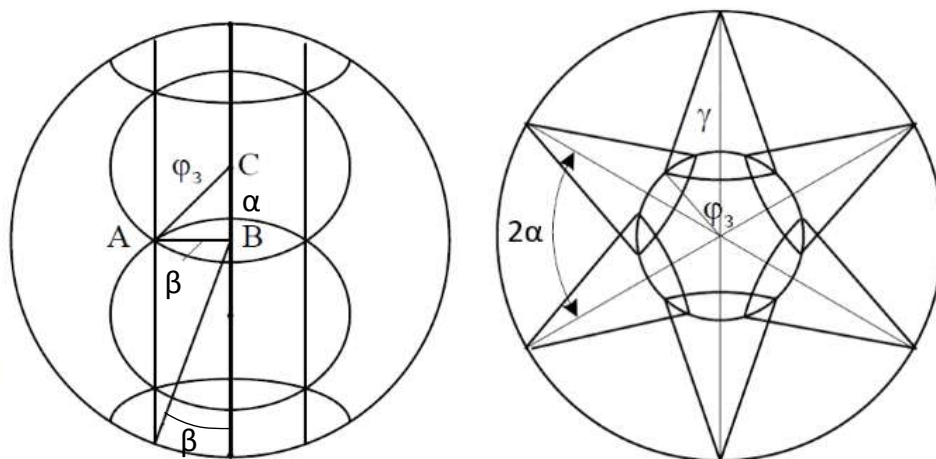


Рис. 1. Полоса непрерывного обзора КА и распределение КА в цепочке

Для полного покрытия поверхности Земли орбиты в системе цепочек выбираются таким образом, чтобы полосы непрерывного обзора вплотную прилегали друг к другу на экваторе. По мере увеличения географической широты полосы непрерывного обзора соседних цепочек будут пересекаться, образуя зоны кратного обзора. Порядок расположения зон кратного обзора, их размеры и максимальная кратность обзора для ОГ на основе системы цепочек КА на полярных орбитах определяются количеством цепочек в ОГ.

Схематичное изображение зон кратного контроля при виде с полюса на примере ОГ трех и четырех цепочек КА приведено на рис. 2.

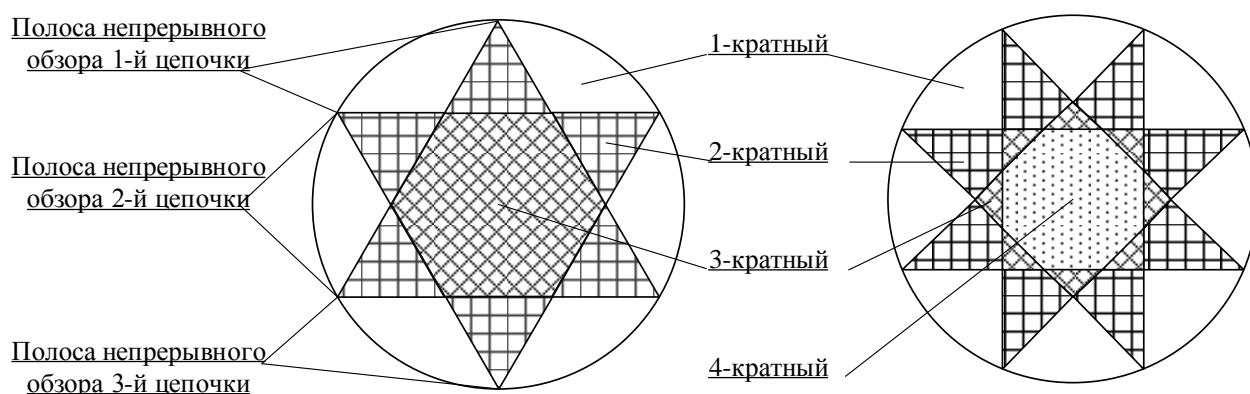


Рис. 2. Зоны кратного обзора на примере систем трех и четырех цепочек КА

Относительные площади зон кратного контроля (от площади поверхности всей Земли) для рассматриваемых вариантов ОГ приведены в табл. 4.

Размер зон кратного контроля будем учитывать при определении достоверности обнаружения целей орбитальной группировкой.

Таблица 4

Доля зон кратного обзора от площади поверхности Земли

Количество цепочек КА	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Кратность обзора	Доля от площади поверхности Земли								
1	0,650	0,600	0,557	0,520	0,488	0,463	0,440	0,420	0,404
2	0,100	0,146	0,160	0,163	0,162	0,158	0,155	0,150	0,147
3	0,250	0,054	0,084	0,098	0,104	0,105	0,106	0,105	0,103
4	0	0,200	0,032	0,055	0,067	0,073	0,076	0,078	0,077
5	0	0	0,167	0,021	0,039	0,049	0,055	0,058	0,060
6	0	0	0	0,143	0,015	0,029	0,038	0,043	0,046
7	0	0	0	0	0,125	0,012	0,022	0,030	0,035
8	0	0	0	0	0	0,111	0,008	0,018	0,024
9	0	0	0	0	0	0	0,100	0,007	0,015
10	0	0	0	0	0	0	0	0,091	0,006
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0,083

ФОРМИРОВАНИЕ КРИТЕРИЕВ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ОБ ОБНАРУЖЕНИИ ОБЪЕКТОВ В ЗОНАХ КРАТНОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Объекты, наблюдаемые в зоне многократного контроля, могут быть обнаружены каждым КА, в зону обзора которого они попадают. Данные события для всех наблюдающих объект КА рассматриваются как независимые. В таком случае возможно одновременное получение информации об объекте от различного количества наблюдающих ее КА. В зависимости от минимально необходимого для принятия решения об обнаружении объекта количества КА, одновременно его обнаруживших, итоговая вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги для ОГ будут различны. Требуемое количество обнаруживших объект КА и задается критерием в выражении (1).

Значения вероятности обнаружения орбитальной группировкой при условии принятия решения об обнаружении объекта по сигналу хотя бы от одного КА приведены в табл. 5.

Таблица 5

Вероятность обнаружения объекта с учетом перекрытия зон обзора

Число цепочек	3	4	5	6	7	8	9	10
Вероятность обнаружения								
Для одного КА	Для орбитальной группировки							
0,75	0,827	0,839	0,849	0,858	0,866	0,872	0,878	0,884
0,8	0,864	0,873	0,881	0,889	0,895	0,900	0,905	0,909
0,85	0,899	0,906	0,913	0,918	0,923	0,927	0,930	0,933
0,9	0,934	0,938	0,943	0,946	0,949	0,952	0,954	0,956

В данном случае значения критерия будут принимать единичные значения при любой кратности обзора, а значения вероятности обнаружения для ОГ будут выше аналогичных показателей для отдельного КА. Например, для пяти цепочек орбит критерий будет иметь следующий вид:

$$X = \langle 1, 1, 1, 1, 1 \rangle. \quad (2)$$

Для рассматриваемого критерия очевиден неубывающий характер требуемого количества обнаруживших объект КА при возрастании кратности наблюдения. Количество же всевозможных вариантов различных критериев возрастает пропорционально факториалу максимальной кратности наблюдения (цепочек КА в ОГ).

РАСЧЕТ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ДОСТОВЕРНОСТИ

Построим график значений показателей достоверности для ОГ. Изменение критерия будем проводить в следующем порядке:

1) представим критерий в виде одного числа, опустив знаки между его элементами, такое представление в десятичной системе возможно при рассмотрении ОГ составом до девяти цепочек орбит;

2) по оси, на которой представлены значения критерия, отложим их в порядке возрастания полученного в первом пункте числа.

Расчет показателей достоверности определяется выражениями:

$$P_{\text{обн}} = \sum_{k=1}^m P_k \cdot S_k,$$

где $P_{\text{обн}}$ – вероятность обнаружения группировкой;
 S_k – доля зоны k -кратного обзора от площади поверхности Земли;
 m – количество цепочек;

$$P_k = \sum_{i=x_k}^k C_k^i \cdot P_{\text{обн КА}}^i \cdot (1 - P_{\text{обн КА}})^{k-i},$$

где C_k^i – число сочетаний из k элементов по i .

Полученные графики значений показателей достоверности, при количестве цепочек орбит от трех до пяти, представлены на рис. 3–5. Для наглядности представления значений разного порядка значения вероятности ложной тревоги отображены на вспомогательной шкале справа, требуемые значения вероятностей обнаружения и ложной тревоги отмечены линией точек. Значения вероятности обнаружения должны превышать требуемые, а вероятности ложной тревоги – быть не выше требуемых.

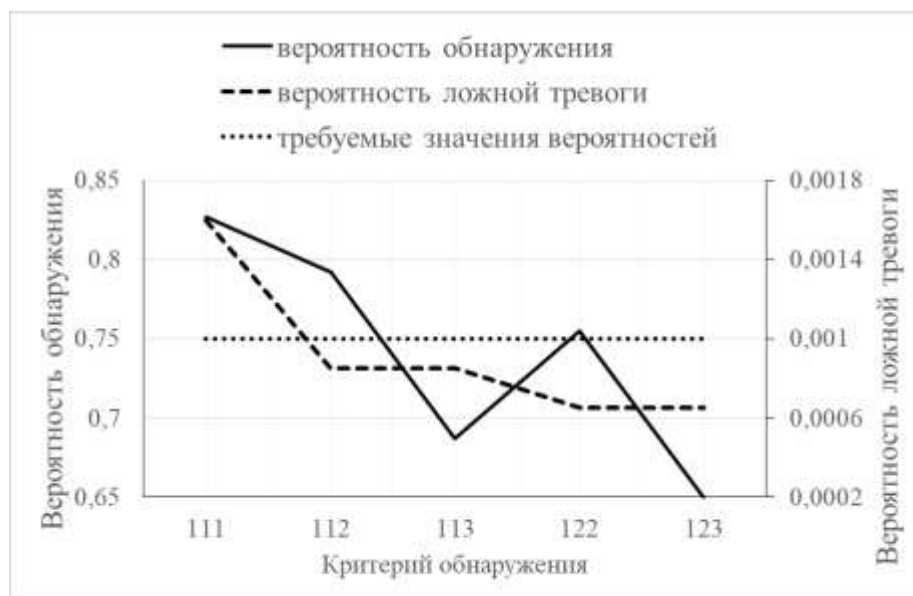


Рис. 3. Критерии обнаружения для трех цепочек КА

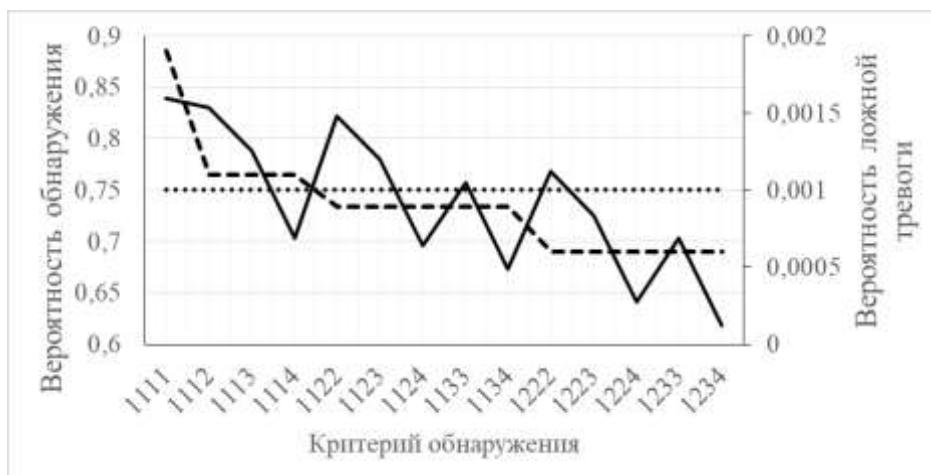


Рис. 4. Критерии обнаружения для четырех цепочек КА

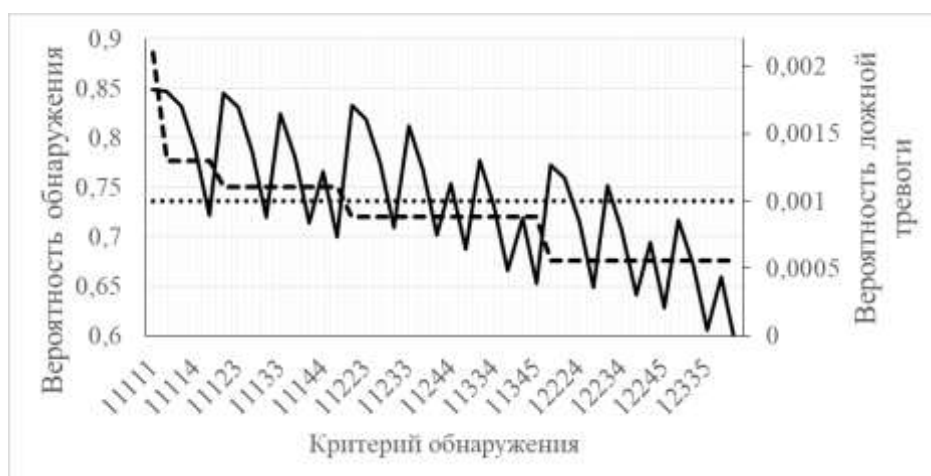


Рис. 5. Критерии обнаружения для пяти цепочек КА

В расчетах для каждого КА приняты значения: вероятности достоверного обнаружения 0,75 и вероятности ложной тревоги 10^{-3} . Эти же значения приняты в качестве требуемых для соответствующих показателей достоверности.

На представленных графиках наблюдается скачкообразный (пилообразный) характер изменения при одновременном убывании значений вероятности достоверного обнаружения и ступенчатое убывание значений вероятности ложной тревоги при условии изменения критерия согласно ранее указанного порядка. Такой же характер сохраняется и для большего количества цепочек КА. Из графиков видно, что резкое увеличение требуемого количества КА при возрастании кратности обзора приводит к значительному уменьшению вероятности обнаружения.

ВЫБОР РАЦИОНАЛЬНЫХ КРИТЕРИЕВ

Рост числа всевозможных критериев обнаружения при увеличении количества цепочек орбит больше шести затрудняет восприятие подобных графиков либо требует неоправданно большого объема для возможности их наглядного приведения. Кроме того, часть из них имеют значения отдельных показателей достоверности для ОГ хуже, чем для одного КА.

Для наглядности приведения результатов представим на графике только рациональные варианты критериев, тогда график на рис. 5 преобразуется к виду на рис. 6.

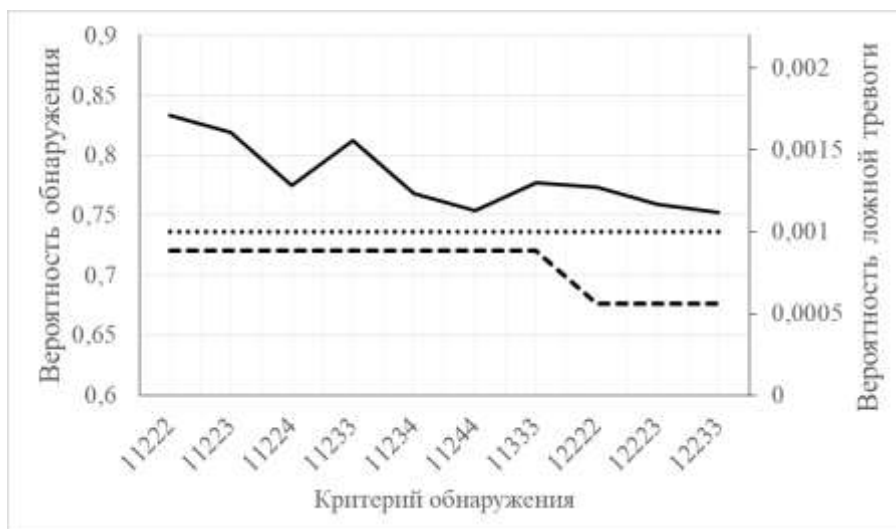


Рис. 6. Рациональные критерии для пяти цепочек КА

Рациональные варианты критерия получим, исключив из рассмотрения те критерии, для которых вероятность обнаружения орбитальной группировкой ниже вероятности обнаружения одним КА, и те, для которых вероятность ложной тревоги группировки превышает вероятность ложной тревоги одного КА. Оставшиеся варианты критериев назовем рациональными, для них будут выполняться следующие условия:

- вероятность обнаружения для ОГ выше, чем для КА;
- вероятность ложной тревоги для ОГ ниже, чем для КА.

Данная процедура позволяет исключить из обработки значения критериев обнаружения, для которых значения показателей достоверности не удовлетворяют заданным ограничениям. Для полученных вариантов критериев, соответствующих требуемому уровню вероятности ложной тревоги, выберем критерий с максимальным значением вероятности достоверного обнаружения, а при наличии нескольких критериев с одинаковыми значениями – первый из них. Полученные критерии будут оптимальными при заданных ограничениях, их значения и значения показателей достоверности представлены в табл. 6.

Таблица 6

Рациональные критерии обнаружения

Количество цепочек КА	Критерий	Вероятность достоверного обнаружения	Вероятность ложной тревоги
3	112	0,792	$8,5 \cdot 10^{-4}$
4	1122	0,822	$8,9 \cdot 10^{-4}$
5	11222	0,833	$8,8 \cdot 10^{-4}$
6	112222	0,841	$8,5 \cdot 10^{-4}$
7	1122222	0,847	$8,2 \cdot 10^{-4}$
8	11222222	0,853	$7,8 \cdot 10^{-4}$
9	112222222	0,859	$7,6 \cdot 10^{-4}$
10	1122222222	0,864	$7,4 \cdot 10^{-4}$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная методика предполагает выбор на основе исходных данных о структуре орбитальной группировки, кратности районов наблюдения и показателях достоверности, обеспечиваемых каждым КА, рационального критерия обнаружения в зонах многократного

одновременного наблюдения объекта. Рациональный критерий обнаружения позволяет обеспечить максимальную вероятность обнаружения объектов орбитальной группировкой при допустимой вероятности ложной тревоги.

Методика предполагает:

- учет зон одновременного кратного наблюдения;
- перебор возможных критериев обнаружения;
- расчет показателей достоверности для ОГ с учетом возможных критериев;
- определение рациональных критериев для ОГ.

В статье получены выражения для расчета показателей достоверности, обеспечиваемых орбитальной группировкой КА, зависящие от ее состава, структуры, показателей достоверности отдельных КА в ее составе и частного критерия обнаружения при одновременном многократном наблюдении. Определены значения рациональных частных критериев обнаружения.

В рассмотренных условиях полученные оптимальные критерии заключаются в принятии решения об обнаружении объекта при следующих условиях:

- объект наблюдения находится в зоне обзора более чем двух КА и обнаружен хотя бы двумя из них;
- объект наблюдения находится в зоне обзора одного или двух КА и обнаружен хотя бы одним из них.

Стоит отметить, что полученные критерии являются оптимальными при оценке показателей достоверности для ОГ глобального непрерывного наблюдения поверхности Земли. Для получения критерия, оптимального для обнаружения объектов в определенном районе земной поверхности, необходим пересчет относительных площадей зон кратного наблюдения в пределах заданного района.

Список используемых источников

1. Концепция развития российской космической системы дистанционного зондирования земли на период до 2025 года / Федеральное космическое агентство. – URL: <http://www.gisa.ru/file/file766.doc> (дата обращения: 15.01.2021).
2. *Баринов К.Н., Бурдаев М.Н., Мамон П.А.* Динамика и принципы построения орбитальных систем космических аппаратов. – М.: Машиностроение, 1975. – 232 с.
3. Баллистические основы проектирования ракет-носителей и спутниковых систем / Н.Ф. Аверкиев [и др.]. – СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2017. – 301 с.
4. *Горбулин В.И.* Оптимизация орбитального построения глобальных космических систем наблюдения. – СПб.: МО РФ, 2001. – 171 с.
5. *Ваганов А.А., Онуфрей А.Ю., Неёлова О.Н.* Модель орбитальной группировки сверхмалых космических аппаратов для мониторинга чрезвычайных ситуаций // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. – 2019. – Вып. 666. – С. 7–17.
6. *Ваганов А.А., Онуфрей А.Ю.* Мониторинг земной и водной поверхности в оптическом диапазоне с использованием группировки малых космических аппаратов на низких орбитах // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. – 2019. – Вып. 670. – С. 38–48.
7. Справочник по инфракрасной технике: в 4 т.: пер. с англ. / ред. У. Волф, Г. Цисис. – М.: Мир, 1999. – Т. 4: Проектирование инфракрасных систем. – 472 с.

Д.А. Гаврилов*,

кандидат технических наук;

А.А. Иванов*,

кандидат технических наук;

И.В. Сахно*,

доктор технических наук, профессор;

И.Ф. Суркис**,

кандидат физико-математических наук

* ВКА имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург.

**Институт прикладной астрономии РАН, г. Санкт-Петербург.

РЕЗУЛЬТАТЫ КОСМИЧЕСКОГО ЭКСПЕРИМЕНТА ПО ОПРЕДЕЛЕНИЮ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ СИГНАЛОВ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ С ПОМОЩЬЮ КОМПЛЕКСА КВАЗАР-КВО

Представлены результаты эксперимента по определению относительного времени запаздывания радионавигационного сигнала космического аппарата ГЛОНАСС с использованием радиоинтерферометрического комплекса Кварзар-КВО и оценена возможность использования технологии, основанной на радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами, для повышения точности навигационно-баллистического обеспечения.

Ключевые слова: дистанционное зондирование Земли, радиоинтерферометрия со сверхдлинными базами.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время навигационно-баллистическое обеспечение космических аппаратов (КА) дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) осуществляется при помощи широкой номенклатуры средств измерений текущих навигационных параметров (ТНП), как наземного базирования, так и размещенных непосредственно на борту КА, например, навигационной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Качество решения целевой задачи КА (при координатном способе управления) в конечном итоге зависит от точности определения его местоположения на заданные моменты времени, что, в свою очередь, определяется точностью траекторных измерений.

Одним из возможных путей повышения точности определения орбиты КА является использование технологии, основанной на радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ), которая позволяет ввести в систему уравнений по определению начальных условий вектора состояния КА высокоточные угломерные (или разностно-дальномерные) измерения.

В Российской Федерации существует постоянно действующая национальная РСДБ сеть – радиоинтерферометрический комплекс Кварзар-КВО [1, 2]. В состав комплекса входят три радиоастрономические обсерватории: «Светлое» (Ленинградская обл.), «Зеленчукская» (Карачаево-Черкесия) и «Бадары» (Республика Бурятия). Обсерватории объединены высокоскоростными волоконно-оптическими линиями связи с Центром управления, сбора и обработки данных (г. Санкт-Петербург) в глобальный радиотелескоп с эффективным диаметром «зеркала» более 4400 км (рис. 1). Разработчиком и организацией, осуществляющей эксплуатацию комплекса, является Институт прикладной астрономии РАН (г. Санкт-Петербург).

Основным достоинством РСДБ систем является высокая точность измерения направления на источник радиосигнала, которая определяется угловым разрешением радиоинтерферометра (шириной диаграммы направленности главного лепестка):

$$\theta = \lambda/D, \quad (1)$$

где λ – длина волны;

D – расстояние между антеннами радиоинтерферометра.

Так, например, при использовании «короткой» базы («Светлое-Зеленчукская») комплекса ширина диаграммы направленности для L1 диапазона ГНСС ГЛОНАСС составляет 0,019 угл. с, при этом линейное разрешение на дальности 20000 км составляет 1,86 м (на дальности 1000 км – 9,3 мм). А при использовании «длинной» базы («Зеленчукская- Бадары») комплекса ширина диаграммы направленности составляет 0,0087 угл. с, при этом линейное разрешение на дальности 20000 км составляет 0,85 м (на дальности 1000 км – 4,25 мм).



Рис. 1. Радиоинтерферометрический комплекс Квazar-КВО

В случае наличия передающей аппаратуры на борту КА ДЗЗ появляется возможность дополнительно уточнять параметры опорного сигнала, используемого в алгоритмах обработки радиолокационной информации, с помощью наземной сети пассивных антенных систем. Для оценки возможности использования РСДБ технологии при уточнении параметров траектории движения КА был проведен космический эксперимент по сопровождению навигационного КА ГЛОНАСС.

ОРГАНИЗАЦИЯ И УСЛОВИЯ ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

Цель эксперимента – количественная оценка времени относительного запаздывания сигнала сопровождаемого источника радиоизлучения путем формирования разностных измерений с помощью комплекса «Квazar-КВО».

В качестве источника радиосигнала использовался навигационный КА (НКА) ГЛОНАСС № 745 (литер частоты 7). В ходе сопровождения НКА производились кодовые и фазовые измерения. Наблюдения проводились тремя часовыми интервалами с 9:30 до 12:30 (30.07.2019 г.) в частотном диапазоне L1 с полосой регистрации сигнала равной 16 МГц при двухбитном квантовании.

Для приема сигнала задействовались антенные системы, расположенные в радиоастрономических обсерваториях «Светлое» и «Зеленчукская» – измерительная база 2015 км.

Трасса НКА во время его сопровождения комплексом «Квazar-КВО», изменение его азимута и угла места представлены на рис. 2 и 3 соответственно.



Рис. 2. Координаты приемных пунктов и трасса НКА

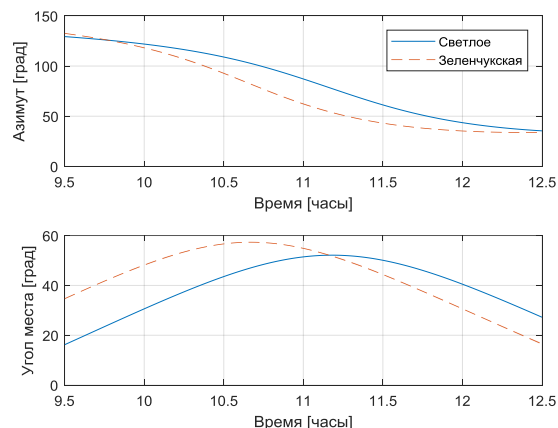


Рис. 3. Изменение азимута и угла места НКА

В ходе проведения эксперимента с помощью программного коррелятора ИПА РАН [3, 4] формировались задержки навигационного сигнала для базы «Зеленчукская-Светлое».

Анализ статистических характеристик измерений проводился на интервалах длительностью 100 с. При оценивании статистических характеристик выборок при сглаживании разностных измерений использовался метод наименьших квадратов (МНК) с полиномом третьей степени.

РЕЗУЛЬТАТЫ И МЕТОДИКА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРЕНИЙ

Результаты анализа погрешности единичных измерений разности задержек для кодовых и фазовых измерений представлены на рис. 4.

Для кодовых измерений среднее значение среднеквадратической ошибки (СКО) на 108 интервалах длительностью 100 секунд каждый (для 3-часовой записи) составила 0,21 м, для фазовых измерений – 2 мм. Точности фазовых измерений 2 мм для рассматриваемой базы и дальности 20000 км (высота орбиты НКА) в плоскости базы соответствует линейное разрешение 2 см.

Методика обработки РСДБ измерений предполагает на первом этапе проведение оценки точности полученной совокупности РСДБ измерений, для чего была разработана модель, предназначенная для формирования эталонных разностных измерений дальности, полученных за счет использования высокоточных эфемерид ГЛОНАСС. Следует отметить, что при моделировании в качестве высокоточных эфемерид ГЛОНАСС использовались апостериорные высокоточные эфемериды, доступные для скачивания на заданную дату и интервал времени на сайте системы высокоточного определения эфемерид и временных поправок (СВОЭВП) [5].

Для согласования смоделированных таким образом экспериментальных разностных измерений апостериорные эфемериды были «размножены» внутри 15 минутных интервалов интерполяционным полиномом методом Лагранжа по 20 узловым координатам с шагом 1 с [6].

Результаты сравнения разностных измерений дальности, полученных с помощью разработанной модели, и измерений, полученных в ходе эксперимента (по кодовым и фазовым измерениям), представлены на рис. 5.

Разности значений на рис. 5 между смоделированными (эталонными) и экспериментальными измерениями обусловлены погрешностями, возникающими в результате разности условий прохождения сигнала от НКА до разнесенных антенных систем сквозь ионосферу и тропосферу.

Для учета вклада тропосферных погрешностей измерений были использованы модели *Goat and Goodman* и Саастмонена [7], которые показали в целом схожие результаты. При расчетах исходными данными являлись результаты измерений температуры, давления и влажности, полученные с помощью метеостанций, расположенных в обсерваториях комплекса «Квazar-КВО» [8]. Результаты моделирования тропосферной задержки измерений дальности представлены на рис. 6 и 7.

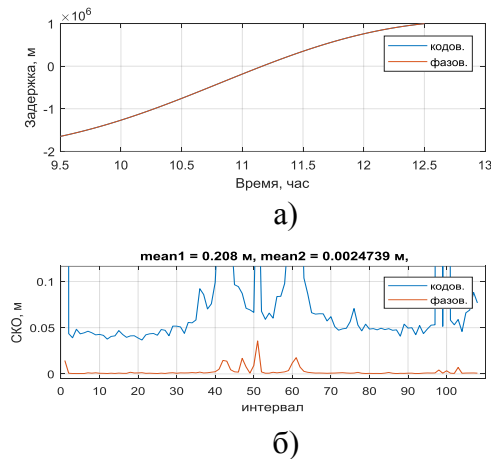


Рис. 4. Кодовые и фазовые РСДБ измерения (а) и оценка СКО (б)

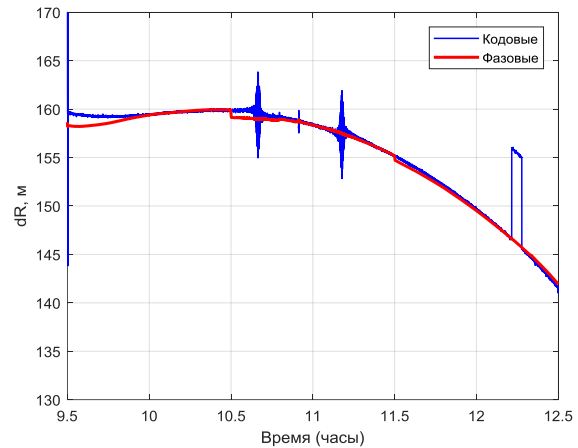


Рис. 5. Разность моделированных и экспериментальных измерений

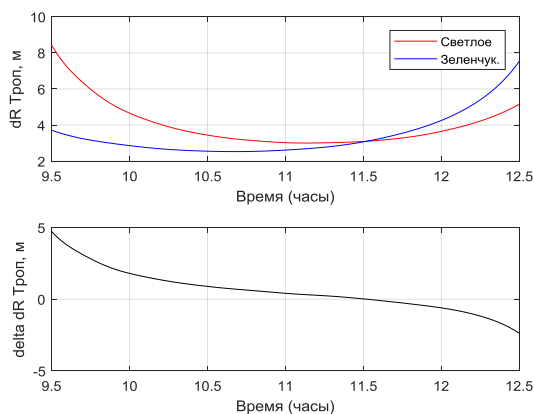


Рис. 6. Тропосферная задержка в метрах (модель *Goat & Goodman*)

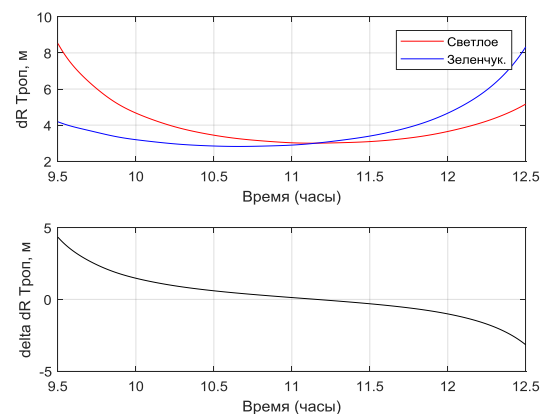


Рис. 7. Тропосферная задержка в метрах (модель Саастмонена)

Для учета ионосферной составляющей погрешности измерений использовалась модель Клубучара и ионосферные карты, полученные с сайта СВОЭВП [5, 6]. Результаты расчета ионосферной задержки представлены на рис. 8 и 9.

Далее, в соответствии с методикой обработки результатов измерений осуществляется компенсация погрешностей, обусловленных влиянием среды распространения, с учетом отличия трасс прохождения сигнала.

Результаты компенсации атмосферных погрешностей измерений представлены на рис. 10.

Остаточная систематическая погрешность составила 143,5 м (рис. 10) и может быть объяснена разностью хода часов обсерваторий на момент проведения измерений, а также наличием неучтенных отличий трактов (систематического характера) привлекаемых радиообсерваторий. Случайная составляющая погрешности при этом составила 0,1 м.

В дальнейших экспериментах разность хода часов может быть определена наблюдениями опорных внегалактических радиоисточников квазаров, координаты которых хорошо из-

вестны. В настоящее время такие наблюдения на РСДБ-комплексе «Квазар-КВО» проводятся регулярно – определяются параметры вращения Земли, уточняются координаты обсерваторий, и в том числе определяются разности хода часов. Ближайшие к данному эксперименту сессии наблюдений проводились 29 и 30 июля 2019 года с 20:00 по 21:00 (сессии данного типа проводятся раз в сутки), методом интерполяции разность хода часов на момент проведения эксперимента определена в 130,0 м. Однако эта величина вычислена для диапазона X (длина волны 3,5 см), на котором проводились наблюдения квазаров, аппаратные задержки для приемников X- и L-диапазонов различны, что объясняет несовпадение между разностью 130 м и разностью, полученной при наблюдениях космических аппаратов в L-диапазоне, в 143,5 м.

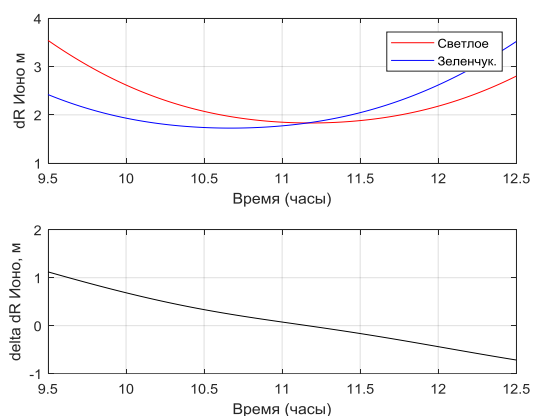


Рис. 8. Ионосферная задержка в метрах (модель Клубучара)

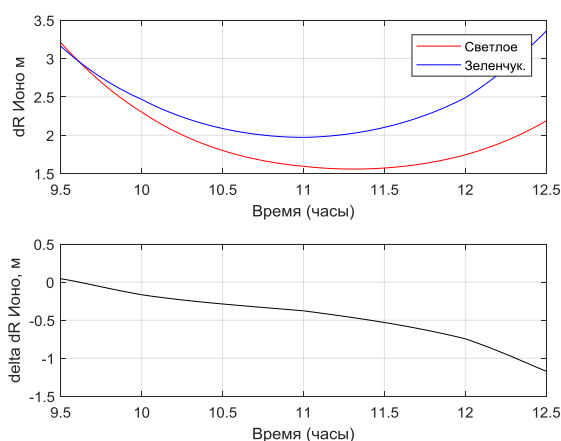


Рис. 9. Ионосферная задержка в метрах (ионосферные карты СВОЭВП)

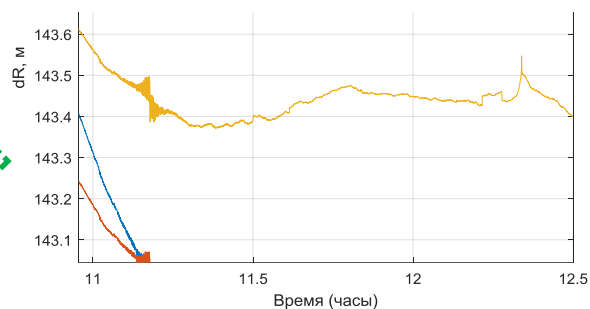
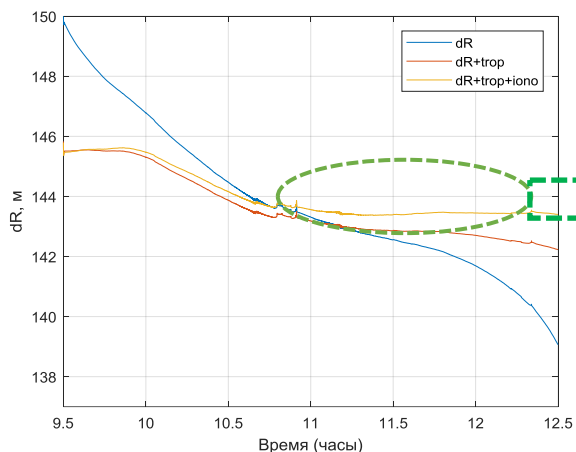


Рис. 10. Разность модельных и экспериментальных измерений с учетом коррекции

В этой связи методика обработки измерений помимо учета влияния среды распространения должна быть доработана в части более тщательной калибровки трактов и учета калибровочных поправок на этапе обработки, в том числе методом наблюдения опорных внегалактических радиоисточников квазаров в том же частотном диапазоне, в котором наблюдаются космические аппараты.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, результаты проведенного космического эксперимента показали, что даже в одночастотном режиме возможно обеспечить достаточно высокую точность разностно-дальномерных измерений, что подтверждает возможность, при необходимости, применения РСДБ-технологий для высокоточного уточнения параметров орбиты сопровождаемого КА.

На следующих этапах должна быть повышена точность калибровки измерительных трактов, обеспечено исключение расхождения часов на привлекаемых к измерениям радиообсерваториях. В частности, должна быть доработана методика измерений и осуществлен переход к двухчастотным измерениям (в частотных диапазонах $L1$, $L2$ и $L3$) для парирования влияния ионосферы, должны быть дополнительно откалиброваны приемные тракты радиообсерваторий и дополнительно учтены систематические аппаратурные задержки на этапе обработки измерений.

Особый интерес могли бы представлять измерения в частотных диапазонах, менее подверженных влиянию ионосферы (Ku и Ka).

Отдельной проблемой является взаимная калибровка приемных трактов радиообсерваторий, которую можно решить за счет использования потенциала станций колокации комплекса «Квazar-КВО».

Поэтому направлением дальнейших исследований станет комплексный поиск и реализация путей повышения точности и уточнение тактико-технических требований к РСДБ-измерителям ТНП.

Список используемых источников

1. Радиоинтерферометрический комплекс «Квazar-КВО». – URL: <http://iaaras.ru/quasar> (дата обращения: 14.02.2021).
2. Russian VLBI network “Quasar”: Current status and outlook / N. Shuygina [et al.] // Geodesy and Geodynamics. – 2019. – Vol. 10, № 2. – P. 150–156.
3. Программный коррелятор RASFX. – URL: <http://iaaras.ru/quasar/software-correlator> (дата обращения: 14.02.2021).
4. Радиоинтерферометрический коррелятор на графических процессорных устройствах / И.Ф. Суркис [и др.] // Приборы и техника экспериментов. – 2018. – № 6. – С. 1–9.
5. Система высокоточного определения эфемерид и временных поправок. – URL: <http://glonass-svoevr.ru> (дата обращения: 14.02.2021).
6. Система высокоточного определения эфемерид и временных поправок. Интерфейсный контрольный документ (редакция 3.0). – М.: АО НПК СПП, 2011.
7. *Першин Д.Ю.* Сравнительный анализ моделей тропосферной задержки в задаче определения местоположения высокой точности в спутниковых навигационных системах ГЛОНАСС/GPS // Вестник Новосибирского государственного университета. Сер. Информационные технологии. – 2009. – Т. 7, № 1. – С. 84–91.
8. Метеостанция комплекса «Квazar-КВО». – URL: <ftp://ftp.iaaras.ru/pub/meteo/> (дата обращения: 14.02.2021).

Г.И. Григорьев*,
кандидат физико-математических наук, доцент;
Т.М. Заборонкова** ***,
доктор физико-математических наук, профессор;
Л.П. Коган****,
кандидат физико-математических наук, доцент;
*НИРФИ ННГУ имени Н.И. Лобачевского, г. Нижний Новгород.
**НГТУ имени Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород.
***ИПФ РАН, г. Нижний Новгород.
****ННГАСУ, г. Нижний Новгород.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА СЛУЧАЙНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЯХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ПРИРОДНЫХ СРЕД

Исследовано распространение плоской электромагнитной волны в слое со случайными разреженными неоднородностями диэлектрической проницаемости. Проанализирована зависимость средней интенсивности рассеянного поля от параметров возмущений диэлектрической проницаемости с постоянным и линейно изменяющимся значениями внутри отдельной неоднородности.

Ключевые слова: электромагнитные волны, рассеяние, случайные среды, флуктуации диэлектрической проницаемости, средняя интенсивность.

ВВЕДЕНИЕ

Существует много публикаций, посвященных исследованию распространения электромагнитных волн в случайно-неоднородных средах (например, [1–4]). При этом актуальным остается вопрос о свойствах средней интенсивности поля волны в среде со случайными разреженными флуктуациями диэлектрической проницаемости ϵ произвольной формы. С помощью таких неоднородностей можно моделировать среду в задачах зондирования в геофизике, а также при прохождении излучения через тропосферу [5–7]. В работе [4] проанализирована средняя интенсивность поля плоской волны, падающей на одномерный слой со случайными разреженными неоднородностями диэлектрической проницаемости с постоянной величиной ϵ внутри отдельной неоднородности в случае нулевого среднего значения амплитуды.

В настоящей статье проведено обобщение полученных в [4] результатов на случай среды с линейно изменяющимся значением ϵ диэлектрической проницаемости внутри отдельных неоднородностей, а также с постоянной величиной ϵ внутри отдельных неоднородностей при отличном от нуля среднем значении их амплитуды. Проанализирована зависимость средней интенсивности от параметров флуктуаций (средней ширины, амплитуды и стандарта флуктуаций по амплитуде) и отмечены особенности поведения средней интенсивности для различных случаев зависимости ϵ внутри отдельных неоднородностей. Указанные особенности интенсивности электромагнитной волны могут быть использованы при диагностике природных сред, например, скального грунта и мерзлотных слоев.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И МЕТОД РАСЧЕТА

Рассматриваются свойства средней интенсивности рассеянного поля при нормальном падении гармонической плоской электромагнитной волны с напряженностью электрического поля

$$\vec{E}_0(x) = \vec{n} E_0 \exp[i(2\pi f t - kx)] \quad (1)$$

на слой $0 \leq x \leq L$ со случайными одномерно-неоднородными флуктуациями диэлектрической проницаемости. В формуле (1) использованы следующие обозначения: величина E_0 – амплитуда падающей волны; \vec{n} – единичный вектор нормали, перпендикулярный к оси x ; $k = k_0 \sqrt{\varepsilon^{(0)}}$ (где $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f}{c}$, $\varepsilon^{(0)}$ – относительная диэлектрическая проницаемость среды при отсутствии возмущений); f – частота электромагнитной волны.

Диэлектрическая проницаемость для отдельной реализации возмущенного хаотического слоя записывается в следующем виде:

$$\varepsilon(x) = \varepsilon^{(0)} (1 + \sum_{m=1}^N f_m(x) [H(x - x_m) - H(x - x_m - S_m)]), \quad (2)$$

где $H(z)$ – единичная функция Хевисайда;

N – количество неоднородностей в реализации;

x_m – координата начала неоднородности номера m , обладающей шириной S_m и амплитудой $|A_m| = \max|f_m(x)|$.

Расстояние между соседними неоднородностями равно $L_m = x_{m+1} - x_m - S_m$. Считаем, что x_m , S_m и A_m – независимые случайные величины, распределенные по Гауссу со средними значениями $\langle A_m \rangle = A$, $\langle S_m \rangle = S$ и $\langle x_m \rangle = \langle x_1 \rangle + (m-1)L$ (здесь $L = \langle L_m \rangle + S$) и стандартами флуктуаций σ_A , σ_S и σ_x . Будем рассматривать неоднородности диэлектрической проницаемости с постоянным значением ε (при $f_m(x) = A_m$) и с линейно изменяющейся ε (при $f_m(x) = A_m(x - x_m)/S_m$) внутри отдельной неоднородности. При выполнении условий:

$$|A| + 3\sigma_A \ll 1, S - 3\sigma_S \geq 0, \sigma_x \ll L - S, \{L, S\} \ll L \text{ и } (k\sigma_x)^2 \geq 1,$$

средняя интенсивность поля может быть записана в следующем виде [4]:

$$I = \pi I_0 \exp[D(0.75L - x)] \times \int_0^{+\infty} \frac{\text{sh}(\pi\zeta)}{\text{ch}^2(\pi\zeta)} \{2\zeta \cos[2D(L-x)\zeta] + \sin[2D(L-x)\zeta]\} \exp(-DL\zeta^2) d\zeta. \quad (3)$$

Здесь I_0 – интенсивность падающей на слой плоской волны,

$$I_0 = \frac{1}{2} E_0^2 \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon^{(0)} \mu_0^{-1}},$$

где ε_0 и μ_0 – электрическая и магнитная постоянные;

D – коэффициент, который задается выражением

$$D = L^{-1} \int \int |R_m|^2 / (1 - |R_m|^2) \rho_S(S_m) \rho_A(A_m) dS_m dA_m,$$

где $\rho_S(S_m)$ – плотность вероятности распределения ширины возмущений;
 $\rho_A(A_m)$ – плотность вероятности распределения амплитуды возмущений;

R_m – коэффициент отражения от неоднородности номера m , $R_m = R_m(A_m, S_m)$. Он определяется по формуле

$$R_m = \frac{k^2 C(S_m) - b(S_m) + ik[\alpha_1(S_m) + \alpha_2(S_m)]}{k^2 C(S_m) + b(S_m) + ik[\alpha_1(S_m) - \alpha_2(S_m)]}, \quad (4)$$

при этом следует учесть:

$$b(S_m) = [\Phi_1(S_m)\Phi_2(0)]^{-1} [\Phi_2'(0)\Phi_1'(S_m) - \Phi_2'(S_m)\Phi_1'(0)],$$

$$C(S_m) = 1 - \Phi_1(0)\Phi_2(S_m) / [\Phi_1(S_m)\Phi_2(0)],$$

$$\alpha_1(S_m) = \Phi_2'(S_m)\Phi_1(0) / [\Phi_1(S_m)\Phi_2(0)] - \Phi_1'(S_m) / \Phi_1(S_m),$$

$$\alpha_2(S_m) = \Phi_1'(0)\Phi_2(S_m) / [\Phi_1(S_m)\Phi_2(0)] - \Phi_2'(0) / \Phi_2(0).$$

Функции $\Phi_{1,2}$ имеют вид:

$$\Phi_{1,2}(z) = \exp(\pm ik\sqrt{1+A_m}z) \text{ и } \Phi_{1,2}(z) = \sqrt{1+p_m z} H_{1/3}^{(1,2)}[(2k/3p_m)(1+p_m z)]$$

для неоднородностей диэлектрической проницаемости с постоянной (случай 1) и линейно изменяющейся ϵ (случай 2) соответственно, где $p_m = A_m/S_m$.

Далее приведем результаты исследования средней интенсивности рассеянного поля внутри слоя.

СВОЙСТВА ИНТЕНСИВНОСТИ ПОЛЯ В СЛОЯХ С НЕОДНОРОДНОСТЯМИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ

Численные расчеты интенсивности поля проводились по формуле (3) при следующих значениях параметров: $L = 2 \cdot 10^4 \lambda_0$, $\langle L_m \rangle = 2\lambda_0$, $\sigma_S = 0.01\lambda_0$ и $\epsilon^{(0)} = 1$. Для случая $f_m(x) = A_m$ внутри отдельной неоднородности зависимость $I(S)/I_0$ представлена на рис. 1. Кривые 1–5 на рисунке соответствуют значениям координаты $x = 0, 0.25L, 0.5L, 0.75L, L$ внутри слоя.

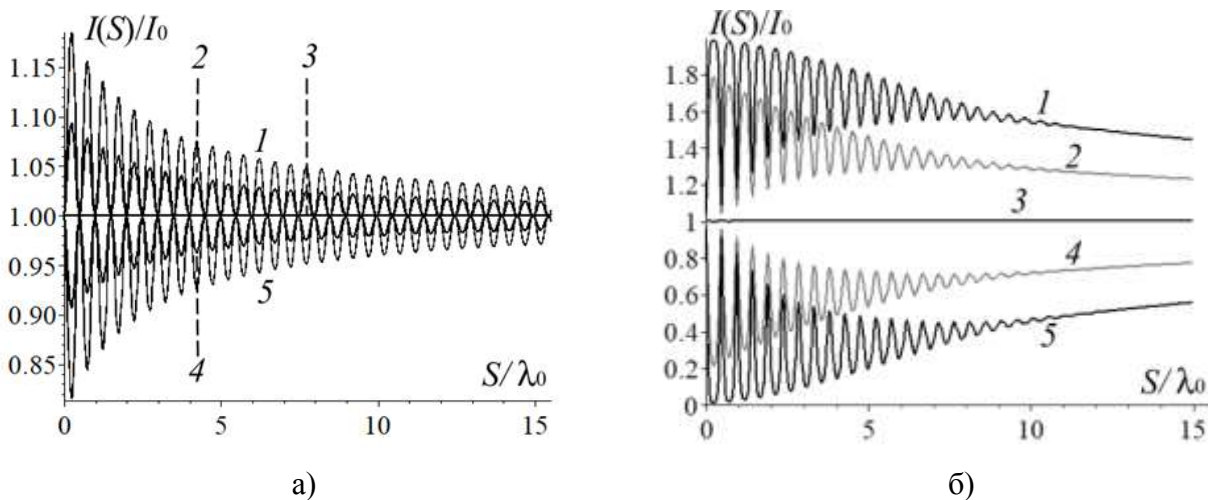


Рис. 1. Средняя интенсивность $I(S)/I_0$ для слоя (случай 1) при $A = 0.01$, $\sigma_A = 0.01$ (а); $A = 0.05$, $\sigma_A = 0.05$ (б)

Как видно из рис. 1,а, в случае 1 в области значений ширины слоя $S \lesssim 7\lambda_0$ имеют место заметные периодические осцилляции средней интенсивности как функции от S . При малых значениях A в случае 1 можно получить следующее выражение для периода осцилляций $I(S)$:

$$S/\lambda_0 = 1/(2\sqrt{\epsilon^{(0)}(1+A)}), \quad (5)$$

что подтверждается и результатами численного расчета. При $A \ll 1$ из формулы (5) для периода осцилляций нетрудно получить

$$S/\lambda_0 \approx 1/(2\sqrt{\epsilon^{(0)}}).$$

При $x < L/2$ максимумы интенсивности $I(S)$ достигаются при значениях средней ширины возмущений $S_{\max} \approx (2n+1)\lambda_0/(4\sqrt{\epsilon^{(0)}})$, а минимумы – при $S_{\min} \approx n\lambda_0/(2\sqrt{\epsilon^{(0)}})$, где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. При $x > L/2$ фаза колебаний функции $I(S)$ сдвигается на π (см. кривые 1 и 5, а также 2 и 4). Из рисунка видно, что с увеличением ширины неоднородностей размах осцилляций уменьшается.

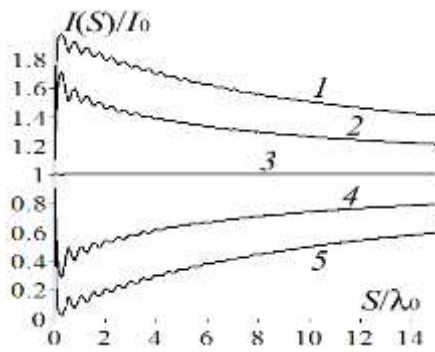
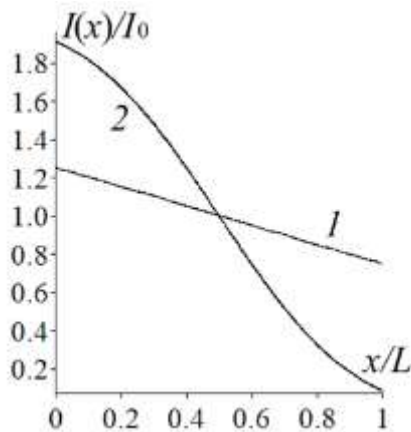
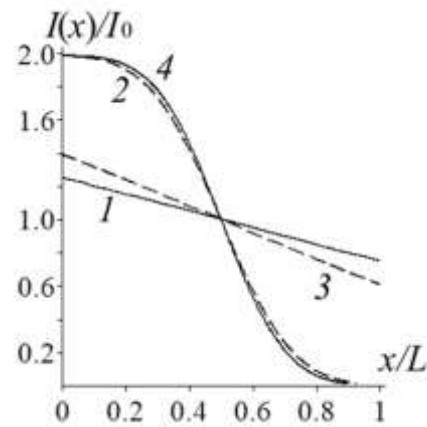


Рис. 2. Средняя интенсивность $I(S)/I_0$ для слоя (случай 2) при $A = 0.08$, $\sigma_A = 0.06$

бранное значение S отвечает S_{\min}) для случаев 1 и 2 (кривые 1 и 2 соответственно). Как видно из рисунка, в случае 1 интенсивность на входе и на выходе слабо отличается от невозмущенной интенсивности (кривая 1), в то время как в случае 2 интенсивность $I(L) \ll I_0$ (кривая 2).



а)



б)

Рис. 3. Средняя интенсивность $I(x)/I_0$ при $A = 0.08$, $\sigma_A = 0.06$:
 а – $S \approx 0.5\lambda_0$ (кривые 1 и 2 для случаев 1 и 2 соответственно);
 б – $S \approx 0.5\lambda_0, 0.75\lambda_0, \lambda_0$ и $1.25\lambda_0$ (кривые 1–4 для случая 1)

На рис. 3,б приведена зависимость нормированной средней интенсивности $I(x)/I_0$ от безразмерной координаты x/L для случая 1 при тех же, что и на рис. 3,а, значениях A и σ_A . Кривые 1 и 3 соответствуют средней ширине неоднородностей $S = S_{\min}$, а кривые 2 и 4 отвечают $S = S_{\max}$. Как видно из рисунка, в случае 1 при ширине неоднородностей $S = S_{\min}$ интенсивность на входе и на выходе слабо отличается от невозмущенной интенсивности (кривые 1 и 3), в то время как при $S = S_{\max}$ интенсивность на выходе $I(L) \ll I_0$ (кривые 2 и 4) так же, как и в случае 2.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Радиолокационный метод исследования свойств различных объектов и сред давно известен и успешно применяется в настоящее время, например для диагностики сред в геофизике. На основе полученного решения модельной задачи о распространении электромагнитных

волн в среде со случайными дискретными неоднородностями установлена зависимость интенсивности рассеянного слоя излучения от средней амплитуды и ширины неоднородностей, а также определена зависимость интенсивности от характера пространственных свойств диэлектрической проницаемости отдельных неоднородностей среды.

Метод расчета разработан в рамках проекта № 0729-2020-0057 (базовая часть Государственного задания Министерства науки и высшего образования – Г.И. Григорьев); численные расчеты и обсуждение результатов поддержаны грантом РФФ № 21-12-00385 (Т.М. Заборонкова).

Список используемых источников

1. Кляцкин В.И. Стохастические уравнения. Теория и ее приложения к акустике, гидродинамике и радиофизике. – М.: Физматлит, 2008. – Т. 1. – 320 с.
2. Новиков Ф.В., Акулиничев Ю.П. Сравнительная оценка влияния неоднородностей тропосферы и неровностей земной поверхности на характеристики электромагнитного поля // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Т.1 (№ 23). – С. 60–64.
3. Гурбатов С.Н., Грязнова И.Ю., Иващенко Е.Н. Исследование обратного рассеяния акустических волн дискретными неоднородностями разных размеров // Акустический журнал. – 2016. – Т. 62 (№ 2). – С. 203–207.
4. Григорьев Г.И., Заборонкова Т.М., Коган Л.П. Рассеяние электромагнитных на слое с одномерными неоднородностями прямоугольной формы // Радиотехника и Электроника. – 2017. – Т.62 (№ 10). – С. 945–952.
5. Манитейн А.К. Малоглубинная геофизика. – Новосибирск: Институт геофизики СО РАН, 1997. – 136 с.
6. Семенов А.А., Арсеньян Т.И. Флуктуации электромагнитных волн на приземных трассах. – М.: Наука, 1978. – 272 с.
7. Татарский В.И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. – М.: Наука, 1967. – 548 с.

С.Н. Гусев,
кандидат технических наук;
А.А. Иванов,
кандидат технических наук;
Е.В. Харжевский;
О.А. Шарапова

МЕТОДИКА ОЦЕНИВАНИЯ ВЛИЯНИЯ СИГНАЛОВ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ВЕРОЯТНОСТЬ РАСПОЗНАВАНИЯ ГРУППОВЫХ РАССРЕДОТОЧЕННЫХ ЦЕЛЕЙ НА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

В работе предложена методика оценивания влияния сигналов искусственных источников радиоизлучения на вероятность распознавания групповых рассредоточенных целей с использованием разработанной системы показателей. Представлен математический аппарат расчета показателей качества распознавания для различных уровней критериев. Приведены результаты имитационного моделирования процесса оценивания влияния сигналов искусственных источников радиоизлучения на вероятность распознавания групповых рассредоточенных целей.

Ключевые слова: радиолокационное изображение, распознавание, виртуальный объект, групповая рассредоточенная цель.

ВВЕДЕНИЕ

Современные тенденции развития космических радиолокационных систем с синтезированной апертурой антенны (РСА) направлены в первую очередь на совершенствование тематической обработки высокодетальных радиолокационных изображений (РЛИ). Важнейшей задачей данной процедуры является создание банков радиолокационных данных по объектам наблюдения с последующим их использованием потребителями в интересах распознавания и классификации объектов на РЛИ [1, 2].

Общепринятым методом распознавания объектов на РЛИ считается сравнение исследуемых объектов с эталоном по набору информационных признаков [1–3]. При этом наибольший интерес для потребителя представляет класс сложных сосредоточенных объектов, зачастую схожих по основным параметрам, таким как линейные размеры и эффективная площадь рассеяния (ЭПР), но отличающихся по ряду семантических признаков. Непрерывно возрастающий уровень детализации получаемых РЛИ приводит к еще большему расширению перечня параметров, по которым осуществляется оценивание степени подобия объекта и соответствующего ему эталона. При этом единого подхода к формированию и составу признаков, характерных для конкретного типа сложных сосредоточенных объектов, не существует.

Наиболее перспективным направлением в области распознавания объектов на РЛИ является переход от ограниченного количества признаков к рассмотрению объекта и соответствующего эталона с точки зрения подобия их семантических характеристик в целом. Здесь немаловажным фактором является то, что на РЛИ кроме реальных объектов могут проявляться различные эффекты, вызванные влиянием сигналов искусственных источников радиоизлучения (ИРИ), проявляющиеся, например, в виде воспроизведения виртуальных объектов. Совокупность отметок реальных и виртуальных сложных сосредоточенных объектов на РЛИ формирует групповую рассредоточенную цель, для эффективного распознавания которой требуется дополнительно проводить селекцию реальных объектов.

Вместе с тем существующий в настоящее время научно-методический аппарат распознавания объектов на РЛИ для указанных целей, не удовлетворяет требованиям потребителей, что обуславливает актуальность разработки методики оценивания влияния сигналов ИРИ на вероятность распознавания групповых рассредоточенных целей.

ОПИСАНИЕ МЕТОДИКИ

Анализ существующих методик оценивания влияния сигналов ИРИ на вероятность распознавания групповых рассредоточенных целей на РЛИ, и многообразия задач, в интересах решения которых проводится распознавание, позволяет выделить два уровня критериев качества распознавания:

- первичный уровень (распознавание отдельных одиночных сложных сосредоточенных объектов);
- вторичный уровень (селекция реальных сложных сосредоточенных объектов в составе групповой рассредоточенной цели).

В соответствии с этим предлагается методика оценивания влияния сигналов ИРИ на вероятность распознавания на основе системы показателей, соответствующих указанным уровням критериев. При этом в качестве допущения в методике принимается, что все элементы групповой рассредоточенной цели обнаруживаются с вероятностью, близкой к единице.

В связи с вышесказанным на первичном уровне внимание уделяется характеристике распознавания на РЛИ одиночных сложных сосредоточенных объектов, в том числе виртуальных, в составе групповой рассредоточенной цели. Данный вопрос затрагивается в работе [2] и предполагает решение задачи распознавания сложных сосредоточенных объектов на РЛИ путем определения степени подобия исследуемых и эталонных объектов. В соответствии с этим суть разработанного методического аппарата заключается в оценивании степени подобия объектов на основе статистических характеристик РЛИ. На этом уровне показателем качества распознавания предлагается использовать вероятность распознавания сложного сосредоточенного объекта, характеризующую схожесть семантических признаков исследуемого объекта и эталона.

Технология расчета данного показателя основана на теории обнаружения сигналов, в соответствии с которой расчет вероятности распознавания сложного сосредоточенного объекта будет осуществляться на основе статистического анализа значений интенсивности разностного РЛИ $J_{\text{раз}}(x, y)$, представляющего собой матрицу абсолютных значений разностей интенсивности соответствующих отметок эталонного и исследуемого объектов [1, 4]:

$$J_{\text{раз}}(x, y) = |J_{\text{и}}(x, y) - J_{\text{э}}(x, y)|, \quad (1)$$

где $J_{\text{и}}(x, y)$, $J_{\text{э}}(x, y)$ – матрицы значений интенсивности отметок на РЛИ исследуемого и эталонного объектов соответственно.

Возможность реализации данного подхода определяется тем, что принимаемый РСА траекторный сигнал сложного сосредоточенного объекта, является сигналом со случайной начальной фазой и амплитудой. Это дает право рассматривать РЛИ, являющееся результатом обработки траекторного сигнала, как массив случайных величин со своим законом распределения, зависящим от характеристик объекта наблюдения. Таким образом, задача оценивания подобия объекта на РЛИ и эталона заключается в обнаружении на разностном РЛИ отметок с высокой интенсивностью, что свидетельствует о различии исследуемых РЛИ объектов [2].

В соответствии с предложенным подходом вероятность распознавания одиночного сложного сосредоточенного объекта в составе групповой рассредоточенной цели P_p можно определить следующим образом:

$$P_p = \Phi \left(\frac{K_{\Pi}}{\sqrt{\sigma_{\text{лок}}^2}} \right), \quad (2)$$

где $\Phi(x)$ – функция ошибок, $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$;

K_{Π} – коэффициент подобия РЛИ объектов;

$\sigma_{\text{лок}}^2$ – дисперсия участка разностного РЛИ размерами $P \times Q$ с центром в точке (i, j) , содержащего объект, которая рассчитывается по выражению

$$\sigma_{\text{лок}}^2 = \frac{1}{PQ-1} \sum_{s=i-(P-1)/2}^{i+(P-1)/2} \sum_{t=j-(Q-1)/2}^{j+(Q-1)/2} [J_{\text{э}}(x_s, y_t) - \bar{J}_{\text{и}}(x_s, y_t)]^2. \quad (3)$$

Учитывая, что строки разностного РЛИ по дальности являются результатом обработки сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой, коэффициент подобия K_{Π} при заданной вероятности ложного обнаружения виртуального объекта $P_{\text{ло}}$ определяется выражением [4]

$$K_{\Pi} = 1 - P_{\text{ло}}^{1/(1+\bar{q}^2)}, \quad (4)$$

где \bar{q} – среднее значение отношения сигнал/шум в строке по дальности на разностном РЛИ.

Значение отношения сигнал/шум рассчитывается для каждой строки разностного РЛИ, а требуемое значение вероятности ложного обнаружения задается на основе анализа фона (подстилающей поверхности), на котором располагаются исследуемые объекты.

Однако в составе групповой рассредоточенной цели могут находиться виртуальные сложные сосредоточенные объекты, обусловленные влиянием сигналов искусственных ИРИ, у которых вероятность P_p сопоставима по значениям с реальными объектами, что затрудняет поиск реальных объектов в составе групповой рассредоточенной цели и требует проведения процедуры селекции. Влияние указанного фактора оценивается на вторичном уровне по оценке вероятности распознавания групповых рассредоточенных целей на РЛИ, характеризующей возможность правильной селекции всех реальных объектов на РЛИ при условии выявления всех виртуальных объектов.

С учетом введенных ранее допущений, вероятность распознавания групповой рассредоточенной цели определяется выражением

$$P_p^{\text{грц}} = P_{\text{ро}}^{\text{пр}} \cdot (1 - P_{\text{во}}^{\text{пр}}). \quad (5)$$

Здесь $P_{\text{ро}}^{\text{пр}}$ – вероятность распознавания объектов в составе групповой рассредоточенной цели при условии, что они являются реальными;

$P_{\text{во}}^{\text{пр}}$ – вероятность распознавания объектов в составе групповой рассредоточенной цели при условии, что они являются виртуальными.

Указанные величины рассчитываются по выражениям:

$$P_{\text{ро}}^{\text{пр}} = \prod_{i=1}^{N_{\text{ро}}} P_{\text{pi}}, \quad P_{\text{во}}^{\text{пр}} = \prod_{j=1}^{N_{\text{во}}} P_{\text{pj}} \quad (6)$$

где $N_{\text{ро}}$ – количество реальных объектов на РЛИ;

$N_{\text{во}}$ – количество виртуальных объектов на РЛИ.

Приведенный математический аппарат позволяет реализовать методику оценивания влияния сигналов ИРИ на вероятность распознавания групповых рассредоточенных целей на РЛИ, заключающуюся в последовательном расчете показателей по выражениям (2) и (5).

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ОЦЕНИВАНИЯ ВЛИЯНИЯ СИГНАЛОВ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ВЕРОЯТНОСТЬ РАСПОЗНАВАНИЯ ГРУППОВОЙ РАССРЕДОТОЧЕННОЙ ЦЕЛИ

Для апробации разработанного методического подхода было проведено имитационное моделирование [5], в рамках которого оценивалось влияние виртуальных объектов в составе групповой рассредоточенной цели на вероятность ее распознавания на примере сложной обстановки, представленной на рис. 1.

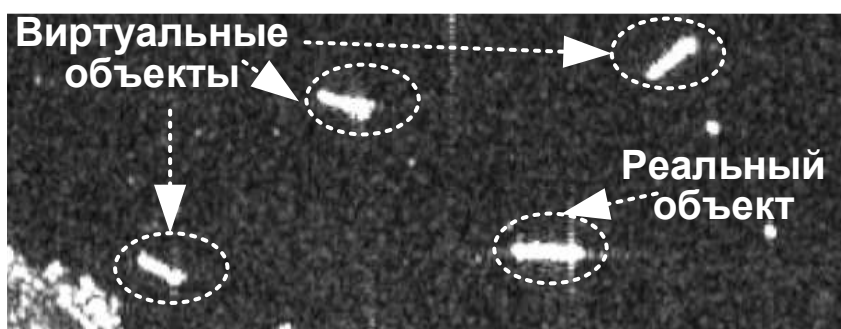


Рис. 1. РЛИ групповой рассредоточенной цели

Моделирование производилось при условии обнаружения всех объектов на РЛИ, коэффициенте подобия реального объекта и эталона 0,9, а также различном количестве виртуальных объектов с варьируемым коэффициентом подобия. Зависимость вероятности распознавания сложного сосредоточенного объекта от коэффициента подобия приведена на рис. 2.

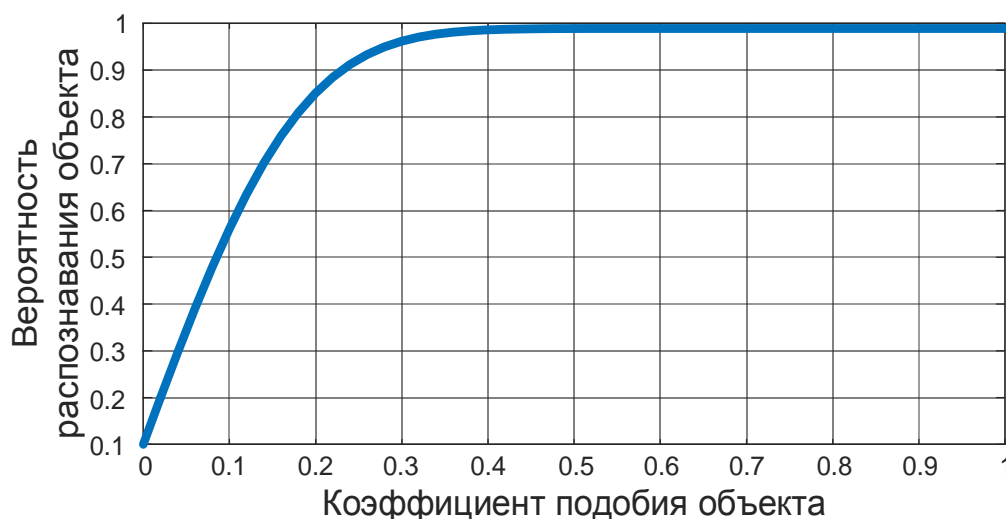


Рис. 2. Зависимость вероятности распознавания объекта от коэффициента подобия

Результаты расчета вероятности распознавания групповой рассредоточенной цели по выражению (5) для различного количества виртуальных сложных сосредоточенных объектов и различных значений коэффициента подобия приведены на рис. 4.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о работоспособности разработанной методики и возможности ее использования в интересах исследования влияния сигналов ИРИ на вероятность распознавания групповых рассредоточенных целей на радиолокационных изображениях.

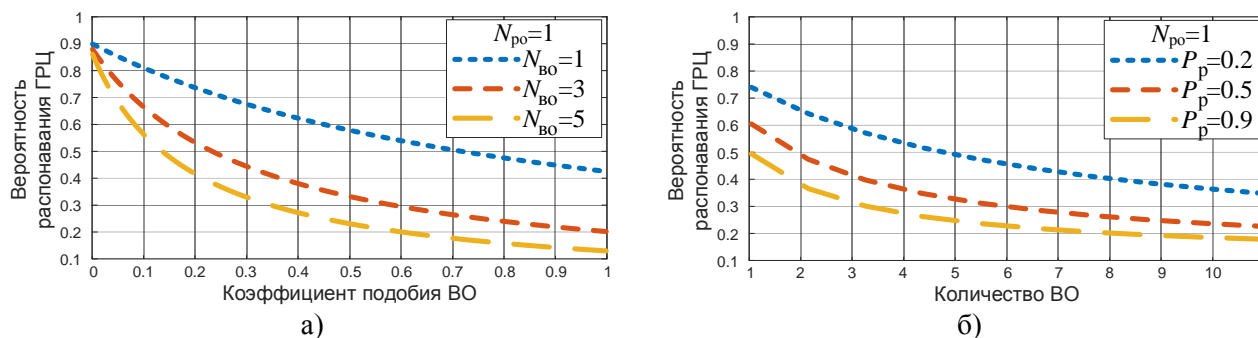


Рис. 3. Зависимость вероятности распознавания групповой рассредоточенной цели (ГРЦ):
 а – от коэффициента подобия виртуальных объектов;
 б – от количества виртуальных объектов

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрена разработанная авторами методика оценивания влияния сигналов ИРИ на вероятность распознавания групповых рассредоточенных целей на РЛИ, в рамках которой введена двухуровневая система показателей, основанная на определении степени подобия РЛИ реальных объектов наблюдения и виртуальных объектов. В качестве показателей выбраны вероятность распознавания исследуемого объекта и эталона и вероятность распознавания групповой рассредоточенной цели. Предложенная методика апробирована в ходе проведения имитационного моделирования, результаты которого подтверждают ее работоспособность.

Список используемых источников

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Турук В.Э. Перспективные технологии цифровой обработки радиолокационной информации космических РСА / под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2019. – 416 с.
2. Технология распознавания радиолокационных изображений с формированием эталонов путем моделирования / Д.А. Жердев [и др.]. // Сборник трудов III международной конференции молодежной школы «Информационные технологии и нанотехнологии» (ИТНТ–2017). – Самара: Новая техника, 2017. – С. 1033–1038.
3. Гусев С.Н., Сахно И.В., Хуббиев Р.В. Методика оценивания качества формирования виртуальных объектов на радиолокационных изображениях // Труды МАИ. – 2019. – № 104. – URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=102169> (дата обращения: 24.03.2020).
4. Коростелев А.А., Клюев Н.Ф., Мельник Ю.А. Теоретические основы радиолокации / под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
5. Гусев С.Н. Моделирование многопозиционной радиолокационной системы с синтезированной апертурой антенны с использованием ультразвукового диапазона длин волн // Труды XXVIII Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред». – 2013. – Т. 1, № 10. – С. 419–429.

В.А. Добриков,
кандидат технических наук, доцент;
И.В. Сахно,
доктор технических наук, профессор

ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ШКОЛЫ СТАТИСТИЧЕСКОЙ РАДИОЛОКАЦИИ ВОЕННО-КОСМИЧЕСКОЙ АКАДЕМИИ ИМЕНИ А.Ф. МОЖАЙСКОГО

В статье рассматриваются история развития и направления функционирования школы статистической радиолокации Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. Проводится анализ основных результатов деятельности школы и предпосылок их достижения.

Ключевые слова: радиолокационные системы, статистическая радиолокация, радиолокационный обзор, синтезирование апертуры антенн.

В 2021 году радиотехнический факультет Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, а вместе с ним и школа статистической радиолокации, отметили 75-летний юбилей. Такая дата требует внимания к истории развития школы, основным результатам ее деятельности и предпосылкам к их достижению.

Анализ истории школы статистической радиолокации академии позволяет выделить следующие три этапа ее функционирования: зарождение (1941–1955); становление и формирование направлений деятельности (1955–1961); развитие, проведение теоретических и экспериментальных исследований (с 1961 года по настоящее время). Основными направлениями деятельности школы на всех этапах являлись: учебная работа, в том числе подготовка ученых высшей квалификации; научная и экспериментальная работа; методическая, в том числе издательская работа. Указанные направления деятельности практически постоянно переплетались между собой, и сейчас иногда трудно выделить первоосновы тех или иных достижений. В соответствии с этапами функционирования и направлениями деятельности рассмотрим историю развития школы.

Зарождение школы приходится на сложные годы, когда Приказом Народного Комиссара обороны СССР № 0812 от 27 марта 1941 года было объявлено о создании на базе Ленинградского института инженеров гражданского воздушного флота (ЛИИ ГВФ) Ленинградской военно-воздушной академии Красной Армии. В состав академии вошли три факультета, в том числе факультет спецоборудования, который затем был переименован в факультет электро-спецоборудования. В состав факультета спецоборудования входила кафедра радиотехники, которая готовила инженеров по радиооборудованию и аэронавигационному оборудованию самолетов и аэродромов. Преподавателями кафедры радиотехники были назначены ряд работников ЛИИ ГВФ [1].

В военные годы потребность в военных радиоинженерах для нужд фронта была очень велика. Поэтому логичным является введение на факультете электроспецоборудования академии в марте 1943 года специальности «Радиооборудование ВВС» и создание в июле 1943 года второй радиотехнической кафедры – кафедры авиационного радиооборудования, которую возглавил Л.Д. Гольдштейн.

28 марта 1944 года кафедра авиационного радиооборудования получила первые образцы радиолокационной техники: наземную РЛС дальнего обнаружения «П-2М» и три комплекта бортовых РЛС обнаружения самолетов «Гнейс-2». Этот день можно считать неофициальным днем образования кафедры радиолокации в академии и датой основания школы радиолока-

ции. В короткие сроки были смонтированы станции, изготовлены схемы и наглядные пособия, подготовлены лекции. Уже летом 1944 года кафедра начала обучать слушателей работе на этой РЛС, а с осени приступила к чтению лекций по курсу радиолокации.

Одновременно с подготовкой лекционного курса и лабораторной базы кафедра авиационного оборудования уже с весны 1944 года организовала дипломное проектирование по радиолокационной тематике. Работа дипломников была связана с новыми разработками и проходила в научно-исследовательских и промышленных предприятиях под руководством крупнейших специалистов в области радиолокации. В июле-августе 1944 года прошла первая в истории академии защита дипломных проектов по радиолокационной тематике.

Результатом проделанной работы явилось образование в академии на базе кафедры авиационного радиооборудования в октябре 1944 года кафедры радиолокации и радионавигации, начальником которой был назначен инженер-майор Л.Д. Гольдштейн. Именно с этого момента в академии начала формироваться школа статистической радиолокации, которой на этом этапе руководил Л.Д. Гольдштейн. Благодаря его кипучей энергии, широкому научному кругозору и блестящим организаторским способностям в короткие сроки коллектив молодой кафедры развернул интенсивную работу в новом направлении.

Научный коллектив кафедры в этот период стремился повысить эффективность РЛС за счет использования новых более современных методов анализа и синтеза систем и сигналов. Научный коллектив кафедры начинает широко использовать статистические методы для анализа проблем обнаружения радиолокационных сигналов на фоне шумов и помех. Были развернуты научные исследования по самолетным РЛС, радиолокационным антеннам, приемникам. Пионерами этих работ являлись адъюнкты кафедры Н.В. Зернов, Ю.А. Мельник, Ю.А. Юрков, Н.Н. Буга. В 1952–1953 годах коллектив кафедры усилили молодые способные выпускники факультета А.А. Коростелев, Е.Г. Логачев, Н.Ф. Клюев, В.С. Величко, А.А. Веретягин.

В 1950/1951 учебном году изданы первые конспекты лекций по разделам курса радиолокации: «Дальность действия радиолокационных станций», «Радиолокационные приемники», автор Л.Д. Гольдштейн; «Индикаторные устройства», авторы В.Е. Дулевич и А.М. Халфин; «Противорадиолокационная техника», автор В.Е. Дулевич.

Благодаря этим работам в 1955 году в рамках школы началась кристаллизация основного научного направления, связанного с применением методов математической статистики и теории информации к решению проблемы выделения радиолокационной информации и синтезу РЛС различного назначения.

На втором этапе научную школу возглавил В.Е. Дулевич, руководивший ею около 35 лет. Под руководством В.Е. Дулевича научная школа работала в интересах создания и развития систем вооружения первоначально для Военно-воздушных сил, затем Ракетных войск стратегического назначения, а позднее в интересах Космических войск и Военно-Морского Флота. Научная школа внесла значительный вклад в разработку вопросов теории и практики военного применения радиолокации, в подготовку инженерных и научных кадров по радиолокационной тематике.

В 1950-е годы были выполнены оригинальные работы по следующим вопросам теории радиолокации: оценка эффективности методов радиолокационного обзора (А.А. Коростелев); обнаружение импульсных радиолокационных сигналов в шумах с использованием накопителей дискретного действия и с использованием метода последовательного анализа (Н.Ф. Клюев); обнаружение импульсных радиолокационных сигналов движущихся целей на фоне отражений от местных предметов (А.А. Веретягин); корреляционный прием стохастических сигналов на фоне шумов (Е.Г. Логачев); оценка угловых координат целей в импульсных РЛС последовательного обзора пространства (А.В. Петров); статистические характеристики радиолокационных сигналов от сосредоточенных наземных объектов и методы их селекции на фоне сигналов от окружающего растительного покрова (Ю.А. Мельник, Н.И. Буренин, В.А. Потехин, А.М. Грибов); радиолокационный обзор земной поверхности с

использованием искусственных спутников Земли (В.Е. Дулевич, А.А. Коростелёв, Ю.А. Мельник); обоснование принципов построения РЛС с синтезированной апертурой антенн (А.А. Коростелёв).

Материалы некоторых научных работ школы в 50-х годах обсуждались на заседаниях Научного Совета по статистической радиотехнике при Бюро новой техники Совета министров СССР, членами которого были ведущие ученые страны в этой области. В 1957 году на заседании Совета был заслушан доклад Н.Ф. Ключева по цифровым методам обработки сигналов в импульсных РЛС. В 1959 году на том же Совете заслушивался доклад А.А. Веретягина по вопросам селекции радиолокационных сигналов движущихся целей.

В июне 1958 года сотрудники кафедры докладывали результаты научных исследований на Всесоюзной научно-технической конференции, посвященной внедрению статистических методов в теорию и практику обработки радиолокационных сигналов.

Быстрое развитие радиолокации и расширение области ее применения требовало дальнейшего совершенствования читаемого курса и создания учебной литературы.

В 1955–1957 годах Н.Н. Буга и Ю.А. Мельник издадут единый конспект лекций по курсу «Основы радиолокации». В этом конспекте впервые в отечественной радиолокационной литературе дается развернутое изложение вопросов селекции движущихся целей, формирования радиолокационных изображений, теории радиолокационных индикаторов. В 1957–1959 годах А.А. Коростелёвым была впервые издана серия конспектов лекций по курсу статистической радиолокации.

Однако изданные конспекты лекций не могли полностью удовлетворить потребности учебного процесса и являлись лишь первым шагом на пути создания учебника по курсу. Поэтому через короткий промежуток времени коллективом авторов издается двухтомный учебник «Основы импульсной радиолокации» [2]. Первый в стране учебник по статистической радиолокации «Теоретические основы радиолокации» вышел в свет под редакцией В.Е. Дулевича в 1964 году [3]. Кроме учебной литературы в эти годы опубликована монография Н.Ф. Ключева «Обнаружение импульсных сигналов с помощью накопителей дискретного действия» [4].

К началу 1960-х годов научная школа под руководством В.Е. Дулевича сформировалась как высококвалифицированный научный коллектив, успешно работающий в области статистической теории радиолокационного наблюдения объектов. Многие сотрудники школы тех лет стали позже известными учеными – докторами технических наук. Это Н.И. Буренин (1965), Ю.А. Мельник (1966), А.А. Коростелёв (1966), А.В. Петров (1970), В.Е. Дулевич (1971), Н.Н. Буга (1971), Н.Ф. Ключев (1971), А.А. Веретягин (1975).

В этот период сотрудниками школы статистической радиолокации были заложены научно-технические и организационные основы создания ряда других научных школ. Например, научной школы экспериментальных радиолокационных исследований, многолетним лидером которой был Л.Д. Тучков. Учеными этой школы были разработаны и созданы несколько поколений комплексов измерения радиолокационных характеристик объектов на основе безэховых камер. Издано было большое количество научной литературы по данной тематике. Наиболее известной является изданная в 1985 году под редакцией Л.Т. Тучкова монография «Радиолокационные характеристики летательных аппаратов» [5]. Так же получила развитие научная школа радиолокационной поляриметрии, зачинателями которой были В.А. Потехин и Д.Б. Канарейкин. Под редакцией В.Е. Дулевича в 1966 году была опубликована первая в стране монография «Поляризация радиолокационных сигналов» [6].

В 1960-е годы сотрудники научной школы статистической радиолокации проводили активные теоретические и экспериментальные исследования в области космической радиолокации и ее применения для создания и функционирования перспективных космических средств.

В этот период были разработаны теория пространственно-временной фильтрации для описания РЛС с фазированными антенными решетками и сложными антенными сигналами

(А.А. Коростелёв, Ю.А. Мельник, В.И. Невзоров), теория оптимизации обзора и обработки сигналов в современных РЛС (Н.Ф. Ключев).

В 1969 году коллективом авторов издан учебник «Космические траекторные измерения» [7].

В конце 60-х годов под руководством Л.Ю. Астанина были начаты теоретические и экспериментальные исследования по вопросам сверхширокополосной радиолокации. Эти исследования привели к созданию уникального лабораторного образца сверхширокополосной РЛС. В последующие годы работы школы по сверхширокополосной радиолокации существенно расширились и получили известность среди отечественных и зарубежных специалистов. В стране и за рубежом получила признание монография «Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений», изданная в 1989 году [8].

В 70-е годы под руководством Ю.А. Мельника продолжались исследования по созданию космических систем землеобзора. Под руководством Н.Ф. Ключева были выполнены исследования по актуальной проблеме обнаружения и высокоточного определения траекторий высокоскоростных целей при малом времени их наблюдения в зоне ответственности РЛС. В 1974 году была издана монография Н.Ф. Ключева «Обзор пространства и обработка сигналов в системах обнаружения».

В 80–90-е годы под руководством Н.Ф. Ключева при участии внешней кооперации исполнителей проведены масштабные исследования по новому направлению в радиолокации – проблеме создания систем радиовидения объектов.

В 1978 году под редакцией В.Е. Дулевича издан учебник «Теоретические основы радиолокации» [9], в 1980 году под редакцией Ю.А. Мельника вышла монография «Радиолокационные методы исследования Земли» [10]. В 1987 году была издана монография А.А. Коростелёва «Пространственно-временная теория радиосистем» [11].

В середине 70-х годов А.А. Веретягиным были сформулированы основные положения теории обнаружения точечных движущихся целей на фоне поверхности Земли с помощью орбитальных РЛС. С конца 80-х годов эти исследования были продолжены под руководством И.В. Рыбакова. В 1990–1992 годах была разработана и реализована программа экспериментальных работ по наблюдению из космоса за наземными и морскими движущимися целями с помощью отечественного спутникового радиолокатора с синтезированной апертурой антенны «Алмаз-1». На базе загородного учебного центра академии был развернут мишенный полигон с движущимися и неподвижными уголковыми отражателями. Результаты проведенных исследований были использованы в разработке эскизного проекта перспективного спутникового радиолокатора.

В 1992–1993 годах впервые в России В.Ф. Фатеевым и И.В. Сахно была выдвинута идея создания бортового локатора с синтезированной апертурой, работающего с использованием принципа многопозиционной радиолокации. При этом в качестве сигнала подсвета было предложено использовать сигналы навигационных спутников, а в качестве носителя приемной позиции – самолет, аэростат или низкоорбитальный КА. Эта идея впоследствии была запатентована [12] и в 2007–2008 годах под руководством И.В. Сахно была подтверждена в ходе летного эксперимента с использованием авиационного носителя.

В начале 2000-х годов сотрудники школы в кооперации с промышленными предприятиями принимали активное участие в проектировании и разработке аппаратно-программных средств цифровой статистической обработки радиолокационных и радионавигационных сигналов. Впоследствии на базе созданного векторно-матричного нейропроцессора в академии отрабатывались новые алгоритмы обнаружения сигналов, решения навигационных задач и были созданы первый в стране программный мультисистемный навигационный приемник сигналов ГЛОНАСС/GPS и аппаратно-программный комплекс по исследованию методов защиты от помех навигационной аппаратуры потребителей. В 2004 году были проведены испытания, подтвердившие работоспособность и высокие характеристики разработанных

экспериментальных устройств. Основные результаты этих работ были опубликованы в научных изданиях [13] и запатентованы [14].

В этот период сотрудниками школы так же был проведен ряд экспериментов по усовершенствованию методов дифференциальной навигации. Положительные результаты экспериментов позволили запатентовать ряд новых решений [15, 16].

Трудно перечислить всех ученых, которые внесли свой вклад в развитие школы статистической радиолокации академии. Наиболее известными учеными, имеющими непосредственное отношение к академии, являются: Л.Д. Гольдштейн, Н.Н. Буга, В.Е. Дулевич, Ю.А. Мельник, А.А. Коростелёв, Н.Ф. Клюев и многие другие.

Школа статистической радиолокации продолжает жить и развиваться в академии и в настоящее время. Основной задачей сегодня является не только сохранение доброй памяти о создателях научной школы, но и ориентация на продолжение заложенных ими традиций. К главным принципам, на которых всегда основывались эти традиции, относятся:

- формирование благоприятной, уважительной и рабочей атмосферы в коллективе, решающем сложные научные и образовательные задачи;
- формирование преемственности и привлечение слушателей и курсантов к выполнению научных исследований;
- развитие широкой кооперации и взаимодействия с войсковыми частями и учреждениями Министерства обороны, предприятиями промышленности, органами военного управления;
- понимание неразрывной связи науки и высококлассного технического образования;
- нацеленность на получение новых, значимых, востребованных практикой научных и технологических результатов, в которых нуждается наша страна.

Список используемых источников

1. Приказ по Ленинградской военно-воздушной академии Красной Армии «28» апреля 1941 г. № 20, г. Ленинград // Архив МО СССР. – Ф. Л ВВА КА. – Оп. 568908с. – Д. 2. – Л. 54–72.
2. Основы импульсной радиолокации: в 2 ч. – Л.: ЛКВВИА имени А.Ф. Можайского, 1957–1958. – Ч. 1: Буга Н.Н., Дулевич В.Е., Мельник Ю.А. Физические основы радиолокации. – 1957. – 350 с.; ч. 2: Основы радиолокационной техники / Н.Н. Буга [и др.]. – 1958. – 478 с.
3. Теоретические основы радиолокации: учебник / В.Е. Дулевич [и др.]; под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1964. – 732 с.
4. Клюев Н.Ф. Обнаружение импульсных сигналов посредством накопителей дискретного действия: моногр. – М.: Сов. радио, 1963. – 111 с.
5. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов: моногр. / М.Е. Варганов [и др.]; под ред. Л.Т. Тучкова. – М.: Радио и связь, 1985. – 236 с.
6. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов: моногр. / под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, – 1966. – 440 с.
7. Космические траекторные измерения: учебник / П.А. Агаджанов [и др.]; под ред. П.А. Агаджанова, В.Е. Дулевича, А.А. Коростелёва. – М.: Сов. радио, 1969. – 504 с.
8. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений: моногр. – М.: Радио и связь, 1989. – 190 с.
9. Теоретические основы радиолокации: учебник / под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
10. Радиолокационные методы исследования Земли: моногр. / Ю.А. Мельник [и др.]; под ред. Ю.А. Мельника. – М.: Сов. радио, 1980. – 264 с.
11. Коростелёв А.А. Пространственно-временная теория радиосистем: учеб. пособие. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.

12. Пат. 2278398 Рос. Федерация МПК⁷ G01S 13/90. Способ получения радиолокационного изображения земной поверхности при помощи многопозиционной радиолокационной системы с синтезированной апертурой антенны / Фатеев В.Ф., Сахно И.В. – № 2004121076/09 заявл. 06.0.2004; опубл. 20.06.2006, Бюл. №17.

13. Добриков В.А., Сахно И.В. Применение нейропроцессора Л1879ВМ1 для подавления узкополосных помех в системах с шумоподобными сигналами // Нейрокомпьютеры: Разработка, применение. – М.: Радиотехника, 2006. – Кн. 21. – С. 88–94.

14. Пат. 2336631 Рос. Федерация С2, 20.10.2008. Способ программной обработки буферизованных выборок оцифрованных сигналов и мультисистемный многоканальный программный приемник реального времени сигналов спутниковых навигационных систем и систем их поддержек для его осуществления / Бабаков В.Н., Бахолдин В.С., Дубинко Ю.С. и др. – № 2006126482/09; заявл. 21.07.2006; опубл. 20.10.2008, Бюл. № 29.

15. Пат. 2130622 Рос. Федерация МПК⁶ G01S 5/12. Способ групповой навигации движущихся объектов / Бахолдин В.С., Добриков В.А., Сахно И.В. и др. – № 97121983/09; заявл. 19.12.1997; опубл. 20.05.1999, Бюл. №14.

16. Пат. 2155969 Рос. Федерация МПК⁷ G01S 5/02. Способ дифференциальной навигации / Бахолдин В.С., Добриков В.А., Сахно И.В. и др. – № 99111096/09; заявл. 24.05.1999; опубл. 10.09.2000, Бюл. №25.

А.В. Евтеев,
кандидат технических наук;
Г.Н. Мальцев,
доктор технических наук, профессор

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ИСПОЛЬЗОВАНИЮ СРЕДНЕГО КВАДРАТА ОШИБКИ ПРИ ОЦЕНИВАНИИ ТОЧНОСТИ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ПАРАМЕТРАМИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Проведен анализ зависимости вероятности срыва слежения от параметров следящего измерителя задержки принимаемого сигнала при различных соотношениях между систематической и случайной составляющими ошибки слежения и шириной полосы захвата следящего измерителя. Расчетным методом получены семейства зависимостей вероятности срыва слежения от величин случайной и систематической составляющих ошибки слежения за задержкой, нормированных к полосе захвата временного дискриминатора, при различных сочетаниях этих параметров. Определены области слабого и сильного влияния величины ошибок слежения за задержкой принимаемого сигнала на вероятность срыва слежения. Проанализирован характер влияния случайной и систематической составляющих ошибки слежения за задержкой на вероятность срыва слежения. Установлено, что в общем случае имеет место неоднозначность среднего квадрата нормированной ошибки слежения за задержкой как критерия оптимизации при выборе параметров системы синхронизации.

Ключевые слова: радиолокационные системы, слежение за параметрами сигнала, схема слежения за задержкой, вероятность срыва слежения.

ВВЕДЕНИЕ

В радиолокационных системах (РЛС) различного назначения широко используются следящие измерители, осуществляющие слежение за изменяющимися параметрами принимаемых сигналов – задержкой, частотой и фазой [1, 2]. Роль следящих измерителей в РЛС определяется тем, что слежение за параметрами принимаемых сигналов позволяет получить оценки их текущих значений и использовать эти оценки для соответствующей настройки опорных сигналов при реализации оптимального приема. Слежение осуществляется в пределах полосы захвата, ширина которой определяется шириной дискриминационной характеристики по соответствующему параметру сигнала. От точности слежения за параметрами принимаемых сигналов зависят показатели качества решения РЛС стоящих перед ними задач, в том числе устойчивость функционирования, поскольку при выходе ошибки слежения за пределы полосы захвата происходит срыв слежения и для продолжения нормальной работы РЛС необходим повторный захват сигнала по одному или нескольким параметрам.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

От точности слежения за параметрами принимаемых сигналов зависит устойчивость функционирования РЛС. В режиме сопровождения объектов (радиолокационных целей) качество решения РЛС стоящих перед ними задач определяется устойчивостью слежения за параметрами принимаемых сигналов, которая зависит от точности слежения и характеризуется вероятностью срыва слежения P_C . При разработке РЛС выбор технических характеристик используемых в них следящих измерителей осуществляется, исходя из условия $P_C \rightarrow \min$ минимизации вероятности срыва слежения или условия $P_C \leq P_{C\text{доп}}$ обеспечения вероятности срыва слежения не ниже допустимой $P_{C\text{доп}}$.

Вероятность срыва слежения P_C зависит от точности слежения за параметрами сигнала, используемыми в РЛС следящими измерителями, которая характеризуется набором параметров ошибок слежения $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ по каждому из отслеживаемых параметров сигнала $P_C = f(\alpha_1, \alpha_2, \dots)$. Параметры ошибок слежения $\alpha_1, \alpha_2, \dots$, в свою очередь, зависят от условий приема сигналов и технических характеристик следящих измерителей. Анализ зависимостей $P_C = f(\alpha_1, \alpha_2, \dots)$ позволяет определить значения параметров $\alpha_1, \alpha_2, \dots$, обеспечивающих выполнение условий $P_C \rightarrow \min$ и $P_C \leq P_{C\text{доп}}$, и сформулировать, исходя из этого, требования к техническим характеристикам следящих измерителей.

Целью настоящей статьи является анализ зависимостей вероятностей срыва слежения от параметров следящего измерителя на примере слежения за задержкой принимаемых сигналов. В общем случае ошибки слежения за задержкой τ имеют систематическую составляющую, которая характеризуется математическим ожиданием $\delta\tau$, и случайную составляющую, которая характеризуется среднеквадратическим отклонением σ_τ . Эти параметры в ряде случаев объединяются параметром среднего квадрата ошибки слежения $\varepsilon_\tau = \sqrt{\delta\tau^2 + \sigma_\tau^2}$. Параметры $\delta\tau$, σ_τ и ε_τ выступают в качестве анализируемых параметров $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ следящего измерителя задержки. Анализ зависимостей $P_C = f(\delta\tau, \sigma_\tau)$ и $P_C = f(\varepsilon_\tau)$ позволяет определить требования к параметрам $\delta\tau$ и σ_τ , исходя из условий $P_C \rightarrow \min$ и $P_C \leq P_{C\text{доп}}$. Это позволяет обоснованно выбрать технические характеристики следящих измерителей, обеспечивающие требуемую устойчивость слежения за задержкой принимаемых сигналов. При этом имеются рассмотренные в настоящей статье особенности использования среднего квадрата ошибки слежения за задержкой, как оптимизируемого показателя при минимизации вероятности срыва слежения, поскольку в общем случае имеет место неоднозначность зависимости $P_C = f(\varepsilon_\tau)$ при различных сочетаниях параметров $\delta\tau$ и σ_τ .

ПОРЯДОК ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТИ СРЫВА СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЗАДЕРЖКОЙ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ СЛУЧАЙНОЙ И СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩИХ ОШИБКИ СЛЕЖЕНИЯ

При анализе динамики слежения за параметрами сигналов в следящих системах используется описание процесса слежения в виде марковского случайного процесса [3, 4]. В этом случае плотность распределения ошибки слежения за параметром сигнала в условиях помех определяется решением уравнения Фоккера – Планка – Колмогорова относительно плотности распределения сигнала рассогласования следящей системы. При решении широкого класса прикладных задач в качестве приближения этого решения для стационарного режима работы следящих измерителей используется нормальный закон распределения [5, 6]. Точность слежения при этом характеризуется двумя параметрами нормального распределения – среднеквадратическим отклонением (случайная составляющая) и математическим ожиданием (систематическая составляющая) ошибки слежения, которые могут объединяться параметром среднего квадрата ошибки.

Очевидно, что чем меньше каждая из составляющих ошибки слежения, тем меньше вероятность срыва слежения. Вместе с тем при совместном влиянии случайной и систематической составляющих ошибки слежения они в различной степени влияют на вероятность срыва слежения и в общем случае имеет место неоднозначность среднего квадрата ошибки слежения, как оптимизируемого показателя при минимизации вероятности срыва слежения. В настоящей статье это будет показано на примере слежения за задержкой принимаемых сигналов.

Слежение за задержкой принимаемых сигналов τ является стандартной операцией, выполняемой в РЛС при работе с подвижными объектами. Пусть ошибка слежения за задержкой $\Delta\tau$ характеризуется среднеквадратическим отклонением σ_τ и математическим ожиданием

$\delta\tau$. Значения параметров σ_τ и $\delta\tau$ могут быть связаны с параметрами схемы слежения за задержкой и условиями приема сигналов, в частности, с динамикой изменения задержки принимаемого сигнала, отношением сигнал/шум на входе приемника, видом и характеристиками дискриминатора и следящего фильтра [6–8]. При этом конкретные значения параметров схемы слежения за задержкой σ_τ и $\delta\tau$ и их сочетания могут в различных условиях приема сигналов обеспечиваться при использовании следящих фильтров и дискриминаторов с различными характеристиками.

Введем нормированную ошибку слежения за задержкой $\Delta x = 2\Delta\tau/\Delta$, где Δ – ширина полосы захвата следящего измерителя. При нормальном законе распределения ошибки слежения за задержкой $\Delta\tau$ плотность распределения нормированной ошибки слежения за задержкой Δx имеет вид

$$w(\Delta x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left[-\frac{(\Delta x - \delta x)^2}{2\sigma_x^2}\right], \quad (1)$$

где δx – математическое ожидание нормированной ошибки слежения, $\delta x = 2\delta\tau/\Delta$;

σ_x – среднеквадратическое отклонение нормированной ошибки слежения, $\sigma_x = 2\sigma_\tau/\Delta$.

Вероятность срыва слежения за задержкой определяется вероятностью выхода ошибки слежения $\Delta\tau$ за пределы полосы захвата $[-\Delta/2, \Delta/2]$ следящего измерителя. При переходе к нормированной ошибке слежения за задержкой Δx выражение для вероятности срыва слежения имеет следующий вид:

$$P_C = 1 - \left[\Phi_0\left(\frac{1 - \delta x}{\sigma_x}\right) - \Phi_0\left(\frac{-1 - \delta x}{\sigma_x}\right) \right], \quad (2)$$

где $\Phi_0(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^y \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$. В отсутствии систематической составляющей ошибки слежения ($\delta\tau = 0$) выражение (2) сводится к виду $P_C = 1 - 2\Phi_0(1/\sigma_x)$, а в отсутствии случайной составляющей ошибки слежения ($\sigma_\tau = 0$) – к виду $P_C = \begin{cases} 0, & |\delta x| < 1, \\ 1, & |\delta x| \geq 1. \end{cases}$

Выражение (2) определяет зависимость $P_C = f(\delta x, \sigma_x)$ вероятности срыва слежения P_C от нормированных параметров ошибок слежения за задержкой δx и σ_x . Оно позволяет провести анализ зависимости вероятности срыва слежения P_C от параметров следящего измерителя задержки при различных соотношениях между систематической и случайной составляющими ошибки слежения и шириной полосы захвата следящего измерителя Δ , характеризуемых нормированными параметрами δx и σ_x . Кроме того, может быть проанализировано влияние на вероятность срыва слежения P_C нормированного среднего квадрата ошибки слежения $\varepsilon_x = \sqrt{\delta x^2 + \sigma_x^2}$. Соответствующая ему величина среднего квадрата ошибки слежения по задержке $\varepsilon_\tau = \sqrt{\delta\tau^2 + \sigma_\tau^2}$ рассматривается в качестве интегральной характеристики ошибок слежения и минимизируется в обобщенном вероятностном фильтре, оптимальном по критерию минимума среднего квадрата средней ошибки фильтрации [5, 9].

В соответствии с выражением (2) были рассчитаны зависимости вероятности срыва слежения P_C при слежении за задержкой принимаемого сигнала от значений нормированных параметров δx , σ_x и ε_x . В результате проведенных расчетов получены семейства зависимостей вероятности срыва слежения P_C от параметров δx , σ_x и ε_x при различных сочетаниях этих параметров.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЕРОЯТНОСТИ СРЫВА СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЗАДЕРЖКОЙ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ СЛУЧАЙНОЙ И СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩИХ ОШИБКИ СЛЕЖЕНИЯ

На рис. 1 приведены графики расчетных зависимостей P_C от среднего квадрата нормированной ошибки слежения за задержкой ϵ_x при различных значениях математического ожидания нормированной ошибки слежения δx . Значения среднеквадратического отклонения нормированной ошибки слежения σ_x задавались таким образом, чтобы при заданных значениях ϵ_x и δx выполнялось условие, при котором $\epsilon_x = \sqrt{\delta x^2 + \sigma_x^2}$.

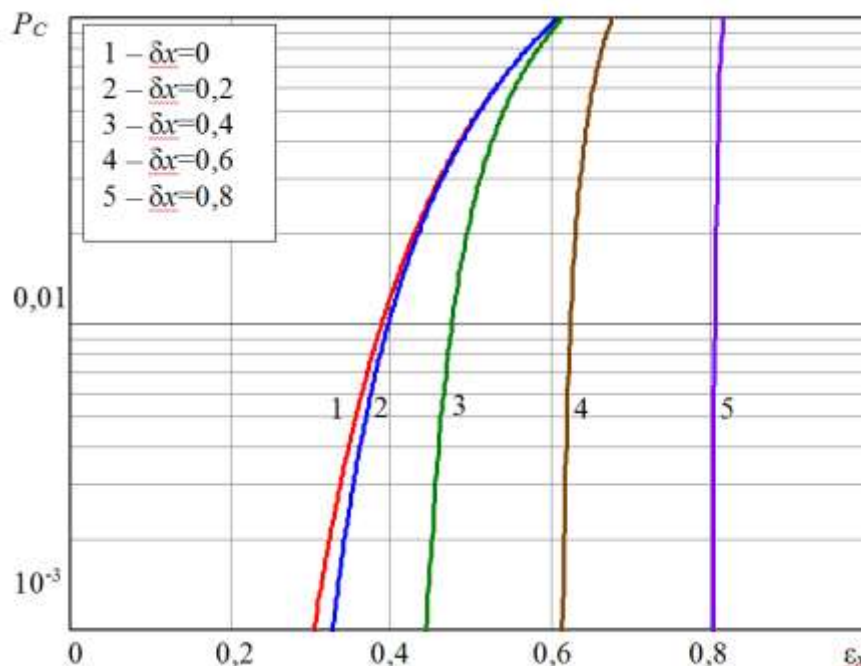


Рис. 1. Вероятность срыва слежения в зависимости от среднего квадрата и математического ожидания нормированной ошибки слежения за задержкой

На рисунке кривая 1 соответствует $\delta x = 0$, кривая 2 – $\delta x = 0,2$, кривая 3 – $\delta x = 0,4$, кривая 4 – $\delta x = 0,6$, кривая 5 – $\delta x = 0,8$. С увеличением ϵ_x и δx вероятность срыва слежения P_C увеличивается во всем диапазоне изменения ϵ_x . Для всех зависимостей характерно резкое увеличение вероятности срыва слежения, начиная с некоторого значения ϵ_x . Значение величины ϵ_x , начиная с которого начинается резкое увеличение вероятности срыва слежения, уменьшается с уменьшением величины δx . При $\epsilon_x = \text{const}$ это соответствует увеличению величины σ_x , поэтому приведенные зависимости свидетельствуют о доминирующем влиянии в рассмотренных условиях случайной составляющей ошибки слежения на вероятность срыва слежения P_C .

На рис. 2 приведены графики расчетных зависимостей P_C от среднего квадрата нормированной ошибки слежения за задержкой ϵ_x при различных значениях среднеквадратического отклонения нормированной ошибки слежения σ_x . Значения математического ожидания нормированной ошибки слежения задавались таким образом, чтобы при заданных значениях ϵ_x и σ_x выполнялось условие $\epsilon_x = \sqrt{\delta x^2 + \sigma_x^2}$. На рисунке кривая 1 соответствует $\sigma_x = 0$, кривая 2 – $\sigma_x = 0,2$, кривая 3 – $\sigma_x = 0,4$, кривая 4 – $\sigma_x = 0,6$, кривая 5 – $\sigma_x = 0,8$. С увеличением ϵ_x и σ_x вероятность срыва слежения P_C увеличивается на всем диапазоне изменения ϵ_x . Как и в предыдущем случае, для всех зависимостей характерно резкое увеличение вероятности срыва слежения, начиная с некоторого значения ϵ_x . Значение величины ϵ_x , начиная с которого

начинается резкое увеличение вероятности срыва слежения, уменьшается с увеличением величины σ_x . При $\varepsilon_x = \text{const}$ это соответствует уменьшению величины δx , поэтому приведенные зависимости подтверждают вывод о доминирующем влиянии в рассмотренных условиях случайной составляющей ошибки слежения на вероятность срыва слежения P_C . В предельном случае при $\sigma_x = 0$ выполняется условие $\varepsilon_x = \delta x$ и увеличение математического ожидания нормированной ошибки слежения в диапазоне $0 \leq \delta x < 1$ не приводит к срыву слежения ($P_C = 0$), а при $\delta x \geq 1$ происходит срыв слежения ($P_C = 1$).

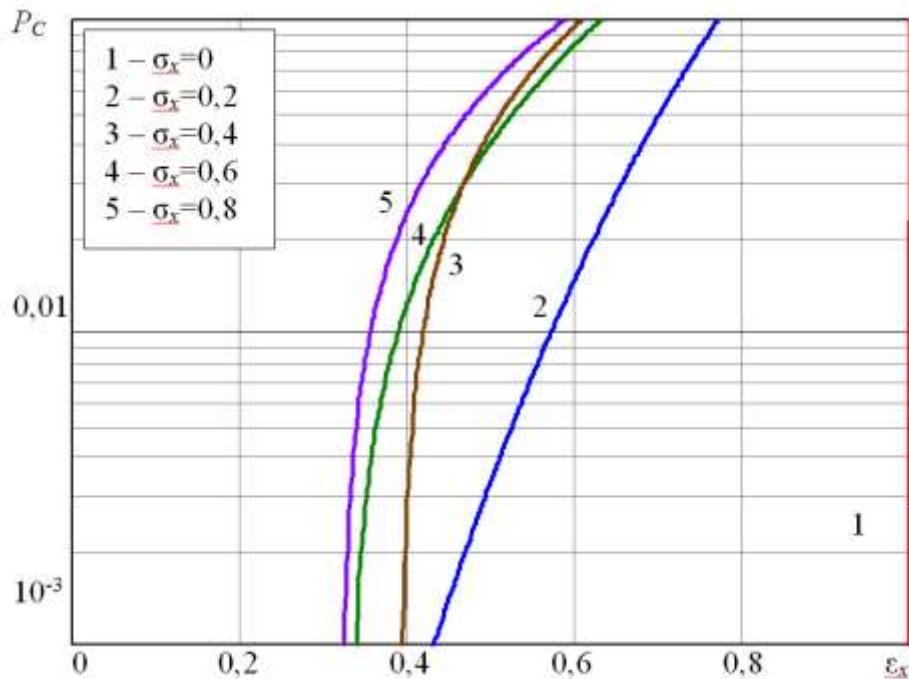


Рис. 2. Вероятность срыва слежения в зависимости от среднего квадрата и среднеквадратического отклонения нормированной ошибки слежения за задержкой

Представленные результаты иллюстрируют характер зависимости вероятности срыва слежения P_C от величин σ_x и δx и свидетельствуют о неоднозначности среднего квадрата нормированной ошибки слежения $\varepsilon_x = \sqrt{\delta x^2 + \sigma_x^2}$, как оптимизируемого показателя в обобщенном вероятностном фильтре. В отсутствие систематической ошибки слежения при $\delta x = 0$ минимизация параметров ε_x и σ_x оказывается эквивалентна и однозначно приводит к минимизации вероятности срыва слежения P_C . В то же время при наличии систематической ошибки слежения ($\delta x \neq 0$) вероятность срыва слежения P_C сложным образом зависит от сочетания параметров δx и σ_x при доминирующем влиянии на ее величину параметра σ_x , характеризующего случайную составляющую нормированной ошибки слежения за задержкой. Такая же неоднозначность будет иметь место и при использовании в качестве интегральной характеристики ошибок слежения за задержкой принимаемого сигнала величины $\chi_t = 3\sigma_t + \delta t$, характеризующей при нормальном законе распределения диапазон изменения ошибки слежения, и соответствующей ей нормированной величины $\chi_x = 3\sigma_x + \delta x$.

На рис. 3 приведены зависимости, характеризующие соотношения между нормированным среднеквадратическим отклонением σ_x и математическим ожиданием δx нормированной ошибки слежения за задержкой, при которых достигается фиксированная вероятность срыва слежения P_C . На рисунке кривая 1 соответствует вероятности срыва слежения $P_C = 10^{-1}$, кривая 2 – $P_C = 10^{-2}$, кривая 3 – $P_C = 10^{-3}$, кривая 4 – $P_C = 10^{-4}$.

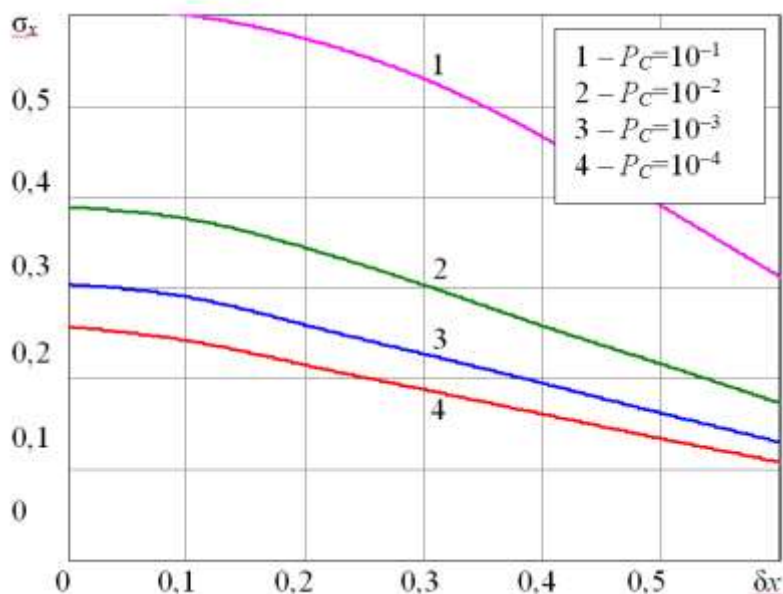


Рис. 3. Соотношения между нормированным среднеквадратическим отклонением и математическим ожиданием ошибки слежения за задержкой, при которых достигается фиксированная вероятность срыва слежения

Приведенные зависимости позволяют сформулировать требования в отношении допустимых значений случайной и систематической составляющих ошибки слежения за задержкой и их сочетаний, обеспечивающих требуемую устойчивость слежения. С увеличением требуемой величины P_C допустимые значения σ_x и δx увеличиваются при доминирующем влиянии на величину P_C величины σ_x . Увеличение величины δx от 0 до 0,2 требует уменьшения величины σ_x на 0,04–0,05 по сравнению со значением σ_x , соответствующим $\delta x = 0$. Так, вероятность срыва слежения $P_C = 10^{-3}$ обеспечивается при $\delta x = 0$ и $\sigma_x = 0,3$, при $\delta x = 0,2$ и $\sigma_x = 0,26$, при $\delta x = 0,4$ и $\sigma_x = 0,2$. Величина среднеквадратической нормированной ошибки ϵ_x в этих случаях оказывается различной и составляет соответственно 0,3, 0,33 и 0,45. Вероятность срыва слежения $P_C = 10^{-4}$ обеспечивается при $\delta x = 0$ и $\sigma_x = 0,26$, при $\delta x = 0,2$ и $\sigma_x = 0,22$, при $\delta x = 0,4$ и $\sigma_x = 0,16$. Величина ϵ_x в этих случаях составляет соответственно 0,26, 0,3 и 0,43.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проведенного анализа оказывают, что в общем случае для обеспечения заданной минимально допустимой вероятности срыва слежения за задержкой принимаемых сигналов необходим совместный выбор параметров следящего измерителя, определяющих величину случайной и систематической составляющих ошибки слежения с учетом ограничений, накладываемых условиями функционирования и особенностями технической реализации. Благодаря использованию нормированных параметров ошибок слежения за задержкой полученные результаты могут быть распространены на работу следящих измерителей частоты и фазы принимаемых сигналов в РЛС и других типах радиотехнических систем. При этом качественный вывод о неоднозначности использования интегральных параметров, объединяющих параметры смещения и рассеяния, типа среднего квадрата ошибки слежения, как оптимизируемого параметра следящих измерителей, очевидно, будет справедлив для всех многопараметрических законов распределения ошибок слежения.

Список используемых источников

1. Теоретические основы радиолокации / А.А. Коростелев [и др.]; под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория / Я.Д. Ширман [и др.]; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
3. *Тихонов В.И., Харисов В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
4. *Шахтарин Б.И.* Анализ систем синхронизации при наличии помех. – М.: Горячая линия–Телеком, 2016. – 360 с.
5. *Мельников Б.Г.* Статистический синтез радиотехнических измерителей навигационных параметров. – МО СССР, 1982. – 198 с.
6. *Млечин В.В.* Теория радиоэлектронного преодоления. Анализ воздействия помех на радиотехнические системы и устройства. – М.: Радиотехника, 2009. – 976 с.
7. *Фалькович С.Е., Хомяков Е.Н.* Статистическая теория измерительных радиосистем. – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с.
8. *Перов А.И.* Статистическая теория радиотехнических систем. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
9. *Коростелев А.А.* Пространственно-временная теория радиосистем. – М.: Радио и связь, 1987. – 328 с.

К.А. Занин,
доктор технических наук
АО «НПО Лавочкина», Московская обл., г. Химки.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ ЛИНЕЙНОГО ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Предложен обобщенный метод определения разрешающей способности когерентной системы с синтезированием апертуры. В качестве примера рассмотрен радиолокатор с синтезированной апертурой. Получена частотно-контрастная характеристика, учитывающая фазовую передаточную функцию. Разработанная модель позволяет более обоснованно учитывать возмущающие факторы и формировать требования к параметрам радиолокационных, ультразвуковых и других систем синтеза изображения.

Ключевые слова: показатели качества, информационный тракт; линейное разрешение на местности; космический радиолокатор с синтезированной апертурой; радиометрическое разрешение; функция передачи модуляции; качество радиолокационного изображения.

ВВЕДЕНИЕ

Из теории оптических систем известно, что когерентные оптические системы линейны по амплитуде, а некогерентная система линейна по интенсивности. Методы оценки качества изображения со свойствами когерентности рассмотрены в ряде работ [1]. В общем случае к иконическим системам с когерентными свойствами излучения можно отнести и радиолокаторы с синтезированием апертуры (РСА), конечным продуктом является радиолокационное изображение (РЛИ).

Общей теории оценки качества изображений РСА и оптико-электронных систем с когерентным излучением в настоящее время не разработано. Считается, что радиолокационные системы с синтезированием апертуры обладают существенной нелинейностью и теория линейного воспроизведения [2] к ним не применима.

Достижение высокой разрешающей способности РСА возможно только при учете основных возмущающих факторов [3]. Сложившаяся практика оценки качества РЛИ по полуширине функции рассеяния точки (ФРТ) приводится в работах [4, 5]. Однако такое определение разрешения не позволяет в полной мере учесть фоновые и шумовые характеристики РЛИ, а также неидеальность ФРТ.

Для иконических систем классическим определением разрешающей способности является минимальное расстояние между объектами, при котором они наблюдаются отдельно с учетом запасов по контрасту. Факт отдельного наблюдения объектов определяется обнаружением минимума яркости с заданным уровнем вероятности. Такое определение разрешения позволяет связать геометрическую форму ФРТ с контрастом наблюдаемых объектов, уровнем фона, шумов и влиянием искажающих факторов [6, 7] на форму ФРТ в РСА.

В работе показано, что теорию линейного воспроизведения спектра пространственных частот можно применять к изображению, формируемому РСА.

МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ РЕШЕТКИ

Вывод функции модуляции комплексной амплитуды радиолокационного изображения приведен в работе [8].

Комплексный коэффициент рассеяния наблюдаемого объекта можно представить суммой ряда гармонических колебаний, зависящих от пространственной частоты. Пространственная частота в этом случае имеет аналог обычной частоты при задании коэффициента отражения в виде функции координаты, а не времени [9].

В качестве тестового объекта для оценки разрешающей способности РСА в этом случае используется тестовая мира с прямоугольным или гармоническим законом изменения амплитуды.

Зависимость модуля амплитуды от пространственной частоты на радиолокационном изображении

$$\mathbf{A} = A_{\text{cp}} + \Delta A \cos(2\pi\nu)\mathbf{T}_A(\nu), \quad (1)$$

где $\mathbf{T}_A(\nu)$ – функция передачи модуля амплитуды (ФПМА);

A_{cp} – среднее значение амплитуды;

ΔA – амплитуда, $\Delta A \leq A_{\text{cp}}$.

Соответственно

$$\Delta A = \frac{A_{\text{max}} - A_{\text{min}}}{2} \text{ и } A_{\text{cp}} = \frac{A_{\text{max}} + A_{\text{min}}}{2},$$

где A_{max} – максимальная амплитуда;

A_{min} – минимальная амплитуда;

ν_a – пространственная частота гармонического сигнала, определяемая периодом решетки $2y$ с полупериодом y , $\nu_a = \frac{1}{2y}$.

Видимость объекта (1) с учетом интенсивности (2) характеризуется коэффициентом контрастности:

$$K_{\text{об}} = \frac{I_{\text{max}} - I_{\text{min}}}{I_{\text{max}} + I_{\text{min}}} = \frac{\Delta I_{\text{об}}}{I_{\text{cp}}}, \quad (2)$$

где $\Delta I_{\text{об}}$ – перепад интенсивности сигнала, $\Delta I_{\text{об}} = \frac{I_{\text{max}} - I_{\text{min}}}{2}$;

I_{cp} – среднее значение сигнала, $I_{\text{cp}} = \frac{I_{\text{max}} + I_{\text{min}}}{2}$.

Функцию передачи модуля комплексной амплитуды (ФПМА) удобно представить в экспоненциальном виде:

$$\mathbf{T}_A(\nu) = T_A(\nu)e^{i\varphi_A(\nu)}, \quad (3)$$

где $T_A(\nu)$ – модуль передаточной функции РСА по амплитуде;

$\varphi_A(\nu)$ – фаза передаточной функции.

Представление РЛИ обычно производится в виде интенсивности (мощности) сигнала:

$$I(y) = \text{Re}(\mathbf{A})^2 + \text{Im}(\mathbf{A})^2,$$

тогда

$$\Delta I_{\text{об}} = (A_{\text{cp}} + \Delta A)^2 - (A_{\text{cp}} - \Delta A)^2 = 4\Delta A A_{\text{cp}}, \quad (4)$$

$$I_{\text{cp}} = 2(A_{\text{cp}}^2 + \Delta A^2). \quad (5)$$

ОЦЕНКА РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ

Минимально разрешаемая величина полупериода соответствует пространственному разрешению $y = R_g$. Соответственно максимальная разрешаемая величина пространственной частоты – $\nu_p = \frac{1}{2R_g}$.

Факт разрешения тестовой миры определяется превышением перепада сигнала между максимумом и минимумом на фоне шума:

$$\Delta I \geq \psi_{\text{тр}} \sigma_{\text{ш}}, \quad (6)$$

где ΔI – амплитуда перепада сигнала по интенсивности (мощности);
 $\sigma_{\text{ш}}$ – среднеквадратичное значение интенсивности шума;
 $\psi_{\text{тр}}$ – требуемый запас для обеспечения заданной вероятности разрешения, обычно $\psi_{\text{тр}} \geq 4$ для $P \geq 0,8$.

Значения $\psi_{\text{тр}}$ в дальнейшем следует уточнить с учетом особенностей функции распределения вероятности шумов РСА.

Раскрывая (4) и (5) с учетом (1) и (3) получим, что контраст миры (1) на РЛИ определяется выражением [8]:

$$K = \frac{I_{\text{max}} - I_{\text{min}}}{I_{\text{max}} + I_{\text{min}}} = \frac{4A_{\text{cp}} \Delta A T_A(\nu) \cos \varphi_A(\nu)}{2(A_{\text{cp}}^2 + \Delta A^2 T_A^2(\nu))}. \quad (7)$$

Выражение (7) показывает, что преобразование контраста в РСА в общем случае не линейно. Это вызвано зависимостью среднего уровня сигнала РЛИ от квадрата коэффициента модуляции амплитуды $T_A^2(\nu)$ в знаменателе выражения (7).

Оценка разрешения обычно производится для объектов среднего контраста с $K \approx 0,2$ при $T_A(\nu) \ll 0,5$, тогда $\Delta A^2 T_A^2 \ll A_{\text{cp}}^2$. В результате с достаточной точностью выполняется выражение $I_{\text{cp}} \approx 2A_{\text{cp}}^2$ и линейность передачи контраста по интенсивности:

$$K_{\text{об}} \approx 2K_A,$$

где K_A – контраст по амплитуде, $K_A \approx \frac{\Delta A}{A_{\text{cp}}}$.

Контраст миры по интенсивности миры на РЛИ

$$K \approx 2K_A T_A(\nu) \cos \varphi_A(\nu), \quad (8)$$

где $T_{\text{рса}}(\nu)$ – функция передачи модуляции интенсивности в РСА с учетом амплитудной и фазовой составляющих, $T_{\text{рса}}(\nu) = T_A(\nu) \cos \varphi_A(\nu)$.

Фазовый множитель $\cos \varphi_A(\nu)$ является основным отличием ФПМ РСА от ФПМ оптико-электронных комплексов.

Для анализа пространственной разрешающей способности необходимо обеспечить неравенство (6). Заметим, что в отличие от контраста абсолютный перепад интенсивности сигнала на РЛИ передается линейно. Согласно выражениям (7) и (4) перепад интенсивности миры на РЛИ

$$\Delta I_{об} = 4A_{cp} \Delta AT_{pca}(v).$$

Перепад сигнала миры на РЛИ должен разрешаться при выполнении следующего неравенства:

$$\Delta I_{об} T_{pca}(v) \geq \psi_{тр} \sigma_{ш}. \quad (9)$$

Неравенство (9) позволяет оценивать разрешающую способность РСА с учетом различных возмущающих факторов без применения дополнительных упрощений.

На рис. 1 показана функция передачи РСА в оптико-электронных системах построения изображения в идеальном случае и с учетом ошибок информационного тракта.

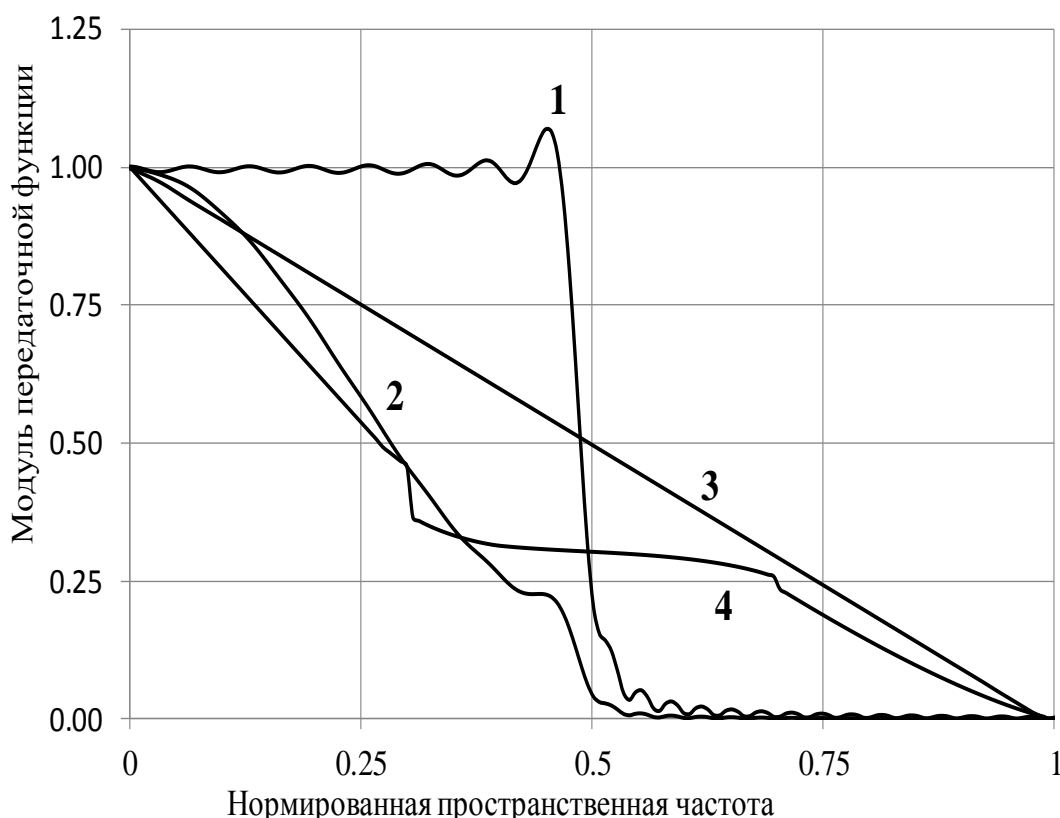


Рис. 1. Функция передачи модуляции в различных системах построения изображения:
 1 — идеальный радиолокатор с синтезированием апертуры; 2 — радиолокатор с синтезированием апертуры при типовой обработке функцией Хэмминга с коэффициентом 0,6; 3 — идеальный оптико-электронный комплекс; 4 — оптико-электронный комплекс с учетом центрального экранирования

На рис. 2 приводится функция передачи модуляции интенсивности $T_{pca}(v)$ в РСА с квадратичными фазовыми ошибками. Такие ошибки возникают в основном в результате расфокусировки РЛИ при неправильном задании опорных функций.

Большие фазовые ошибки приводят к возникновению отрицательного контраста в соответствующей им области пространственных частот, что может быть выявлено на изображениях.

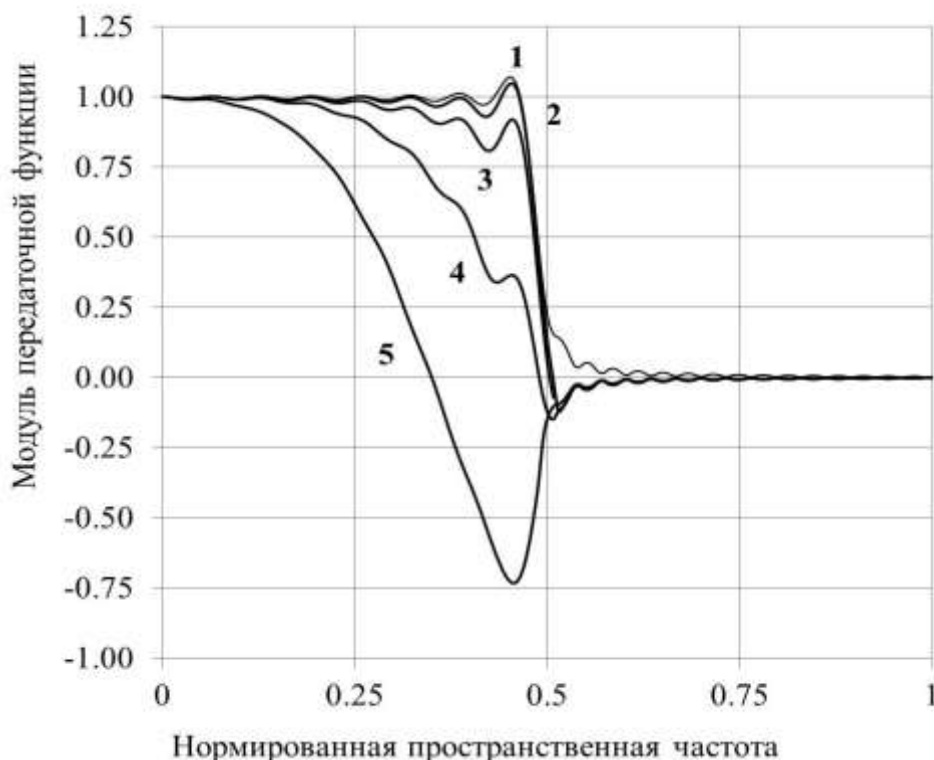


Рис. 2. Функция передачи модуляции интенсивности с учетом квадратичной фазовой ошибки:

$$1 - 0; 2 - \frac{\pi}{8}; 3 - \frac{\pi}{4}; 4 - \frac{\pi}{2}; 5 - \pi$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана обобщенная методика оценки разрешающей способности когерентных оптических систем с синтезированием апертуры с учетом амплитудных и фазовых ошибок информационного тракта. Показана возможность корректного учета интерференции и квадратичной нелинейности при оценке качества изображения.

Определена функция передачи модуляции интенсивности РСА как частично когерентной системы с учетом фазовой характеристики. Рассмотрены ее отличия от ФПМ оптической системы при различных амплитудных и фазовых ошибках. Показано, что общая передаточная функция РСА может быть представлена как произведение передаточных функций отдельных элементов информационного тракта, что улучшает качество моделирования.

В общем случае информационный тракт РСА не линеен по передаче контрастов на РЛИ. Анализ показал, что влияние нелинейности информационного тракта РСА существенно только для объектов с высоким контрастом.

Показано, что перепад интенсивности сигнала миры передается в РСА линейно и не зависит от контраста, что позволяет оценить разрешающую способность и полноту передачи пространственного спектра без использования допущений и линеаризации.

Разработанная модель позволяет обобщить теорию построения изображения в системах с синтезированием апертуры и обычных оптико-электронных комплексах. Полученные результаты могут быть применены для оценки качества в других системах построения изображения, например ультразвуковых.

Список используемых источников

1. А. с. СССР. Способ контроля качества изображения оптической системы / О.В. Рожков, И.В. Петрушко, Л.Н. Тимашова, А.Н. Щербаков. – № 1428972; заявл. 12.12.1986; опубл. 10.07.1988, Бюл. № 37. – 11 с.
2. *Ллойд Дж.* Системы тепловидения. – М.: Мир, 1987. – 414 с.
3. Полунатурное моделирование цифрового канала передачи данных в ультразвуковом диапазоне длин волн / С.Н. Гусев [и др.] // Труды МАИ. – 2020. – Вып. № 113. – URL: <http://trudymai.ru/> (дата обращения: 08.02.2020).
4. *Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Толстов Е.Ф.* Определение пространственного разрешения космических РСА методом импульсного отклика // II Всероссийские Армандовские чтения "Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред": материалы V Всероссийской научной конференции (26–28 июня 2012 г., Муром). – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2012. – С. 486–490.
5. *Карнов В.В., Костров О.А., Толстов Е.Ф.* Сравнительный анализ двух критериев и методов измерения пространственного разрешения РЛС при радиолокации и радиовидении // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2017. – № 3. – С. 30–42.
6. *Бачманов М.М., Исков Д.А.* Решение задачи оценивания детальности радиолокационного изображения объектов, расположенных на земной поверхности // Космонавтика и ракетостроение. – 2017. – № 2(95). – С. 117–125.
7. *Занин К.А., Москатиньев И.В.* Совершенствование методов оценки разрешающей способности космического радиолокатора синтезированной апертуры // Вестник НПО имени С.А. Лавочкина. – 2017. – № 3(37). – С. 3–10.
8. *Занин К.А.* Обобщенный метод определения разрешающей способности радиолокатора с синтезированием апертуры // Вестник НПО имени С.А. Лавочкина. – 2020. – № 1(47). – С. 4–12.
9. *Хартов В.В., Ефанов В.В., Занин К.А.* Основы проектирования орбитальных оптико-электронных комплексов: учеб. пособие. – М.: Изд-во МАИ, 2011. – 127 с.

А.Л. Ильин,
кандидат технических наук;
К.И. Титов,
кандидат технических наук

АНАЛИЗ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ПЕРЕДНЕБОКОВОГО ОБЗОРА РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Рассмотрен процесс формирования радиолокационного изображения в радиолокаторе с синтезированием апертуры (РСА) в режиме переднебокового обзора. Разработана геометрическая модель его формирования. Произведена оценка степени ухудшения пространственного разрешения и величин перекоса формируемого изображения. Проведено математическое моделирование, результаты которого подтверждают положения геометрической модели.

Ключевые слова: РСА, переднебоковой обзор, геометрические искажения.

ВВЕДЕНИЕ

Существенная эволюция систем цифровой обработки сигнала привела к появлению функции радиолокационного обзора земной поверхности у радиолокаторов, устанавливаемых на большинстве воздушных судов гражданской авиации. Режим переднебокового обзора позволяет экипажу заблаговременно принимать оперативные решения по коррекции траектории авиационного носителя в зависимости от оперативной обстановки. В данной работе приводятся результаты анализа геометрических искажений радиолокационного изображения, формируемого РСА в режиме переднебокового обзора.

ГЕОМЕТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ПЕРЕДНЕБОКОВОГО ОБЗОРА

Независимо от режима обзора земной поверхности линии равной дальности (изодали) в пространстве образуют множество сфер, центры которых находятся в точке расположения носителя, а их пересечение с плоскостью земли образуют множество окружностей, центры которых находятся в точке надира носителя радиолокационной станции (РЛС). В свою очередь линии равной доплеровской частоты (изодопы) в пространстве образуют множество конусов, высоты которых совпадают с направлением вектора скорости носителя РЛС V , а их пересечение с плоскостью земли образуют множество парабол, расположенных симметрично относительно направления полета x .

Как показано на рис.1, на траверзе носителя $\alpha = \pi/2$, что характерно для работы авиационных и космических РСА в режиме бокового обзора, направление изодалей совпадает с направлением оси x , направление изодоп совпадает с направлениями осей горизонтальной r_r и наклонной r_n дальностей. При этом элемент разрешения радиолокационного изображения (РЛИ), формирующегося в осях путевой x и наклонной r_n дальностей представляет собой прямоугольник со сторонами, равными величинам пространственного разрешения по указанным координатам.

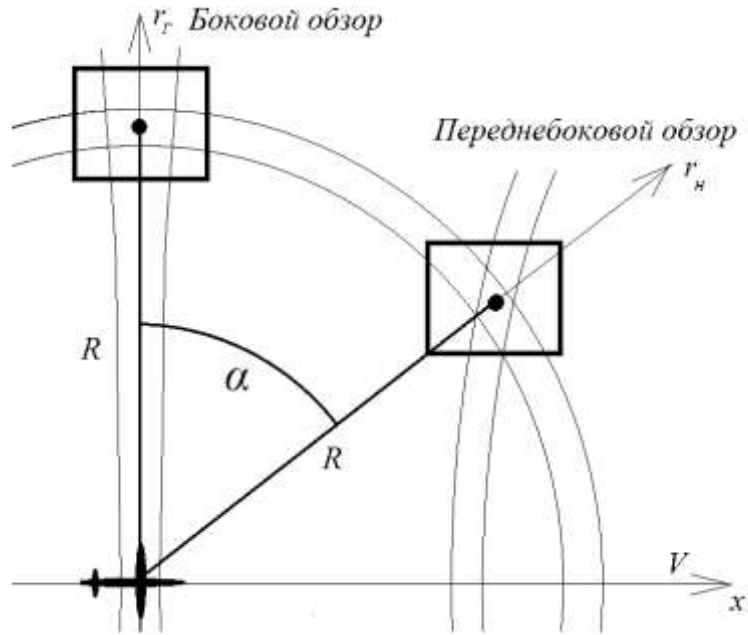


Рис. 1. Режимы бокового и переднебокового обзора РСА

В режиме переднебокового обзора (ПБО) вследствие значительных величин угла отворота диаграммы направленности антенны (ДНА) от траверза α направление изодалей не совпадает с направлением полета, а ось наклонных дальностей на РЛИ r_n не совпадает с осью горизонтальных дальностей r_r , образуя угол $\gamma_{хн}$ с осью путевой дальности x , как показано на рис. 2,а. По той же причине ось доплеровских частот на РЛИ x_d не совпадает с осью путевой дальности x , образуя с ней угол $\gamma_{хд}$ (рис.2,б).

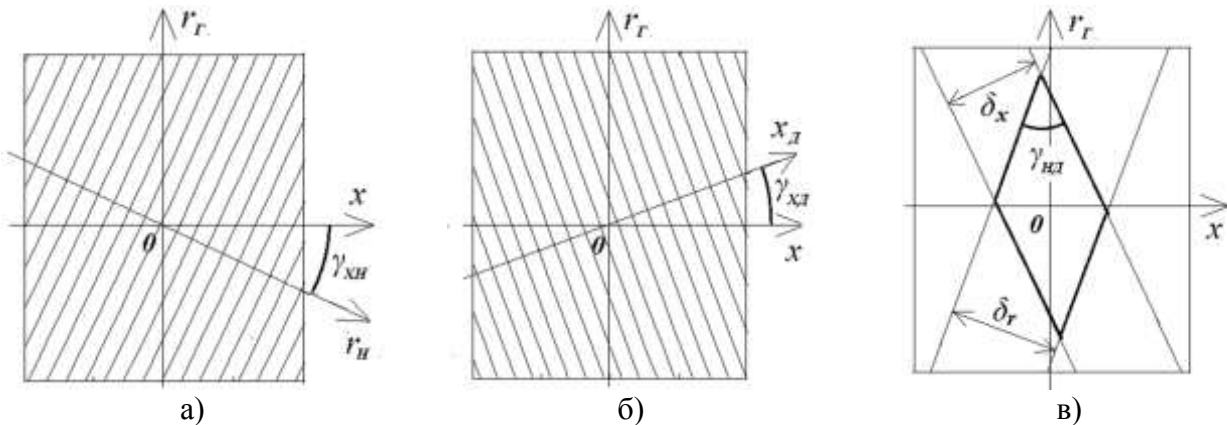


Рис. 2. Направления изодалей (а), изодоп (б) и вид элемента разрешения (в) в режиме ПБО

При этом элемент разрешения РЛИ, представляет собой параллелограмм, как показано на рис. 2,в, и является результатом взаимного наложения паризодалей и изодоп, разнесенных на величины пространственного разрешения δ_r и δ_x по соответствующим координатам. Стороны такого параллелограмма в отличие от режима бокового обзора образуют в плоскости РЛИ угол $\gamma_{нд} < 90^\circ$, величина которого, как и величины углов $\gamma_{хн}$ и $\gamma_{хд}$, определяется помимо угла α значением угла β наклона ДНА относительно горизонтальной плоскости.

Так, в качестве примера произведен расчет направления изодалей и изодоп для авиационной РСА в условиях горизонтального полета на высоте $H = 10$ км при следующих условиях: $\beta = 45^\circ$, $\alpha = 70^\circ$. Для заданных параметров вынос точки визирования цели относительно

положения носителя РЛС вдоль линии полета составил 9,4 км, а поперек линии полета 3,4 км. Вид изодаль, изодоп и элемента разрешения в этой области РЛИ показан выше на рис. 2. Величины углов составили: $\gamma_{\text{хн}} = -20^\circ$, $\gamma_{\text{хд}} = 16^\circ$ и $\gamma_{\text{нд}} = 36^\circ$.

Очевидно, что наихудшее пространственное разрешение РЛИ $\delta_{\text{рли}}$ при таких геометрических искажениях следует оценивать по величине большей диагонали параллелограмма, определяющего вид элемента разрешения (рис. 2, в). Так, например, при равенстве $\delta_r = \delta_r = 1,5$ м величина $\delta_{\text{рли}} = 4,8$ м, т. е. ухудшается в 3 раза по сравнению с заданным значением.

Рассмотрим процесс формирования двумерного РЛИ в режиме ПБО, для чего обратимся к рис. 3, иллюстрирующему геометрию наблюдения объекта, расположенного на горизонтальной плоскости в точке P . При этом носитель РЛГСН находится в точке O на высоте H относительно горизонтальной плоскости, а точка O_r является точкой надира.

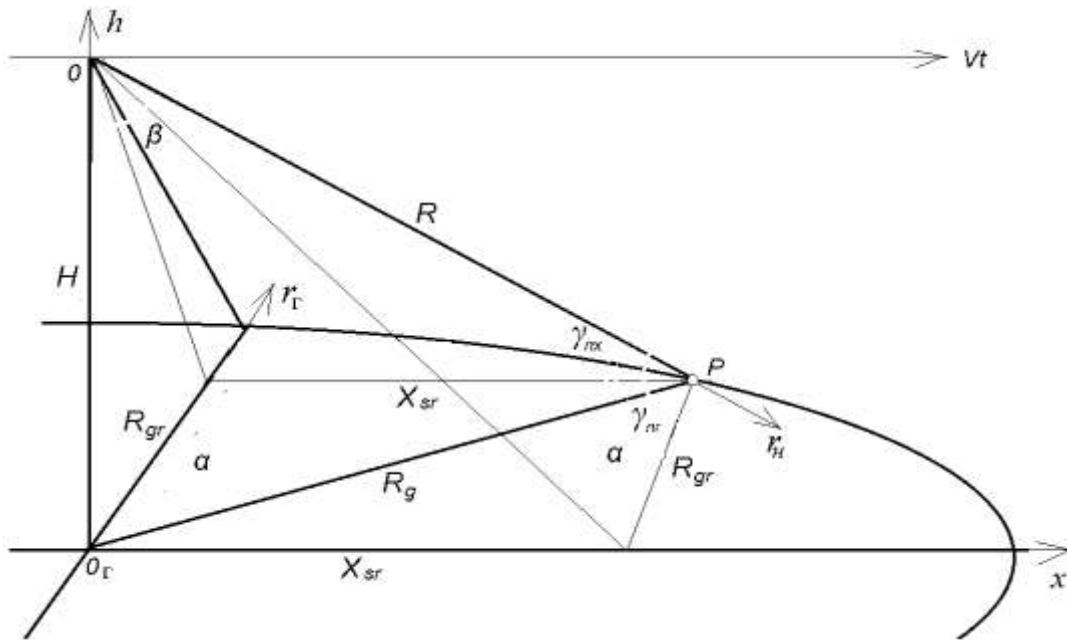


Рис. 3. Геометрия наблюдения объекта в режиме ПБО

На представленном рисунке, как и ранее, α – угол отворота ДНА от траверза, β – угол наклона ДНА относительно горизонтальной плоскости, R – наклонная дальность до объекта наблюдения. Кроме того, на рисунке обозначены:

X_{sr} и R_{gr} – координаты путевой и горизонтальной дальности объекта наблюдения относительно точки надира O_r в плоскости наблюдаемой сцены;

γ_{nx} и γ_{nr} – углы между наклонной, путевой и горизонтальной дальностями в плоскости наблюдаемой сцены.

Для заданных величин H , α и β в соответствии с рис. 3 справедливы следующие соотношения:

$$R = H / \cos \beta, \quad (1)$$

$$X_{sr} = R \cdot \sin \beta \cdot \sin \alpha = H \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot \sin \alpha, \quad (2)$$

$$R_g = R \cdot \sin \beta = X_{sr} / \sin \alpha = H / \operatorname{tg} \beta, \quad (3)$$

$$R_{gr} = R_g \cdot \cos \alpha = X_{sr} / \operatorname{tg} \alpha = H \cdot \cos \alpha / \operatorname{tg} \beta, \quad (4)$$

$$\gamma_{nx} = \arccos(X_{sr} / R) = \arccos(R_{gr} / R) = \arccos(\sin \beta \sin \alpha), \quad (5)$$

$$\gamma_{nr} = \arccos(R_{gr} / R) = \arccos(\cos \alpha \cdot \sin \beta). \quad (6)$$

Голограмма РСА, как правило, регистрируется в координатах наклонной r_H и путевой x дальности. В то же время, при переднебоковом обзоре перемещение носителя РЛС по путевой дальности x сопровождается изменением величины наклонной дальности r_H . В результате этого голограмма приобретает угол γ_{hxi} относительно направления оси путевой дальности x и угол γ_{hni} относительно направления оси наклонной дальности r_H . Если точка P , обозначенная на рис. 3, соответствует центру кадра РЛИ, то в системе координат $x' = x - X_{sr}$, $r'_H = r_H - R$, центр которой совмещен с центром формируемого РЛИ, голограмма точечной цели направлена, как показано на рис. 4,а.

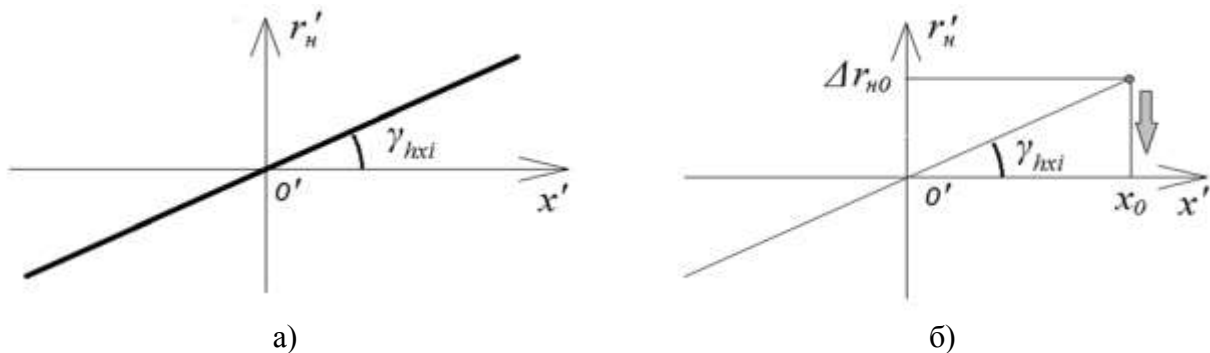


Рис. 4. Направление голограммы и вид РЛИ отражателя, имеющего азимутальную координату x_0

Величину указанного угла γ_{hxi} можно определить в виде

$$\gamma_{hxi} = \operatorname{arctg} \left(\frac{dr_H}{dx} \right),$$

где dx – приращение путевой дальности;

dr_H – соответствующее приращение наклонной дальности, $dr_H = dx \cdot \cos \gamma_{nx}$.

В результате в соответствии с выражением (5) углы наклона двумерной голограммы равны:

$$\gamma_{hxi} = \operatorname{arctg}(\cos \gamma_{nx}) = \operatorname{arctg}(\sin \beta \sin \alpha), \quad \gamma_{hni} = 90^\circ - \gamma_{hxi}. \quad (7)$$

Так, например для $\alpha = 70^\circ$ и $\beta = 45^\circ$ величины указанных углов составляют $\gamma_{nx} = 48^\circ$, $\gamma_{nr} = 76^\circ$, $\gamma_{hxi} = 33,6^\circ$, $\gamma_{hni} = 56,4^\circ$.

Поскольку направление голограммы совпадает с осью доплеровских частот, то в режиме ПБО отражателя, обладающие азимутальной координатой x_0 , приводят к появлению в голограмме не только доплеровской частоты $f_{d0} = 2Vx_0/(R\lambda)$, что наблюдается при боковом обзоре [1, 2], но и к сдвигу голограммы по координате наклонной дальности r'_H на величину (рис. 4,б)

$$\Delta r_{H0} = -x_0 \cdot \operatorname{tg}(\gamma_{hxi}) = -x_0 \cdot \cos \gamma_{nx} = -x_0 \cdot \sin \beta \sin \alpha. \quad (8)$$

При формировании РЛИ осуществляется свертка двумерной голограммы с двумерной опорной функцией, комплексно сопряженной с сигналом голограммы [1, 2] и обладающей углом наклона $-\gamma_{hxi}$ относительно оси путевой дальности x' . В результате точки голограммы, обладающие доплеровской частотой $f_{d0} = 2Vx_0/(R\lambda)$, а следовательно, координатой x_0 ,

переносится на ось путевой дальности x' , что приводит к формированию РЛИ в координатах наклонной r'_n и путевой x' дальности.

Отражатели, обладающие координатой горизонтальной дальности r_0 , создают проекцию на ось наклонных дальностей r_{n0} , которая, в свою очередь, проецируется на ось голограммы, создавая дополнительное смещение по оси путевой дальности x' (как показано на рис. 5,а), равное согласно (8)

$$\Delta x_{n0} = -r_{n0} \cdot \cos \gamma_{nx} = -r_{n0} \cdot \sin \beta \sin \alpha, \quad (9)$$

которое приводит к смещению по оси наклонной дальности, на величину

$$\Delta r_{n0} = \Delta x_{n0} \cdot \operatorname{tg}(\gamma_{hxi}) = -r_{n0} \cdot \sin^2 \beta \cdot \sin^2 \alpha. \quad (10)$$

В процессе формирования РЛИ в результате свертки двумерной голограммы с двумерной опорной функцией точки голограммы, обладающие смещением Δx_{n0} , переносится на ось путевой дальности x' , что приводит к появлению дополнительного смещения по наклонной дальности на величину Δr_{n0} .

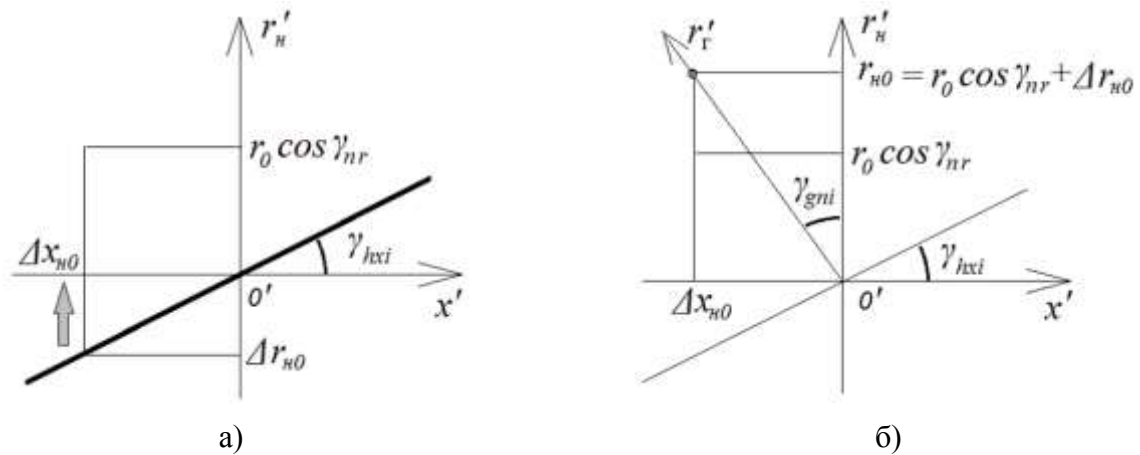


Рис. 5. Вид голограммы и РЛИ отражателя, имеющего координату горизонтальной дальности r_0

В результате РЛИ отражателя, обладающего координатой горизонтальной дальности r_0 (как показано на рис. 5,б) оказывается смещенным по координате путевой дальности на величину Δx_{n0} (9), а по координате наклонной дальности на величину

$$r_{n0} = r_0 \cdot \cos \gamma_{nr} + \Delta r_{n0}. \quad (11)$$

Угол наклона оси горизонтальных дальностей r'_r к оси наклонных дальностей r'_n на РЛИ составляет

$$\gamma_{gni} = \operatorname{arctg}(\Delta x_{n0}/r_{n0}) = \operatorname{arctg}(\cos \gamma_{nx}) = \sin \beta \sin \alpha = \gamma_{hxi} \quad (12)$$

и, соответственно, составляет угол $90^\circ + \gamma_{gni}$ с осью путевой дальности x' .

Очевидно, что приведение изображения к координатам путевой x' и горизонтальной r'_r дальности может быть выполнено путем поворота или переноса точек РЛИ вдоль оси x' на величину $\Delta x_\gamma = r'_n \cdot \operatorname{tg}(-\gamma_{hni})$. При этом истинное значение горизонтальных дальностей вычисляется согласно (9)–(11).

РЕЗУЛЬТАТЫ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ПЕРЕДНЕБОКОВОГО ОБЗОРА

Для оценки ошибок, возникающих при формировании РЛИ в режиме ПБО, были использованы методы имитационного моделирования. Алгоритм моделирования представлен на рис. 6.

В качестве параметров траектории РСА при моделировании задавались:

- высота полета, $H = 10000$ м;
- угол отворота ДНА от траверза, $\alpha = 70^\circ$;
- угол отворота ДНА от горизонта, $\beta = 45^\circ$.



Рис. 6. Алгоритм имитационного моделирования

В качестве характеристик РСА при моделировании задавались:

- рабочая длина волны, $\lambda = 3$ см;
- величина элемента разрешения по горизонтальной дальности, $\delta_r = 1.5$ м;
- величина элемента разрешения по путевой дальности (азимуту), $\delta_x = 1.5$ м.

При этом полагалось, что для свертки голограммы по азимуту в РЛС ПБО используется одна опорная функция, согласованная с центром наблюдаемой сцены. Указанное положение основано на необходимости сокращения времени формирования РЛИ на борту носителя РСА.

В ходе моделирования производилась оценка характеристик РЛИ, сформированных отражателями. Амплитуды A_0 задавались равными единичной величине.

Координаты отражателей по горизонтальной дальности r_0 и азимуту x_0 при моделировании варьировались на горизонтальной площадке 1000×1000 м. Координаты отражателей задавались путем их размещения на моделируемой площадке. Высоты отражателей полагались $h_0 = 0$.

На рис. 7 представлены модельные РЛИ девяти центров рассеивания, разнесенных по горизонтальной и путевой дальностям с шагом 30 м. На рис. 7,а показано РЛИ, сформированное в результате свертки голограммы по наклонной и путевой дальности.

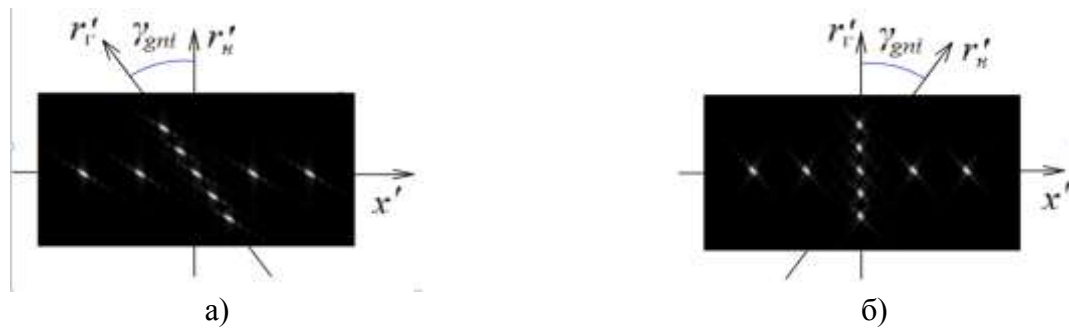


Рис. 7. Модельные РЛИ центров рассеивания

На рис. 7,б показано РЛИ, сформированное в результате поворота оси горизонтальных дальностей на угол γ_{gni} , который для заданных условий составил $\gamma_{gni} = 33,6^\circ$, что совпадает с расчетным значением.

На рис. 8 представлен вид РЛИ одного точечного рассеивателя. РЛИ, сформированное в результате свертки голограммы по наклонной и путевой дальности, показано на рис. 8,а. На рис. 8,б показано РЛИ, сформированное в результате поворота оси горизонтальных дальностей на угол $\gamma_{gni} = 33,6^\circ$.

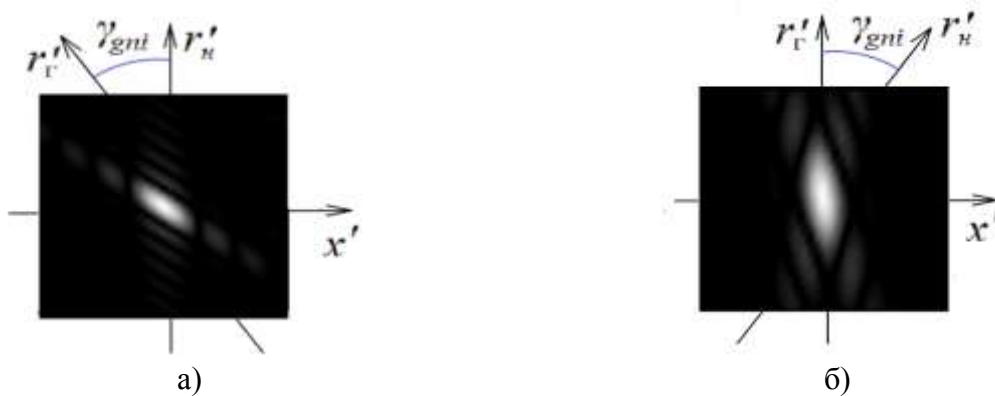


Рис. 8. Модельные РЛИ одиночного отражателя

На последнем рисунке хорошо видны геометрические искажения элемента разрешения даже после приведения его к декартовым координатам РЛИ путевой x' и горизонтальной r'_r дальности.

В ходе моделирования произведена количественная оценка размеров РЛИ одиночных точечных рассеивателей, обладающих различными координатами горизонтальной и путевой дальности.

Результаты моделирования согласуются с результатами расчетов, полученных выше при аппроксимации элемента разрешения параллелограммом (см. рис. 2).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

РЛИ, сформированное при переднебоковом обзоре РСА, имеет существенные геометрические искажения, которые проявляются в следующем:

- направление оси горизонтальных дальностей не совпадает с направлением оси наклонных дальностей, образуя с ней угол γ_{gni} ;
- указанное несовпадение направлений осей приводит к изменению масштаба РЛИ по координате горизонтальной дальности;

– несовпадение направлений осей, приводящее к изменению масштаба РЛИ, влечет за собой как геометрические искажения элемента разрешения, так и ухудшение пространственного разрешения по координате горизонтальной дальности.

Устранение геометрических искажений РЛИ путем компенсации угла γ_{gni} приводит к формированию направления оси горизонтальных дальностей перпендикулярно оси путевых дальностей для обеспечения возможности дальнейшей интерпретации изображения. В то же время, указанная компенсация не улучшает пространственного разрешения РЛИ, а вид элемента разрешения сохраняет геометрические искажения.

Наличие угла α отворота ДН антенны от траверза при переднебоковом обзоре существенно (в несколько раз) ухудшает пространственное разрешение РЛИ. При этом элемент разрешения можно аппроксимировать параллелограммом, угол наклона которого относительно осей путевой и горизонтальной дальностей пропорционален углу α отворота ДН антенны от траверза.

Список используемых источников

1. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
2. Кондратенков Г.С. Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.

А.Л. Ильин,
кандидат технических наук;
К.И. Титов,
кандидат технических наук

ИСКАЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ АКТИВНЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ КАЛИБРОВКИ КОСМИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Предложены пути совершенствования средств калибровки космических радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) на основе использования активных ретрансляторов. Рассмотрены причины возникновения двоения изображения при выносе виртуальных объектов по азимуту относительно точки расположения ретранслятора. Представлены зависимости снижения амплитуды виртуальных объектов от соотношения частоты повторения импульсов и ширины доплеровского спектра. На основании полученных результатов сформированы предложения по использованию коррекции ретранслированного сигнала для калибровки космических РСА.

Ключевые слова: космические РСА, калибровка, активный ретранслятор, ошибки измерений, калибровочный полигон.

ВВЕДЕНИЕ

Для обеспечения требуемых информационных и измерительных характеристик космических радиолокаторов с синтезируемой апертурой (КРСА) необходима их калибровка с использованием соответствующих полигонов, оборудованных тестовыми объектами с заданными значениями ЭПР и позволяющими производить оценивание реальной разрешающей способности КРСА.

В последние годы для решения указанной задачи привлекаются многоканальные ретрансляторы радиолокационного сигнала (транспондеры), способные создать на радиолокационном изображении (РЛИ) набор виртуальных точечных объектов (ВО) различной амплитуды. При этом координаты ВО задаются по дальности временной задержкой сигнала, а по азимуту частотным сдвигом доплеровского спектра [1]. Указанный частотный сдвиг приводит к расогласованию доплеровского спектра, формируемого транспондером, и частотной характеристики КРСА, что в свою очередь искажает РЛИ калибровочного ВО.

ИСКАЖЕНИЯ РЛИ ВИРТУАЛЬНОГО ОБЪЕКТА

В КРСА при наблюдении реального объекта (РО) зависимость доплеровской частоты F_d голограммы от текущей азимутальной координаты $x = V \cdot t$, где V – скорость носителя, подчиняется линейному закону $F_d = -2V \cdot x / (\lambda R)$, где λ – длина волны, R – дальность до объекта наблюдения.

Формирование РЛИ сводится к свертке сигнала голограммы с опорной функцией, комплексно сопряженной с сигналом голограммы точечной цели, т. е. зависимость доплеровской частоты F_d опорной функции от координаты x носит обратный характер ($F_d = +2V \cdot x / (\lambda R)$).

В результате РЛИ формируется в точке, соответствующей нулю доплеровской частоты, соответствующей азимутальной координате РО. Поскольку в полосовом режиме луч антенны скользит по поверхности земли синхронно с перемещением носителя, то рассмотренная

ситуация свойственна всем объектам, обладающим различными азимутальными координатами.

На рис. 1 показаны зависимость доплеровской частоты F_d голограммы от текущей азимутальной координаты x и амплитуда $A_{РЛИ}$ формируемого РЛИ РО для полосового режима работы КРСА.

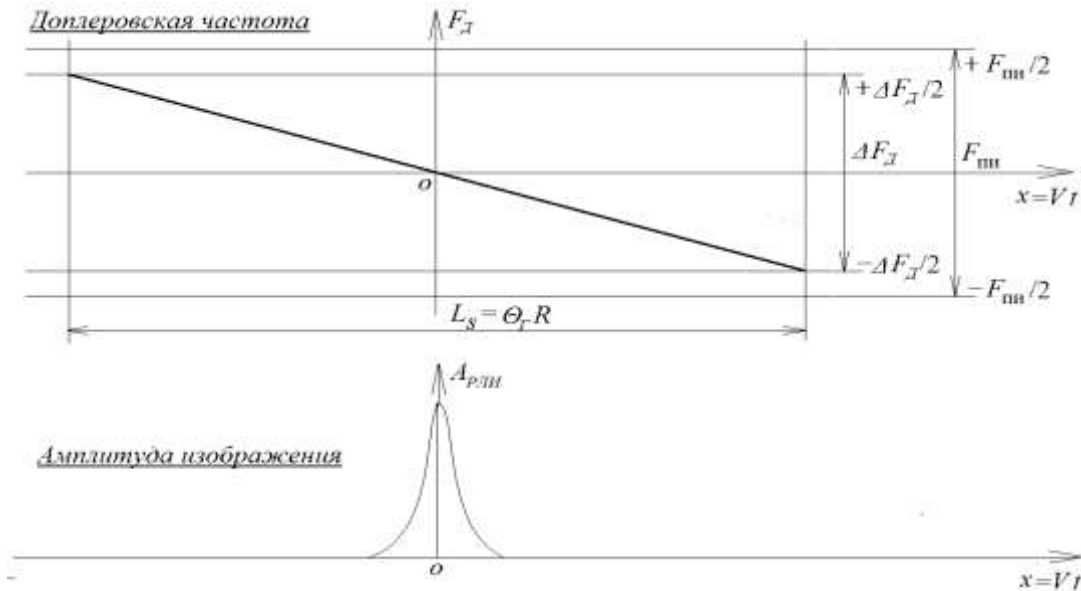


Рис. 1. Зависимость доплеровской частоты F_d голограммы от текущей азимутальной координаты x и амплитуда $A_{РЛИ}$ формируемого РЛИ РО

На представленном рисунке также показаны:

- интервал когерентной обработки голограммы (синтезирования апертуры) L_s , который для КРСА равен $L_s = \theta_r R$, где θ_r – угловая ширина диаграммы направленности антенны (ДНА) в горизонтальной плоскости (в рад);
- диапазон доплеровских частот $\Delta F_d = 2V \cdot \theta_r / \lambda$, соответствующих интервалу когерентной обработки голограммы L_s .
- области координат голограммы $x = L_s$ и доплеровских частот ΔF_d , участвующих в формировании РЛИ. При этом на рисунке показаны величины частот повторения импульсов $F_{пн}$ ($+F_{пн}/2, -F_{пн}/2$), выбираемой максимально близкой к ширине доплеровского спектра $F_{пн} \geq \Delta F_d$.

Стремление к уменьшению величины $F_{пн}$ вплоть до ΔF_d в КРСА обусловлено:

- необходимостью уменьшения энергопотребления от бортовой сети КА;
- сложностью организации эффективного теплоотвода от конструкции антенны, что приводит к искажению ДНА;
- необходимостью уменьшения объема голограммы для оперативного формирования РЛИ на борту или передачи ее на наземные пункты обработки.

При формировании виртуальных объектов (ВО) в полосовом режиме КРСА транспондер так же, как и РО оказывается в центре ДНА, однако формирование азимутальной координаты ВО $X_{во}$ обеспечивается сдвигом доплеровской частоты на величину $F_{во} = 2V \cdot X_{во} / (\lambda R)$, как показано на рис. 2. В результате голограмма ВО распадается на четыре участка (a, b, c, d на рис. 2), которые следует рассмотреть отдельно.

Участок а. Он соответствует рабочей области доплеровских частот ΔF_d , обеспечивающих формирование РЛИ. Однако вследствие смещения спектра доплеровских частот голограмма ВО оказывается обрезанной на величину $X_{во}$, что влечет за собой пропорциональное ухуд-

шение разрешения и уменьшение амплитуды РЛИ ВО. Величина этого участка равна $\theta_r R - X_{\text{во}}$.

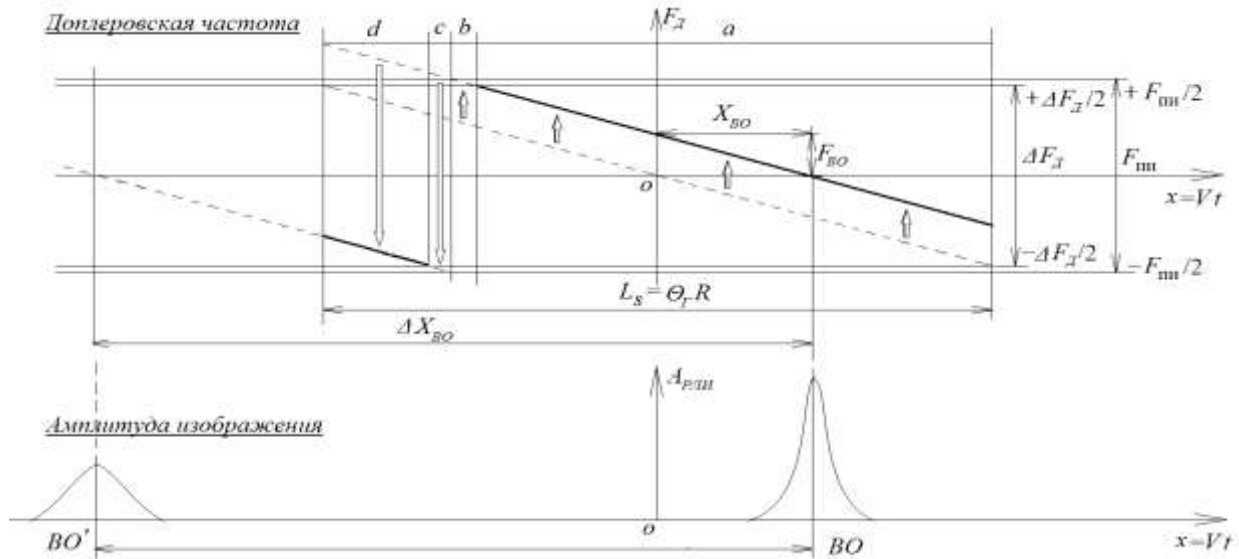


Рис.2. Зависимость доплеровской частоты F_d голограммы от текущей азимутальной координаты x и амплитуда $A_{\text{рли}}$ формируемого РЛИ ВО

Поскольку максимальная величина азимутального выноса ВО составляет

$$X_{\text{во макс}} = \pm \theta_r R / 2,$$

то азимутальное разрешение РЛИ ВО ухудшается не более чем в 2 раза. Такое изменение имеет предсказуемый характер и должно учитываться при проведении измерений, а уменьшение амплитуды РЛИ может быть компенсировано увеличением коэффициента усиления передатчика транспондера пропорционально величине $X_{\text{во}}$.

Участки b и c . Их наличие обусловлено различием ширины доплеровского спектра ΔF_d и частоты повторения импульсов $F_{\text{пн}}$.

На участке b голограмма выходит за диапазон частот, участвующих в формировании РЛИ.

На участке c доплеровские частоты голограммы превышают частоту ее дискретизации $F_{\text{пн}}$, что приводит к стробоскопическому эффекту и переносу доплеровских частот на величину $F_{\text{пн}}$. При этом так же, как и на участке b , голограмма находится вне диапазона частот, участвующих в формировании РЛИ.

Величины участков b и c достаточно малы и составляют $\theta_r R / 2 \cdot (F_{\text{пн}} / \Delta F_d - 1)$, а при $F_{\text{пн}} = \Delta F_d$ ими можно пренебречь.

Участок d . Так же, как и участок c , участок d образован доплеровскими частотами, полученными в результате стробоскопического эффекта, однако их величины соответствуют части доплеровского спектра, участвующего в формировании РЛИ. Это приводит к появлению дополнительной отметки на РЛИ. Ее амплитуда и ширина определяются долей энергии голограммы, приходящейся на этот участок.

Величина участка d равна $X_{\text{во}} - \theta_r R \cdot (F_{\text{пн}} / \Delta F_d - 1)$, а при $F_{\text{пн}} = \Delta F_d$ она равна $X_{\text{во}}$. Соответственно при $X_{\text{во макс}} = \pm \theta_r R / 2$ и $F_{\text{пн}} = \Delta F_d$ РЛИ содержит две одинаковые по амплитуде и ширине отметки ВО.

Поскольку РЛИ формируется в точке $F_d = 0$, то положение дополнительной отметки на РЛИ может быть определено путем искусственного продолжения прямой, соответствующей закону изменения $F_d(x)$, до пересечения с осью $F_d = 0$, как показано на рис. 2. На основании подобного расчета следует полагать, что расстояние между основной и дополнительной отметками ВО на РЛИ не зависит от величины $X_{\text{во}}$ и равно $\theta_r R \cdot F_{\text{пн}} / \Delta F_d$.

Для подтверждения данных представленного анализа проведено моделирование РЛИ ВО, формируемого КРСА в полосовом режиме при следующих условиях:

- азимутальное разрешение $\delta_x = 3$ м;
- наклонная дальность $R = 1000$ км;
- длина волны $\lambda = 3$ см.

Результаты моделирования представлены на рис. 3.

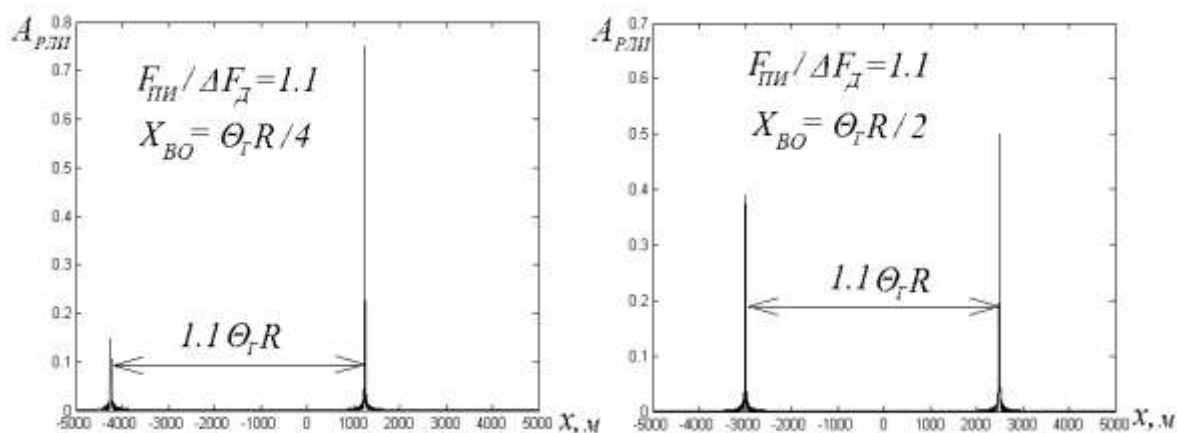


Рис. 3. Вид амплитуды РЛИ при $F_{\text{ПИ}}/\Delta F_{\text{Д}}=1,1$ и величинах выноса ВО по азимуту $X_{\text{ВО}} = \theta_r R/4$ и $X_{\text{ВО}} = \theta_r R/2$

На рис. 4 представлен вид амплитуды РЛИ при тех же величинах выноса ВО, но отношение частоты повторения импульсов к ширине доплеровского спектра составляло $F_{\text{ПИ}}/\Delta F_{\text{Д}}=1$.

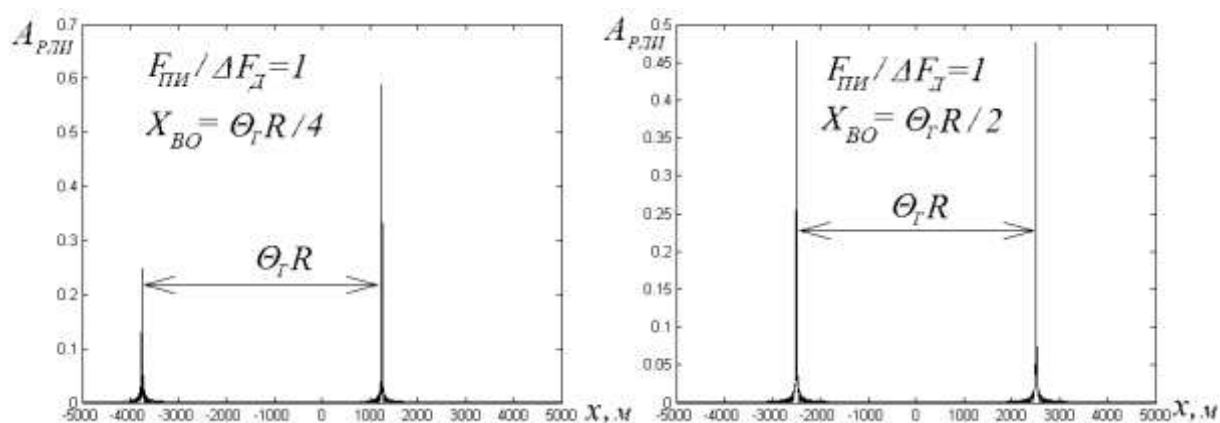


Рис. 4. Вид амплитуды РЛИ при $F_{\text{ПИ}}/\Delta F_{\text{Д}}=1$ и величинах выноса ВО по азимуту $X_{\text{ВО}} = \theta_r R/4$ и $X_{\text{ВО}} = \theta_r R/2$

Очевидно, что результаты моделирования практически подтверждают сделанные ранее выкладки. В то же время количественные оценки свидетельствуют о том, что значительное снижение амплитуды и ухудшение пространственного разрешения, например на 3 дБ, наблюдаются при выносах ВО относительно точки расположения транспондера, соизмеримых с размерами пятна засветки ДНА на местности, которые составляют несколько километров.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в задаче калибровки КРСА с помощью активных ретрансляторов (транспондеров) при формировании ВО, имеющего вынос по координате азимута $X_{\text{ВО}}$, наряду с появлением дополнительной отметки ВО наблюдается ухудшение пространственного разрешения РЛИ и уменьшение амплитуды тестовой отметки.

Значительное снижение амплитуды и ухудшение пространственного разрешения наблюдаются при выносах ВО относительно точки расположения транспондера, составляющих несколько километров и существенно превышающих размер тестовой площадки.

Указанные погрешности могут быть скомпенсированы соответствующим выбором коэффициента усиления транспондера, а также ограничением азимутальных размеров площадки, предназначенной для формирования калибровочных ВО.

Список используемых источников

1. Сахно И.В., Ильин А.Л., Титов К.И. Особенности применения активных ретрансляторов для калибровки радиолокаторов с синтезированной апертурой // Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред». – СПб., 2015. – Т.2. – С. 64–73.

2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.

А.Л. Ильин,
кандидат технических наук;
К.И. Титов,
кандидат технических наук;
Д.В. Черевань

ВЫБОР ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ ПРИ РАБОТЕ КОСМИЧЕСКОГО РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ В ТЕЛЕСКОПИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

Приведен способ выбора частоты повторения зондирующих импульсов в космических радиолокаторах с синтезированием апертуры при работе в телескопическом режиме для обеспечения оптимального разрешения радиолокационных изображений и поддержания необходимого энергетического потенциала.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированием апертуры, прожекторный режим, радиолокационное изображение, частота повторения импульсов, имитационная модель.

ВВЕДЕНИЕ

В космических радиолокаторах с синтезированием апертуры (КРСА) для обеспечения необходимого энергетического потенциала используются антенны достаточно больших размеров (порядка нескольких метров), что ограничивает их возможности по получению высокодетальных радиолокационных изображений (РЛИ) в полосовом режиме.

Достижение необходимого азимутального разрешения обеспечивается путем увеличения времени визирования цели за счет синхронного отслеживания необходимого участка местности физической антенной (прожекторный режим) [1, 2], как показано на рис. 1.

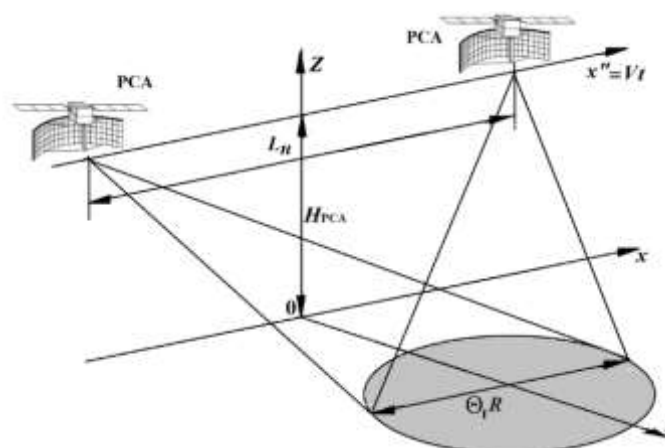


Рис. 1. Геометрия обзора земной поверхности в прожекторном режиме

В указанном режиме интервал наблюдения цели L_n существенно превышает ширину облучаемого антенной участка местности по координате азимута $\theta_g R$ ($L_n > \theta_g R$), где θ_g – угловая ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости, R – величина наклонной дальности. Это обеспечивает соответствующее увеличение времени когерентной обработки траекторного сигнала при изменении ракурса визирования объекта за счет его от-

слеживания антенной РСА и, соответственно, улучшение азимутального разрешения до величины $\delta_{x_{пр}} = \delta_{x_{пол}}/M$, где $M = L_H/\theta_r R$.

В полосовом режиме, вследствие перемещения луча диаграммы направленности антенны (ДНА) синхронно с перемещением носителя РСА по траектории, как время облучения, так и спектры доплеровских частот для всех объектов оказываются одинаковыми по ширине $f_d = 2V\theta_r/\lambda$ (где V – скорость носителя РСА, λ – длина волны излучения) и по положению на оси частот. Это позволяет осуществлять формирование РЛИ по азимуту в области доплеровских частот путем перемножения комплексных спектров голограммы и опорной функции с последующим преобразованием Фурье, обеспечивающим переход к координатам изображения.

В прожекторном режиме отслеживание одного участка местности шириной $\theta_r R$ приводит к тому, что спектры доплеровских частот, присущие отражателям, обладающим различными азимутальными координатами X_0 , оказываются смещенными как по времени t , так и по доплеровской частоте на величину $f_d = 2VX_0/\lambda$ при расширении спектров до величины $f_d = M \cdot 2V\theta_r/\lambda$.

Для формирования РЛИ с одинаковым азимутальным разрешением для всех отражателей, расположенных на отслеживаемом участке $\theta_r R$, необходимо обеспечить равенство их спектров доплеровских частот S_d как по ширине, так и по положению на оси частот. Это приводит к необходимости увеличения времени регистрации голограммы, как показано на рис. 2, до величины $L_{пер} = (M + 1) \cdot \theta_r R$.

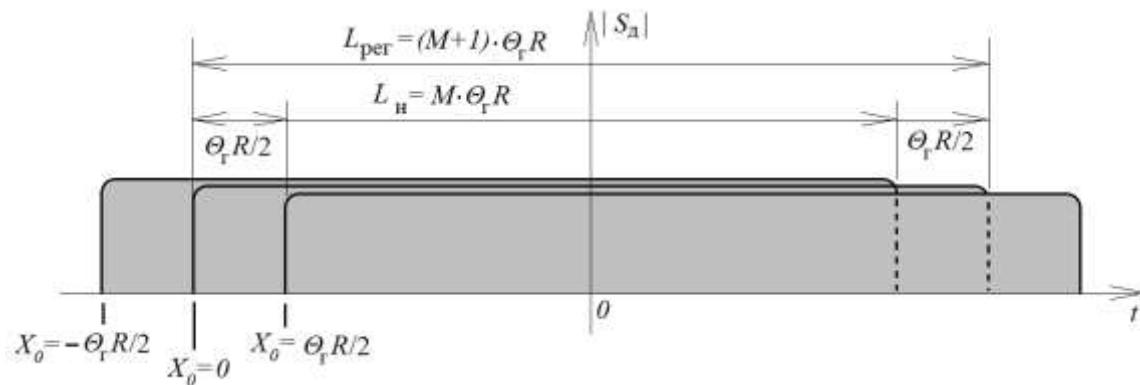


Рис. 2. Доплеровские спектры отражателей с различными азимутальными координатами X_0

ВЫБОР ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ

В полосовом режиме обзора расширение доплеровского спектра, обеспечивающее улучшение азимутального разрешения РЛИ, приводит к необходимости пропорционального увеличения частоты повторения импульсов, что влечет за собой повышение требуемой средней мощности РСА, являющейся критическим параметром для космического носителя.

В прожекторном режиме указанного увеличения частоты повторения импульсов удастся избежать за счет наблюдения одного и того же участка местности, о чем свидетельствуют приведенные ниже выкладки.

Если антенна РСА отслеживает заданный участок местности, то сигнал, отраженный от точечного объекта, находящегося на указанном участке в одном канале наклонной дальности, может быть описан «дельта-функцией»:

$$\hat{f}(x) = A_0 \cdot \exp(-aX_0^2/2) \cdot \delta(x - X_0). \quad (1)$$

где X_0 – азимутальная координата отражателя;
 A_0 – амплитуда сигнала, отраженного от него.

Второй множитель учитывает амплитудную модуляцию диаграммой направленности антенны при ее гауссовской аппроксимации [8] для $a = 2\pi/(\theta_r R)^2$.

Введя гауссовскую аппроксимацию изменения амплитуды сигнала на интервале регистрации голограммы:

$$U_{xг}(x'') = \exp(-lx''^2/2). \quad (2)$$

где $l = 2\pi/L_H^2$, получим выражение для комплексной амплитуды голограммы на интервале наблюдения:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{xг}(x'') &= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(x) \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}(x-x'')^2\right] \cdot \exp\left[j\frac{b}{2}(x-x'')^2\right] dx = \\ &= A_0 \cdot \exp\left(-\frac{aX_0^2}{2}\right) \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}(X_0-x'')^2\right] \cdot \exp\left[j\frac{b}{2}(X_0-x'')^2\right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Очевидно, что, как и в полосовом режиме обзора, пространственная доплеровская частота

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi_d(x'')}{dx''} = \frac{2x''}{\lambda R} - \frac{2X_0}{\lambda R} \quad (4)$$

изменяется по линейному закону, а спектр пространственных частот голограммы на интервале наблюдения с учетом того, что $b \gg a \gg l$, можно представить формулой

$$\begin{aligned} S_d(f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_{xг}(x'') \cdot \exp(j2\pi f_d x'') dx'' = A_{0s} \exp\left(-\frac{aX_0^2}{2}\right) \exp\left[-2l\left(\frac{\pi f_d}{b}\right)^2\right] = \\ &= A_{0s} \cdot \exp\left[-\pi\left(\frac{X_0}{\theta_r R}\right)^2\right] \cdot \exp\left[-\pi\left(\frac{\lambda R f_d}{2L_H}\right)^2\right]. \end{aligned} \quad (5)$$

где A_{0s} – постоянный весовой множитель.

Ширина спектра пространственных доплеровских частот

$$\Delta f_d = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_d(f_d)}{S_d(0)} df_d = \frac{2L_H}{\lambda R} \quad (6)$$

определяется величиной интервала регистрации голограммы L_H , который, как отмечено ранее, существенно превышает ширину диаграммы направленности антенны $\theta_r R$.

Несмотря на то, что полная ширина спектра пространственных доплеровских частот голограммы, зарегистрированной на интервале наблюдения L_H , пропорциональна величине этого интервала, в каждый момент времени ширина мгновенного спектра доплеровских частот согласно (6) должна определяться различием доплеровских частот, присущих отражателям, расположенным на краях облучаемого участка местности ($X_{01} = -\theta_r R/2$ и $X_{02} = \theta_r R/2$). Тогда ширина мгновенного спектра доплеровских частот не должна превышать величины

$$\Delta f_d = f_{d2} - f_{d1} = 2\theta_r/\lambda = 2/d_a, \quad (7)$$

где d_a – горизонтальный размер антенны РСА.

Рассмотрим автокорреляционную функцию голограммы при наблюдении «дельта-коррелированного» фона. Выражение для нее можно записать в виде

$$\begin{aligned} B_{xг}(x''_1, x''_2) &= \dot{U}_{xг}(x'') = \overline{\dot{U}_{xг}(x''_1) \cdot \dot{U}_{xг}(x''_2)^*} = \\ &= \iint_{-\infty}^{\infty} B_f(x_1, x_2) \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}(x_1-x''_1)^2\right] \cdot \exp\left[j\frac{b}{2}(x_1-x''_1)^2\right] \times \\ &\times \exp\left[-\frac{1}{2}(x_2-x''_2)^2\right] \cdot \exp\left[-j\frac{b}{2}(x_2-x''_2)^2\right] dx_1 dx_2. \end{aligned} \quad (8)$$

где $B_f(x_1, x_2)$ – автокорреляционная функция отраженного от фона сигнала, равная

$$B_f(x_1, x_2) = \overline{\dot{f}(x_1) \cdot \dot{f}(x_2)^*} = \overline{P_\Phi} \cdot \exp(-ax_1^2/2) \cdot \exp(-ax_2^2/2) \cdot \delta(x_1 - x_2),$$

где $\overline{P_\Phi}$ – средняя мощность отраженного сигнала.

Учитывая, что $b \gg a \gg l$, в результате интегрирования с точностью до постоянного множителя получим

$$\begin{aligned} B_{x_r}(x''_1, x''_2) &= \overline{P_\Phi} \cdot \exp\left[-\frac{b^2}{4a}(x''_1 - x''_2)^2\right] \cdot \exp\left[j\frac{b}{2}(x''_1^2 - x''_2^2)\right] = \\ &= \overline{P_\Phi} \cdot \exp\left[-\frac{b^2}{4a}(\Delta x'')^2\right] \cdot \exp(jb \Delta x'' x''_r), \end{aligned} \quad (9)$$

где $\Delta x'' = x''_1 - x''_2$, $x''_r = (x''_1 + x''_2)/2$ – текущая координата голограммы.

Зависимость энергетического спектра пространственных доплеровских частот от текущей координаты голограммы x''_r с точностью до постоянного множителя определяется соотношением

$$\begin{aligned} S_d(f_d, x''_r) &= \int_{-\infty}^{\infty} B_{x_r}(\Delta x'', x''_r) \cdot \exp\left(j4\pi \frac{f_d \cdot \Delta x''}{\lambda R} \cdot x''_r\right) d\Delta x'' = \\ &= \overline{P_\Phi} \cdot \exp\left[-\pi \frac{d_a^2}{2} \left(f_d + \frac{2x''_r}{\lambda R}\right)^2\right], \end{aligned} \quad (10)$$

а ширина доплеровского спектра не зависит от текущей координаты голограммы x''_r и равна, как и в полосовом режиме работы РСА,

$$\Delta S_d(x''_r) = \int_{-\infty}^{\infty} S_d(f_d, x''_r) df_d = \frac{2}{d_a}. \quad (11)$$

Указанное обстоятельство позволяет выбирать частоту повторения импульсов РСА, являющуюся частотой дискретизации сигнала по азимуту, как и в полосовом режиме, практически равной $F_{\text{ни}} = 2V/d_a$, где V – скорость носителя РСА. При таком выборе частоты повторения импульсов переход в прожекторный режим работы не влечет за собой необходимости увеличения энергопотребления РСА, что крайне важно в условиях наблюдения из космоса.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ТЕЛЕСКОПИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ КРСА

Для практической реализации рассмотренного метода восстановления двумерной голограммы и формирования РЛИ в прожекторном режиме работы космической РСА разработана имитационная модель, которая включает модель регистрации двумерной голограммы при пониженной частоте повторения импульсов, модель восстановления истинных доплеровских частот и модель формирования РЛИ.

В качестве исходных параметров РСА были выбраны:

- рабочая длина волны РСА $\lambda = 3$ см;
- горизонтальный размер антенны $d_a = 16,5$ м;
- наклонная дальность на траверзе наблюдаемой сцены $R = 907,5$ км;
- скорость носителя РСА $V = 7,5$ км/с.

Результатом моделирования являлось РЛИ $I_{\text{отр}}$ точечных отражателей с заданными амплитудами A_i отраженного сигнала, координатами по дальности r_i и азимуту x_i . В качестве параметров РЛИ, сформированного в прожекторном режиме, задавались величины пространственного разрешения $\delta_{r \text{ пр}}$ и $\delta_{x \text{ пр}}$ по соответствующим координатам, величина мас-

штабного коэффициента K_M , определяющего количество пикселей РЛИ, приходящихся на элемент разрешения, а также размеры сформированного изображения $\Delta R_{\text{рли}}, \Delta X_{\text{рли}}$.

При указанных исходных данных угловая ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости составляет $\theta_r = \lambda/d_a = 0,0018$ рад и обеспечивает в прожекторном режиме наблюдение объектов на площадке размером $\theta_r R = 1650$ м по координате азимута.

В полосовом режиме при горизонтальном размере антенны $d_a = 16,5$ м азимутальное разрешение РЛИ должно составлять $\delta_{x \text{ пол}} = d_a/2 = 8,25$ м. Для обеспечения однозначности определения доплеровских частот отражателей, расположенных на краях наблюдаемого участка местности пространственный период дискретизации сигнала по азимуту выбран $dx_{\text{гол}} = \delta_{x \text{ пол}}/1,1$ ($K_f = 1,1$). Соответственно количество импульсов, подлежащих когерентной обработке на интервале $\theta_r R$, равно $N_{\Theta R} = \theta_r R/dx_{\text{гол}} = 220$.

Прожекторный режим формирования и обработки голограммы моделировался для двух значений коэффициента улучшения азимутального разрешения: $M = 10$ и $M = 20$.

В первом случае величина азимутального разрешения составила $\delta_{x \text{ пр}} = \delta_{x \text{ пол}}/M = 0,825$ м при регистрации и когерентной обработке $N_{\text{рег}} = N_{\Theta R} \cdot (M+1) = 2420$ импульсов. При этом длина регистрируемой голограммы составила $L_{\text{рег}} = 11 \cdot \theta_r R = N_{\text{рег}} \cdot dx_{\text{гол}} = 18150$ м.

Во втором случае, при $M = 20$, количество импульсов в голограмме составило $N_{\text{рег}} = N_{\Theta R} \times (M+1) = 4620$. При этом длина регистрируемой голограммы составила $L_{\text{рег}} = 11 \cdot \theta_r R = N_{\text{рег}} \times dx_{\text{гол}} = 34650$ м.

Полученные выше оценки характеризуют размерность голограммы, зарегистрированную при пониженной частоте повторения импульсов с периодом дискретизации $dx_{\text{гол}}$.

Величина $N_{\text{рег}}$ размерности зарегистрированной голограммы по координате азимута должна быть обеспечена также для одномерной опорной функции, сформированной при пониженной частоте повторения импульсов и используемой при первом перемножении с голограммой для устранения неоднозначности определения доплеровских частот на интервале наблюдения.

После раздвижки спектра период дискретизации голограммы должен быть уменьшен с учетом масштабного коэффициента, который при моделировании был принят $K_M = 2$.

В этом случае при $M = 10$ период дискретизации голограммы и РЛИ $dx_{\text{рли}} = 0,4125$ м, а размерность голограммы по координате азимута после раздвижки спектра составляет $N_x = L_{\text{рег}}/dx_{\text{рли}} = 44000$. Соответственно при $M = 20$ период дискретизации голограммы и РЛИ $dx_{\text{рли}} = 0,20625$ м, а размерность голограммы по координате азимута после раздвижки спектра должна составлять $N_x = L_{\text{рег}}/dx_{\text{рли}} = 168000$ отсчетов. Такой же размерностью должна обладать одномерная опорная функция используемая при втором перемножении с голограммой для восстановления истинных доплеровских частот.

Размерность голограммы по координате дальности N_r определяется как сумма количества пикселей $N_{\text{миг}}$, необходимых для регистрации голограммы одного отражателя с учетом миграций дальности, и количества пикселей $N_{\text{отр}}$, необходимых для регистрации голограмм всех отражателей в заданной полосе обзора по дальности.

Максимальное приращение дальности Δr_{max} соответствует отражателям, расположенным на краях наблюдаемой площадки ($X_0 = \pm \theta_r R/2$). В этом случае количество пикселей, необходимых для регистрации голограммы одного отражателя с учетом миграций дальности, равно L_H :

$$N_{\text{миг}} = \frac{\Delta r_{\text{max}}}{dr} + 1 \approx \frac{(L_{\text{рег}} + \theta_r R)^2}{8 \cdot R \cdot dr} + 1, \quad (12)$$

где dr – пространственный период дискретизации голограммы по дальности, равный $dr = \delta_{r \text{ пр}}/K_M$.

В разработанной модели как по азимуту, так и по дальности величина K_M принята равной $K_M = 2$, а $\delta_{r \text{ пр}} = \delta_{x \text{ пр}}$. Соответственно величины $N_{\text{миг}}$ составляют: $N_{\text{миг}} = 130$ для $M = 10$ и $N_{\text{миг}} = 880$ для $M = 20$.

В свою очередь, количество пикселей, необходимых для регистрации голограмм всех отражателей в заданной полосе обзора ΔR , есть $N_{\text{отр}} = \Delta R / dr$.

Таким образом, размерность голограммы по координате дальности должна удовлетворять условию $N_r > N_{\text{миг}}$ и составлять $N_r = N_{\text{миг}} + N_{\text{отр}}$ отсчетов. Указанная размерность голограммы в отличие от размерности по координате азимута сохраняется вплоть до формирования РЛИ.

Обеспечение требуемой величины пространственного разрешения по дальности $\delta_{r \text{ пр}}$ в модели производилось путем соответствующего сужения спектра пространственных частот голограммы, зарегистрированной с периодом дискретизации $dr = \delta_{r \text{ пр}} / 2$.

После восстановления истинных доплеровских частот двумерная голограмма имеет размерность $[N_r, N_x]$ по координатам дальности и азимута. Такую же размерность должна иметь двумерная опорная функция, используемая для формирования РЛИ. В рассматриваемой модели формирование РЛИ производится известным способом [1] путем свертки голограммы и опорной функции в частотной области.

В то же время, в силу зависимости закона изменения фазы опорной функции от дальности R , для получения РЛИ в заданной полосе обзора ΔR требуется применение нескольких как одномерных, так и двумерных опорных функций, количество которых должно быть согласовано с величиной $N_{\text{отр}}$.

Сформированное по восстановленной голограмме РЛИ обладает избыточностью по обеим координатам. Так по координате дальности избыточность возникает в результате компенсации миграций дальности $N_{\text{миг}}$ при свертке с двумерной опорной функцией. В результате указанной свертки размерность РЛИ по азимуту равна N_x , как и у восстановленной голограммы, хотя полезное РЛИ составляет $N_{x \text{ рли}} = \theta_r R / dx_{\text{рли}}$ отсчетов. Соответственно полезное РЛИ составляет лишь $N_{x \text{ рли}} / N_x = \theta_r R / L_{\text{рег}} = 1 / (M + 1)$ часть от сформированного.

В связи с этим для анализа результатов моделирования был выбран фрагмент РЛИ, размеры которого составляют $\Delta R_{\text{рли}} = 1,1 \cdot \Delta R$ по дальности и $\Delta X_{\text{рли}} = 1,1 \cdot \theta_r R$ по азимуту.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В ходе моделирования получены следующие результаты.

На рис. 3 представлена реальная часть двумерной голограммы одиночного отражателя единичной амплитуды $A_0 = 1$, расположенного в центре моделируемой сцены $r_0 = x_0 = 0$. Голограмма сформирована в соответствии с указанными выше исходными данными при величине коэффициента улучшения азимутального разрешения $M = 10$.

На рис. 3 выделены два фрагмента голограммы, первый из которых соответствует области нулевых доплеровских частот, а второй области частот, в которой доплеровские частоты превышают в 2 раза частоту повторения импульсов.

Указанные фрагменты в увеличенном виде представлены на рис. 3 (А1 и А2). Очевидно, что в силу стробоскопического эффекта фрагмент 2 обладает теми же доплеровскими частотами, что и фрагмент 1, что подтверждает наличие неоднозначности определения доплеровской частоты в зарегистрированной голограмме. При этом различие в кривизне голограммы свидетельствует о различной степени миграций на представленных участках.

На рис. 3 (Б1 и Б2) иллюстрируется результат перемножения голограммы с первой одномерной опорной функцией, приводящий к устранению ЛЧМ-модуляции, а на рис. 3 (В1 и В2) показан результат перемножения голограммы со второй одномерной опорной функцией, что приводит к восстановлению истинных доплеровских частот.

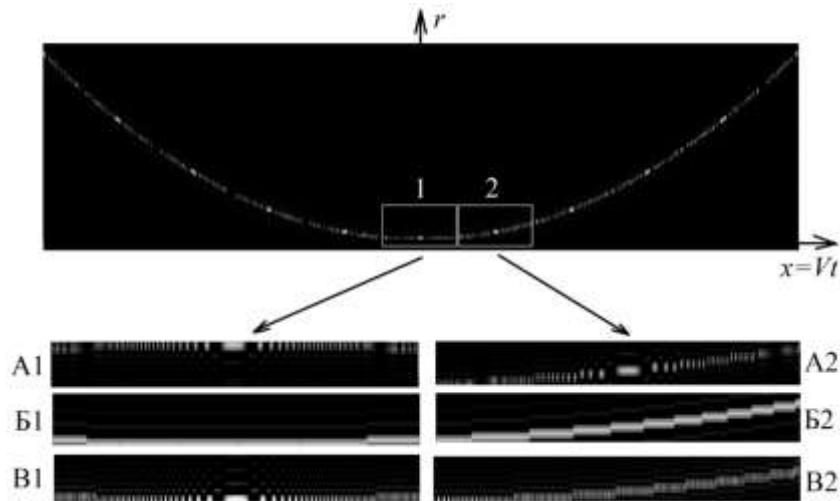


Рис.3. Реальная часть двумерной голограммы и ее фрагментов

В результате восстановления голограммы и свертки ее с двумерной опорной функцией были сформированы РЛИ для двух значений коэффициента улучшения азимутального разрешения $M = 10$ и $M = 20$.

На рис.4,а в качестве иллюстрации представлены азимутальные сечения амплитуды РЛИ $A_{рли}$ трех отражателей, заданной единичной амплитуды, расположенных на одной дальности $r_{01} = r_{02} = r_{03} = 0$, но обладающих разными азимутальными координатами $x_{01} = -\theta_r R/2$, $x_{02} = 0$, $x_{03} = +\theta_r R/2$. Приведенные на рис. 3 изображения получены при величинах $K_f = 1.1$ и $M = 20$.

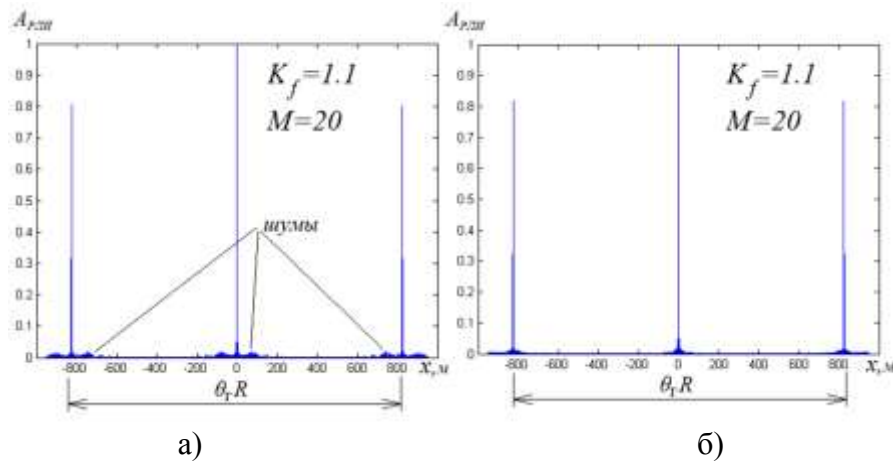


Рис.4. Азимутальные сечения амплитуды РЛИ трех отражателей

Анализ РЛИ, представленного на рис. 4,а, показывает, что сформированное изображение обладает дополнительными шумами и снижением амплитуды РЛИ отражателей, расположенных на краях ($x_{01} = -\theta_r R/2$, $x_{03} = +\theta_r R/2$) моделируемой сцены. Дополнительное исследование показало, что оба эффекта возникают вследствие миграций дальности голограммы.

Уровень возникающих шумов относительно невелик, а его амплитуда соизмерима с уровнем 10-го бокового лепестка точечного отражателя. Однако при наличии большого количества мощных отражателей на наблюдаемом участке местности указанные шумы могут в значительной степени снижать контраст РЛИ других объектов.

Возникновение шумов связано с возникающей амплитудной модуляцией пространственного спектра голограммы при суммировании сигналов, находящихся в различных строках дальности.

Соответствующая амплитудная коррекция приводит к устранению указанной модуляции спектра и, как следствие, к устранению шумов на РЛИ (рис. 4,б). В то же время, применение амплитудной коррекции спектра голограммы не позволяет устранить снижение амплитуды РЛИ отражателей, расположенных на краях наблюдаемой сцены.

Помимо снижения амплитуды РЛИ указанных отражателей характеризуется ухудшением пространственного разрешения по координате азимута. Если для $M = 10$ падение амплитуды и ухудшение азимутального разрешения незначительны (в 1,02 раза), то, как показано на рис. 4, при $M = 20$ амплитуда отражателей, как и азимутальное разрешение, снижается в 1,2 раза.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье рассмотрена практическая возможность регистрации и последующей обработки голограмм, полученных в телескопическом режиме при низкой частоте повторения импульсов. В результате проведенного анализа установлено наличие амплитудных и частотных искажений РЛИ вследствие миграций дальности голограммы, а также предложен метод их устранения. Определено наличие однозначной связи между выбираемой частотой повторения импульсов, разрешением и траекторными параметрами РСА. Эта связь может быть использована при техническом анализе сигнала в задачах радиоэлектронной борьбы.

Список используемых источников

1. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В.С. Верба [и др.]. – М.: Радиотехника, 2010. – 675 с.
2. Кондратенков Г.С. Радиолокационные станции воздушной разведки. – М.: Воениздат, 1983. – 152 с.

И.О. Карпов*;
С.В. Переслегин*,
доктор физико-математических наук;
М.Л. Сбитной*,
кандидат технических наук

*Институт океанологии им. П.П. Ширшова РАН, г. Москва.

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ НАБЛЮДЕНИЕ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН, ПАРАМЕТРИЧЕСКИ ВОЗБУЖДАЕМЫХ ГАРМОНИЧЕСКИМ ДОННЫМ ВИБРАТОРОМ

На базе проведенного лабораторного эксперимента по радиолокационному наблюдению вибрационной волны, параметрически возбуждаемой низкочастотным донным вибратором, аналогичная задача рассматривается применительно к натурному эксперименту, где вибратор с реально-достижимыми параметрами установлен на дне неглубокого морского водоема. Показано, что в современных аэрокосмических радиолокаторах с синтезированной апертурой возможно формирование «вибрационного портрета» морской поверхности на фоне ветровых волн – как в яркостных радиолокационных изображениях, так и в скоростных радиолокационных изображениях, формируемых с использованием стандартной операции ЧПВ (череспериодное вычитание с выделением разности фаз отраженного сигнала).

Ключевые слова: донный вибратор, низкочастотная звуковая волна, поверхностная вибрационная (кольцевая) волна, яркостное радиолокационное изображение, скоростное радиолокационное изображение.

ВВЕДЕНИЕ

Возможность радиолокации (с воздуха) подводного звукового источника подробно рассматривалась в отечественных работах в связи с проблемой передачи информации через морскую поверхность в присутствии помехи от ветровых волн [1, 2]. Имеются и зарубежные работы этого плана, в том числе успешный эксперимент, проведенный с участием корабля (звуковой подводный генератор) и космического радиолокатора TerraSAR-X [3]. Используемый эффект определялся резонансным (брэгговским) рассеянием радиоволны на звуковой поверхностной волне, длина Λ которой составляла примерно половину длины радиоволны, а частота (c/Λ) составляла 10^5 Гц при длине радиоволны $\lambda = 3$ см.

В последнее время появились работы по светолокации морской поверхности, где для «прослушивания» морской среды на низких частотах использовался лазерный интерферометр [4]. Появились и работы гидродинамического плана, где рассматривается эффект параметрического возбуждения поверхностной волны донным низкочастотным источником – гармоническим вибратором, а длина возбуждающей звуковой волны на два-три порядка превышает длину возникающей на поверхности виброволны [5–7].

В опубликованной нами работе [8] имеется краткое изложение физики этого явления, делаются необходимые расчеты для проведения лабораторного эксперимента и приводятся результаты такого эксперимента, подтверждающие наличие значительного увеличения амплитуды параметрически-возбуждаемой виброволны по отношению к амплитуде возбуждающей волны, именно при радиолокационном зондировании водной поверхности. Опираясь на эту публикацию, а также на наши работы по радиолокации морской поверхности [9–11], в данной работе рассматривается возможность постановки натурного эксперимента по аэрокосмической радиолокации вибрационного гармонического источника, установленного на дне неглубокого водоема.

ПОВЕРХНОСТНАЯ ВИБРАЦИОННАЯ ВОЛНА В ЛАБОРАТОРНОМ И НАТУРНОМ (ПРЕДПОЛАГАЕМОМ) ЭКСПЕРИМЕНТАХ

Воспользуемся, как и в работе [8], представлениями для акустического поля, возникающего вокруг малоразмерного гармонического источника, расположенного на дне неглубокого водоема (акустический монополь, твердое плоское дно). Создаваемое им давление в среде представляется в виде

$$p = j\rho\omega \frac{V}{4\pi r} \exp j(k_s r - \omega t), \quad (1)$$

где V – объемная скорость вибрационной мембраны;
 r – расстояние от источника;
 ω – угловая частота вибрации.

При этом следует учесть, что

$$k_s = \omega / c = 2\pi / \Lambda_s,$$

где Λ_s – длина звуковой волны;
 ρ – плотность воды;
 c – скорость звука в воде.

Диаграмма направленности такого источника представляется полусферой, где в ближней области ($k_s r \ll 1$) уравнение (1) можно представить в виде

$$p = j\rho\omega \frac{V \cos \theta}{4\pi H} \exp(-j\omega t),$$

где H – глубина водоема;
 θ – угол отклонения вектора r от вертикали.

Видно, что в ближней области сжимаемость среды (собственно звук) роли не играет. При удалении от вертикали на большие расстояния максимальный эффект (по модулю действительной составляющей звукового давления) будет наблюдаться в точках поверхности, отстоящих от вертикали на величину $l = r \sin \theta = H \operatorname{tg} \theta$ при $k_s r = n\pi/2$, $n = 1, 3, 5, \dots$. Амплитуда вертикального давления в первом и во втором случаях:

$$p_{m1} = \rho\omega \frac{V \cos^2 \theta}{4\pi H}, \quad (2)$$

$$p_{m2} = \rho \frac{\omega^2 V}{4\pi c} \left| \frac{\sin \left(\frac{k_s l}{2 \sin \theta} \right)}{\frac{k_s l}{2 \sin \theta}} \right| \cos \theta, \quad (3)$$

из чего следует, что в «звуковой» зоне вертикальная составляющая давления быстро падает с возрастанием угла падения, так как правая часть выражения (3) в точках максимума составляет $\frac{2 \cos \theta}{n\pi}$, $\theta = \operatorname{arctg} \frac{l}{2H}$, где l – диаметр кольца «звуковой» виброволны.

В лабораторном эксперименте [8] получены результаты, подтверждающие возможность радиолокационного наблюдения поверхностной виброволны длиной $\sim 1,5$ см, параметрически возбуждаемой низкочастотной волной, создаваемой донным вибратором на частоте $F_s \sim 30$ Гц с длиной звуковой волны $\Lambda_s \sim 50$ м.

Экспериментальная установка (рис. 1) включает в себя приемо-излучающую рупорную антенну радара (непрерывного излучения) и два вибратора – приповерхностный и донный,

представляющие собой обыкновенные динамики, возбуждаемые низкочастотными генераторами с низкоомным выходом.

При глубине ванны $H = 10$ см, $\omega = 2\pi \cdot 30$ Гц, $V \sim 0,5$ см³/с, $\theta = 30^\circ$ амплитуда давления в ближней зоне составила $p_{m1} \sim 7$ г/см². Дальней же зоне ($k_s l \sim \pi$) соответствует диаметр кольца $l \sim \pi c / \omega \sim 25$ м (что в лаборатории недостижимо) и амплитуда давления

$$p_{m2} = \frac{2\rho F^2 V}{c} \simeq 0,6 \text{ г/см} \cdot \text{с}^2, \text{ т. е. на порядок меньшая величина.}$$



Рис. 1. Лабораторная установка, включающая в себя ванну, рупорную антенну локатора, лопатку приповерхностного вибратора и донный вибратор

На рис. 2 показаны осциллограмма и спектр сигнала на выходе фазового детектора радара при работе донного вибратора. Из рисунка видно, что на частоте $F_v \sim 15$ Гц, вдвое меньшей частоты вибратора, регистрируется флуктуирующий по амплитуде сигнал. Подобный сигнал наблюдается при параметрическом возбуждении поверхностной кольцевой виброволны, физическая модель явления представлена в [8]. При работе приповерхностного вибратора на частоте $F \sim 15$ Гц наблюдается, естественно, нефлуктуирующий сигнал той же частоты. В обоих случаях радар работает в режиме резонансного (брэгговского) рассеяния.

На рис. 3 представлены известные дисперсионные соотношения, связывающие частоту вибрационной поверхностной волны с ее длиной, учитывая еще и глубину водоема, при этом частота ω_v параметрически-возбуждаемой бегущей (кольцевой) волны вдвое меньше частоты ω вибратора:

$$\omega_v = \left(gk_v + \sigma \frac{k_v^3}{\rho} \right)^{1/2} = \frac{\omega}{2}.$$

В этой формуле $k_v = 2\pi / \Lambda_v$ (где Λ_v – длина возбуждаемой волны), а σ – поверхностное натяжение. На том же рисунке показана зависимость фазовой скорости волны от ее частоты. Частота $F_v \sim 15$ Гц поверхностной вибрационной волны длиной $\Lambda_v \sim 1,7$ см соответствует центру гравитационно-капиллярной области спектра поверхностных волн, где фазовая скорость волны минимальна и составляет ~ 25 см/с, а на частоте $F_v = 1$ Гц эта скорость возрастает до ~ 8 м/с при длине волны $\Lambda_v \sim 1,5$ м.

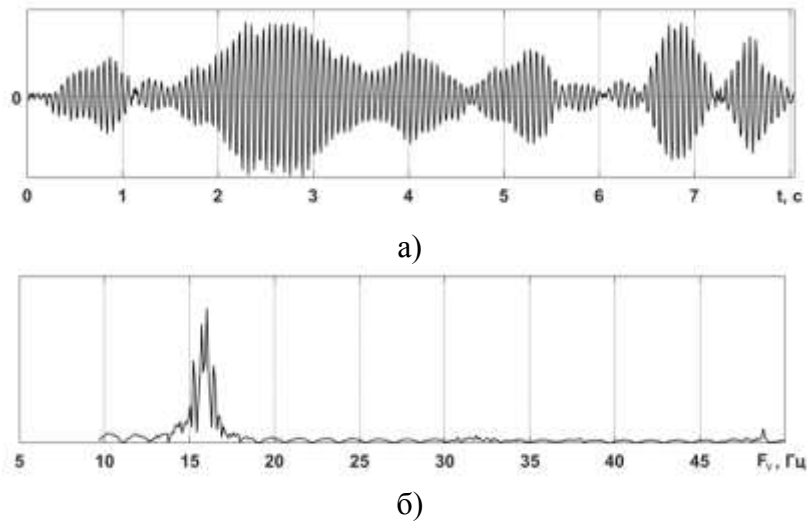


Рис. 2. Сигнал на выходе фазового детектора радара при частоте донного вибратора 32 Гц:
 а – осциллограмма сигнала; б – спектр сигнала,
 где F_v – частота поверхностной (бегающей) виброволны

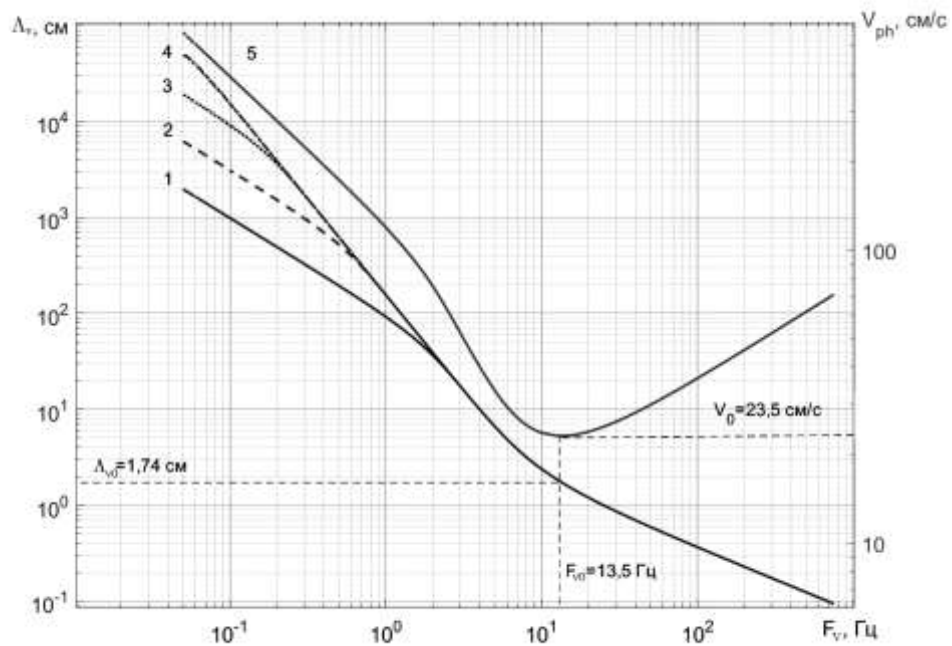


Рис. 3. Дисперсионное соотношение для бегающих поверхностных волн при различных глубинах дна:
 1 – $H = 0,5$ м; 2 – $H = 1$ м; 3 – $H = 10$ м; 4 – $H = 100$ м;
 5 – фазовая скорость волн при $H > 1$ м

Рассмотрим теперь, что происходит в реальном (неглубоком) водоеме при размещении на его дне малоразмерного вибратора. Параметры водоема и вибратора должны соответствовать имеющимся возможностям при проведении натурального эксперимента: например, на полигоне МГИ РАН (пос. Кацевели, Крым) глубина вблизи морской платформы составляет $H \sim 40$ м, и недалеко от платформы возможно установить донный вибратор с диаметром мембраны

$d \sim 20$ см и амплитудой вибрации $b_m \sim 2$ см. Для амплитуды вертикального давления у поверхности в ближней и дальней зонах из формул (2) и (3) с учетом параметров мембраны получаются выражения:

$$p_{m1} \simeq \frac{\pi \rho d^2 b_m F_s^2 \cos^2 \theta}{8H} \quad \text{и} \quad p_{m2} \simeq \frac{\pi^2 \rho d^2 b_m F_s^3}{4c} \left| \frac{\sin\left(\frac{k_s l}{\sin \theta}\right)}{\frac{k_s l}{\sin \theta}} \right| \cos \theta.$$

При частоте вибратора $F_s = 3$ Гц для «звуковых» зон имеем $\theta = \arccos \frac{4HF_s}{nc} = 71,3^\circ$ и $83,9^\circ$ при $n = 1$ и $n = 3$. Соответственно, расстояние от этих точек до точки над вибратором составит $l/2 = H \operatorname{tg} \theta = 118$ м и 374 м. Получается, что в первой из этих зон величина вертикального давления на порядок меньше, нежели в «гидродинамической» зоне при $\theta = 30^\circ$, и диаметры «акустических» колец должны составить примерно $l = 2H \operatorname{tg} \theta \sim 240$ м и 740 м. Амплитуда вертикального давления в ближней акустической зоне составит $p_{m1} \sim 0,1$ г/см \cdot с 2 на частоте вибратора 3 Гц и ~ 10 г/см \cdot с 2 на частоте 30 Гц. Как видно из рис. 3, длины возбуждаемых поверхностных волн (с учетом вдвое меньшей их частоты) составят, соответственно, ~ 1 м и $\sim 1,5$ см. Таким образом, длины возбуждаемых вибрационных (поверхностных) волн оказываются на 3 порядка меньшими по сравнению с длиной возбуждающей (звуковой) волны, и их вязким затуханием уже нельзя пренебречь.

Декремент вязкого затухания составляет $\chi = 2\eta k_v^2$, где $\eta = 10^{-6}$ м 2 /с – кинематическая вязкость воды. В гравитационном интервале поверхностных волн $k_v^2 = \omega_v^4 / g^2$, т. е. декремент затухания для вибрационных волн составляет $\chi = 32\pi^4 \cdot 10^{-6} \frac{F_v^4}{g^2} c^{-1}$. Это означает, что амплитуда волны уменьшается в e раз на отрезке

$$\Delta l = \frac{2\pi F_v}{2\eta k_v^3} = \frac{g^3}{(2\pi)^5 \cdot 2\eta F_v^5} \quad [\text{м}]. \quad (4)$$

Для частоты вибрационной волны $F_v = 15$ Гц из формулы (4) имеем малую величину $\Delta l \sim 0,5$ м, а для $F_v = 3$ Гц имеем приемлемую величину $\Delta l \sim 100$ м. С точки зрения радиолокационных (аэрокосмических) наблюдений, разумной шириной пятна по радиальной оси РЛ изображений можно принять эту величину, чему соответствует длина поверхностных вибрационных волн $\Lambda_v \sim 20$ см и частота вибратора $F_s \sim 6$ Гц (см. рис. 3). Длина «резонансной» радиоволны при настильном угле визирования в этом случае составит $\lambda = 2\Lambda_v = 40$ см.

Приблизительная картина «вибрационных пятен» на поверхности в условиях выбранного полигона (вертикальный разрез и план) показана на рис. 4. Вблизи точки, лежащей непосредственно над вибратором, образуется кольцевое пятно шириной $\Delta l \sim 50$ м с диаметром $l_0 \sim 2\Delta l \sim 100$ м где действует гидродинамическое давление. Кольцевое пятно, образованное звуковым давлением, показано только при $n = 1$ с диаметром $l_1 \sim 240$ м. Амплитуда бегущей вибрационной волны в ближней звуковой зоне (область 2 на рис. 4) составляет приблизи-

тельно $h_m = Q\xi_0 \sim \frac{Qd}{H} \sqrt{\frac{b_m^3}{\Lambda_v}}$, где ξ_0 – амплитуда возбуждающей низкочастотной волны, Λ_v –

длина возбуждаемой бегущей волны, а Q – ожидаемое усиление волны при параметрическом ее возбуждении [8]. Принятые параметры полигонного вибратора ($d = 20$ см и $b_m = 2$ см) при невысоком усилении $Q = 10$ (20 дБ) позволяют получить $h_m \sim 0,03$ см = 300 мкм при

$\xi_0 = 30$ мкм, если длина возбуждаемой волны $\Lambda_v = 20$ см. Затухание волны определяется кинематической вязкостью $\eta = 10^{-2}$ см²/с, и порог возбуждения составляет

$$(\xi_0)_{\min} \sim 16\eta \sqrt{\frac{2\pi}{g\Lambda_v}} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ см} = 30 \text{ мкм}, \text{ что соответствует принятым условиям.}$$

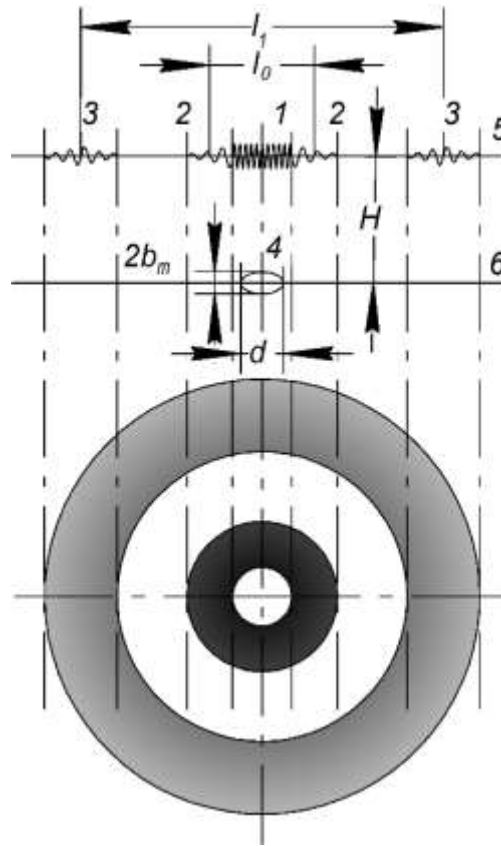


Рис. 4. Геометрия «пятен» вибрационных поверхностных волн, возбуждаемых донным вибратором при глубине водоема $H = 40$ м, частоте виброволн $F_v \sim 3$ Гц, ее длине $\Lambda_v \sim 20$ см и частоте вибратора $F_s \sim 6$ Гц: 1 – область стоячих виброволн (рябь Фарадея); 2 – область кольцевых (бегающих) виброволн, обусловленных гидродинамическим давлением; 3 – область кольцевых (бегающих) виброволн, обусловленных звуковым давлением; 4 – донный вибратор; 5 – водная поверхность; 6 – дно водоема

ОЖИДАЕМЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ ВИБРОВолН

При радиолокации морской поверхности, уровень отраженного сигнала принято оценивать величиной УЭПР (удельной эффективной поверхности рассеяния), не зависящей от параметров аппаратуры и дальности.

Волновое число поверхностной волны (основной дифракционный резонанс) составляет $K_{res} = \frac{4\pi \sin \gamma}{\lambda}$, где λ – длина радиоволны. Спектральная плотность поверхностной вибра-

онной волны при ее амплитуде h_m составляет $\Psi_h = \frac{h_m^2}{2K_{res}^2} = \frac{h_m^2}{8k_r^2 \sin^2 \gamma}$, и УЭПР принимает вид

$$(S^0)_{vibr} = \frac{\pi}{2} k_r^2 h_m^2 |q|^2 \cos^2 \gamma \cdot ctg^2 \gamma, \quad (5)$$

где $k_r = 2\pi / \lambda$.

При радиолокационном зондировании морской поверхности УЭПР определяется спектральной плотностью ветровых волн $(S^0)_{wind} = \frac{\pi}{4} k_r^4 |q|^2 ctg^4 \gamma \Psi_h(K)$, где $\Psi_h(K) \simeq \frac{a_0}{2\pi} K^{-4}$, а $a_0 = 6,5 \cdot 10^{-3}$, и для «резонансных» волн $K = \frac{4\pi}{\lambda} \sin \gamma$. Тогда имеем $(S^0)_{wind} \simeq \frac{a_0 |q|^2}{64} \cos^4 \gamma$, и соотношение УЭПР оказывается следующим:

$$A = \frac{(S^0)_{vibr}}{(S^0)_{wind}} \simeq \frac{6 \cdot 10^5 \xi_0^2 Q^2}{\lambda^2} \quad (6)$$

Из уравнения (6) получается, что трехкратное превышение УЭПР виброволны над УЭПР ветровой волны обеспечивается при $\lambda < 4 \cdot 10^2 \xi_0 Q$. Это означает, что приведенная выше пороговая величина $\xi_0 \sim 10^{-3}$ см допустима только при сантиметровой длине волны радара, а для радара с длиной волны $\lambda \sim 40$ см необходимая высота возмущающей виброволны (с частотой $F_v \sim 3$ Гц) составляет $\xi_0 \sim 10^{-2}$ см, что, по-видимому, еще выполнимо в намечаемых (полигонных) условиях при усилении $Q \geq 10$.

Форма «кольцевых вибрационных пятен», сформированных аэрокосмическими РСА и отображающих поле интенсивности отраженного сигнала, для РСА дециметрового диапазона должна быть подобна кольцам (см. рис. 4) шириной порядка 20–100 м. В РСА сантиметрового диапазона ширина колец должна быть порядка метра, что затруднит их различение на фоне крупных ветровых волн. Однако в РСА сантиметрового диапазона должно проявляться яркое «пятно Фарадея» с диаметром порядка $H \sim 40$ м, возникающее непосредственно над вибратором.

В аэрокосмических РСА бокового обзора, работающих в режиме селекции движущихся целей (СДЦ), движущаяся радиально виброволна должна проявляться как течение со скоростью, равной фазовой скорости волны, так как на протяжении всей ширины пятна фаза отраженного сигнала изменяется регулярно. Такая картина существенно отличается от течения на ветровой волне, где фазы отраженного сигнала в формируемых РСА участках мелкоструктурной морской поверхности (порядка 1 м) являются случайными. Именно этот факт не позволяет сформировать картину морского течения с движущегося носителя обычным способом череспериодного вычитания (ЧПВ), поэтому используются две антенны, разнесенные вдоль линии полета с применением того же ЧПВ, но с задержкой на два периода следования импульсов, воспринимаемых передней антенной [9, 10]. Следовательно, для выделения виброволны по разности фаз отраженного сигнала нет необходимости в двухсекционной антенне (интерферометре с продольной антенной базой).

На рис. 5 показано, как должны были бы выглядеть яркостные и скоростные радиолокационные изображения виброволны, формируемые в условиях, когда вибратор находится на дне неглубокого, но обширного водоема. Видно, что в яркостном канале образуются концентрические кольца, яркость которых убывает с удалением от вибратора, а их диаметр определяется частотой вибратора и, соответственно, «резонансной» длиной волны радара. Непосредственно над вибратором имеется яркое пятно, образуемое стоячими волнами – «рябью Фарадея». В скоростном канале это пятно отсутствует, а образующиеся пятна теряют вид колец, так как радар выделяет лишь области, недалекие от радиального направления. Яркость пятен убывает здесь как в радиальном, так и в тангенциальном направлениях.

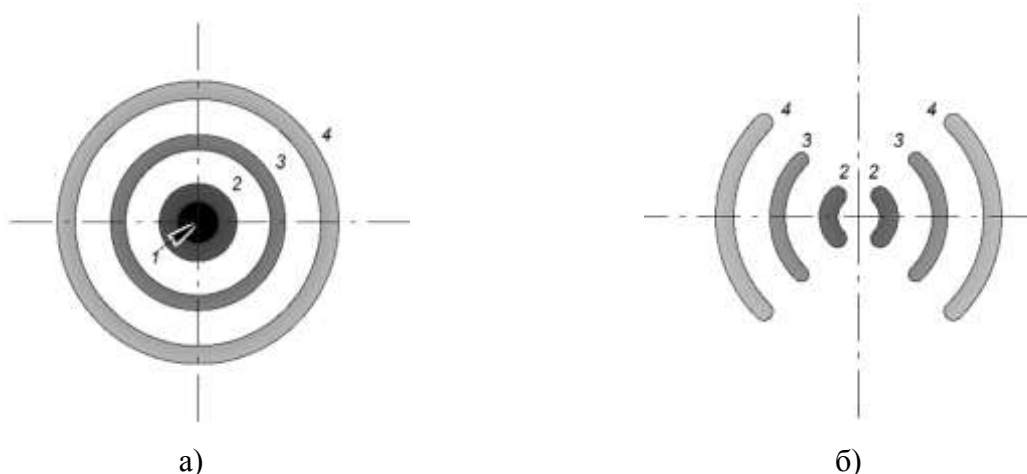


Рис. 5. Ожидаемый вид «пятен» вибрационных поверхностных волн, возбуждаемых донным вибратором при их наблюдении радаром бокового обзора: а – яркостный канал; б – скоростной (разностно-фазовый) канал; 1 – пятно стоячей «ряби Фарадея»; 2 – бегущая волна в ближней (гидродинамической) области; 3, 4 – бегущие волны в дальней (звуковой) области

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы.

Опираясь на результаты лабораторного эксперимента по параметрическому возбуждению поверхностной вибрационной волны, при помощи низкочастотного вибратора, установленного на дне неглубокой ванны, выяснено, что при установке подобного вибратора (с реально достижимыми параметрами) на дне неглубокого морского водоема возникающая на поверхности кольцевая виброволна образуется как в области вблизи вибратора (гидродинамической), так и в дальней (звуковой) области.

Ожидаемые амплитуды виброволн и размеры возбуждаемых на поверхности «вибропятен» достаточны для их радиолокационного наблюдения в современных аэрокосмических радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) на фоне мелких ветровых волн при использовании радиоволн сантиметрового и дециметрового диапазонов.

Формируемые в радаре бокового обзора яркостные и скоростные изображения виброволн различаются как по своей геометрии, так и по возникающему контрасту относительно фоновой (морской) поверхности. При формировании скоростных изображений виброволн, по видимому, не требуется использовать двухантенный радар (как это происходит при формировании изображений морских течений), и достаточно использовать стандартную операцию при обработке радиоголограмм – череспериодное вычитание (ЧПВ) с формированием изображений получаемого фазового сдвига.

Проведенные исследования не учитывают многих факторов, и в первую очередь, влияния гидрометеоусловий (вертикальная стратификация морской среды, крупные ветровые волны). Тем не менее, имеющиеся работы этого плана позволяют считать, что указанные факторы относительно слабо влияют на «образы» ожидаемых РЛ-изображений виброволн.

Список используемых источников

1. Когерентное комбинационное отражение электромагнитных волн от взволнованной границы раздела двух сред при воздействии на нее акустического излучения / Ю.П. Дьяков [и др.] // Акустический журнал. – 1986. – Т. XXXII, вып. 3. – С. 334–339.

2. Ушаков И.Е., Шишкин И.Ф. Радиолокационное зондирование морской поверхности. – М.: РИЦ «Татьянин день», 1997. – 263 с.
3. Воздействие подводного звука и поверхностного волнения на рассеяние лазерного излучения / Дж. Х. Чернсайт [и др.] // Акустический журнал. – 2008. – Т. 54, № 2. – С. 244–250.
4. Sonar Measurements in Ship Wakes Simultaneous with TerraSAR-X Overpasses / A. Soloviev [et al.] // IEEE Trans. on GRS. – 2010. – Vol. 48, № 2.
5. Рабинович М.И., Трубецков Д.И. Введение в теорию колебаний и волн. – М.: Наука, 1984. – 560 с.
6. Левин Б.В., Носов М.А. Физика цунами и родственных явлений в океане. – М.: Янус-К, 2005. – 360 с.
7. Экспериментальное исследование поверхностных волн при резонансе Фарадея / В.А. Калининченко [и др.] // Известия РАН, МЖГ. – 1995. – № 1. – С. 122–129.
8. Переслегин С.В., Левченко Д.Г., Карпов И.О. Вибрационная волна на поверхности воды: параметрическое возбуждение и радиолокационное наблюдение // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. – 2021. – Т. 15, № 2. – С. 39–53.
9. Переслегин С.В., Сеницын Ю.П. Интерференционные радиолокаторы с синтезированной апертурой для оперативного мониторинга океанских явлений // Известия вузов. Радиофизика. – 2011. – Т. LIV, № 6. – С. 415–430.
10. Переслегин С.В., Халиков З.А. Обработка сигналов в радиолокаторах с синтезированной апертурой при формировании скоростных полей поверхности Земли // Известия вузов. Радиофизика. – 2014. – Т. LVII, № 10. – С. 784–796.
11. Формирование скоростных радиолокационных изображений морской поверхности со стационарных, авиационных и космических носителей / С.В. Переслегин [и др.] // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. – 2019. – Т. 13, № 1. – С. 21–30.

В.П. Кулешов*;
 Л.М. Митник*,
 доктор физико-математических наук, профессор;
 М.Л. Митник*,
 кандидат технических наук

*Тихоокеанский океанологический институт имени В.И. Ильичева ДВО РАН, г. Владивосток.

ОЦЕНКА ПОГЛОЩЕНИЯ РАДИОВОЛН НА ТРАССЕ ЗЕМЛЯ-КОСМОС ПО ДАННЫМ СПУТНИКОВЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ МИКРОВОЛНОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Измерения спутниковых микроволновых радиометров на нескольких частотах позволяют восстановить поглощение в облаках и водяном паре, оценить интенсивность осадков, определяющих распространение радиоволн на трассе Земля-космос. На основе модельных яркостных температур разработаны алгоритмы восстановления поглощения в различных климатических зонах. Приведены глобальные поля, измеренные радиометром МТВЗА-ГЯ со спутника Метеор-М № 2-2.

Ключевые слова: распространение радиоволн, микроволновый радиометр, яркостная температура, атмосферное поглощение, облачное поглощение, алгоритмы поиска, Метеор-М № 2-2.

ВВЕДЕНИЕ

Глобальные поля геофизических переменных ежедневно восстанавливаются по измерениям сканирующих микроволновых (МВ) радиометров со спутников GCOM-W1, GPM, SNPP, NOAA-18, NOAA-20, Метеор-М № 2-2 и ряда других [1].

Регистрируемые из космоса яркостные температуры ТЯВ,Г (ν , θ , t_s , W) зависят от частоты ν , угла падения θ , поляризации (вертикальной – В и горизонтальной – Г), температуры подстилающей поверхности $T_0 = t_0 + 273,16$ (t_0 – температура в градусах Цельсия), коэффициентов излучения поверхности $\chi_{В,Г}(\nu, \theta, t_0, W)$, скорости ветра W (при измерениях над океаном) и от интегрального поглощения в атмосфере – параметра, определяющего распространения радиоволн:

$$\tau_o = \int_0^{\infty} \gamma(h)dh,$$

где $\gamma(h)$ – коэффициент поглощения, равный сумме коэффициентов поглощения в кислороде $\gamma_k(h)$, водяном паре $\gamma_{вп}(h)$, облаках $\gamma_{обл}(h)$ и осадках $\gamma_{ос}(h)$;

h – высота над поверхностью.

Интегральное поглощение в кислороде $\tau_k(\nu)$ зависит от вертикальных распределений давления $P(h)$ и температуры $T(h)$ атмосферы и меняется мало, по сравнению с интегральными поглощениями в водяном паре $\tau_{вп}(\nu)$, в облаках $\tau_{обл}(\nu)$ и осадках $\tau_{ос}(\nu)$.

Интегральные поглощения $\tau_{вп}(\nu)$ и $\tau_{обл}(\nu)$ пропорциональны, соответственно, паросодержанию атмосферы V и водозапасу облаков Q и меняются в широких пределах. Поглощение и рассеяние микроволнового излучения в осадках, помимо частоты, зависят от многих параметров, что требует отдельного рассмотрения. Отметим, однако, что осадки слабой интенсивности по значениям поглощения на частотах $\nu \leq 30$ ГГц могут быть отнесены к капельным облакам, так как размер большинства капель $< 0,2$ мм).

АЛГОРИТМЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НАД ОКЕАНОМ

Для оценки поглощения радиоволн в атмосфере были рассчитаны яркостные температуры $T_y(\nu)$ на вертикальной (В) и горизонтальной (Г) поляризациях на частотах радиометров AMSR2 (спутник GCOM-W1) 6,9, 7,3, 10,7, 18,7, 23,8, 36,5 и 89,0 ГГц, GMI (GPM Microwave Image, спутник GPM (Global Precipitation Measurements)) 10,65, 18,7, 23,8, 36,5 и 89,0 ГГц и МТВЗА-ГЯ (спутник Метеор-М № 2-2) 10,65, 18,7, 23,8, 31,5, 36,5, 42,0, 48,0 и 91,6 ГГц. На рис. 1 показаны расчетные спектры излучения Земли над океаном при измерении под углом места $\theta = 65^\circ$ [2].

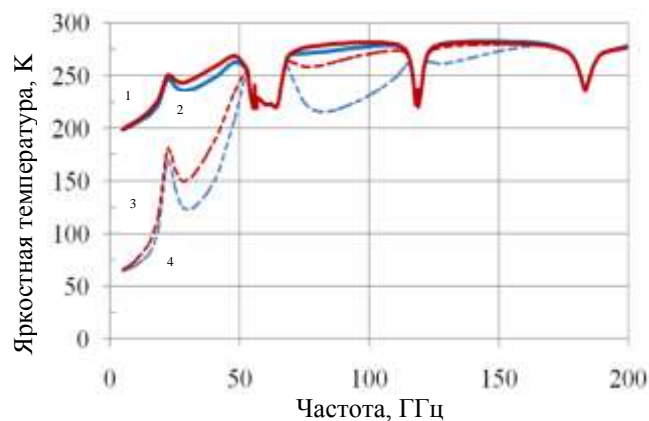


Рис. 1. Спектры яркостной температуры над океаном:
 1, 2 – вертикальная и 3, 4 – горизонтальная поляризации
 при $\theta = 65^\circ$, $t_0 = 20,0^\circ\text{C}$, $W = 2$ м/с, $V = 20,8$ кг/м²:
 1,3 – ясно, 2,4 – облака $Q=0,3$ кг/м²

Для восстановления интегрального поглощения был развит алгоритм, разработанный ранее для восстановления V и Q [3, 4]. В алгоритме используются яркостные температуры на В-поляризации на двух частотах, одна из которых расположена в области резонанса водяного пара на $\nu = 22,23$ ГГц, а вторая – в окне прозрачности атмосферы в диапазоне 30–45 ГГц. Фильтрация пикселей с осадками и мощной облачностью выполняется по значениям $\tau(10)$ – интегрального поглощения в атмосфере на частоте 10,65 ГГц, нового параметра, который также определяется в алгоритме. Пиксели с высоким поглощением выявляются и по низким на окружающем фоне значениям T_y на частотах $\nu > 80$ ГГц.

Понижение обусловлено рассеянием излучения на крупных частицах (капли дождя, град, обводненный град), которые часто наблюдаются в областях глубокой конвекции в тропических и внетропических циклонах, в зоне внутритропической конвергенции (ВЗК) и др. Важной особенностью алгоритма является то, что входными данными, наряду с измеренными со спутника яркостными температурами, служит поле температуры поверхности океана (ТПО), найденное за предыдущие сроки путем анализа различных дистанционных и контактных измерений. Такой подход вполне обоснован вследствие инерционности поля ТПО и доступности ежедневных данных.

ПОЛЯ ЯРКОСТНЫХ ТЕМПЕРАТУР ПО ИЗМЕРЕНИЯМ МТВЗА-ГЯ

На рис. 2 приведены поля яркостной температуры Земли на частотах 23,8 и 42 ГГц на В-поляризации по измерениям МТВЗА-ГЯ со спутника Метеор-М № 2-2 11 ноября 2020 г. Ширина полосы обзора 2500 км, угол падения 65° . На рисунке хорошо видны области повышен-

ного паросодержания атмосферы в тропической зоне и в циклонах синоптического масштаба в обоих полушариях, полосы сильных осадков в атмосферных фронтах, ВЗК и др.

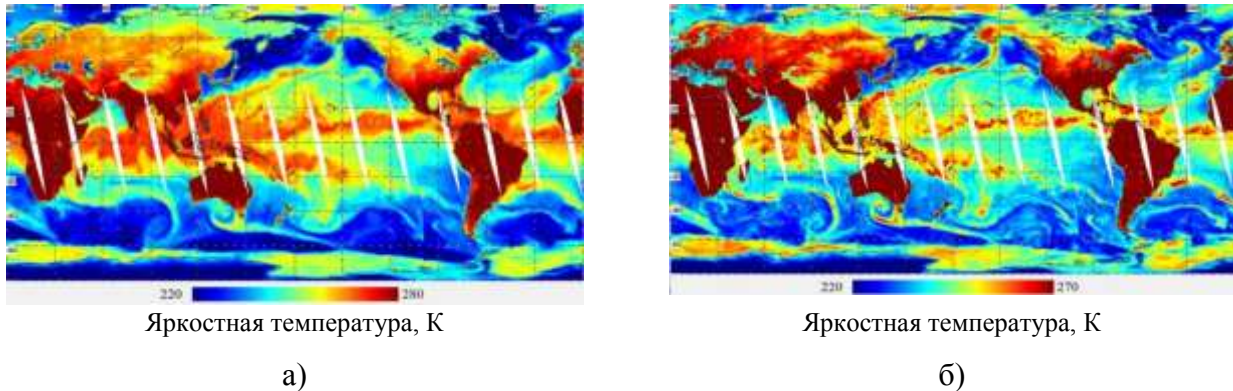


Рис. 2. Яркостная температура на вертикальной поляризации на частотах 23,8 (а) и 42 ГГц (б) по измерениям МТВЗА-ГЯ на восходящих витках 11 ноября 2020 года

Зоны осадков идентифицируются в поле T_y на $\nu = 10,65$ ГГц на Г-поляризации, для чего верхний предел T_y взят равным 110 К (рис. 2,а). Рост T_y (10Г) обусловлен увеличением коэффициента излучения океана под влиянием ветра и большим поглощением в дождях. Оба фактора визуализируют зоны глубокой конвекции и структуру динамических образований в атмосфере. Индикация зон осадков на высоких частотах обусловлена рассеянием излучения на крупных каплях дождя и на граде. Взаимодействие микроволнового излучения с каплями дождя и облаков определяется нормализованным размером $\rho_\lambda = 2\pi r/\lambda$, где λ – длина волны излучения, а r – радиус капли. Для облачных капелек, как правило, выполняется условие $\rho_\lambda \leq 0,2$, и рассеянием можно пренебречь. Для капель дождя учет рассеяния необходим.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из вышесказанного и результатов численных экспериментов с моделью переноса микроволнового излучения в системе атмосфера–подстилающая поверхность [2–5] следует, что по спутниковым измерениям яркостных температур на нескольких частотах и поляризациях (рис. 3) можно определить интегральные параметры атмосферы V и Q в широком диапазоне изменения гидрометеорологических условий.

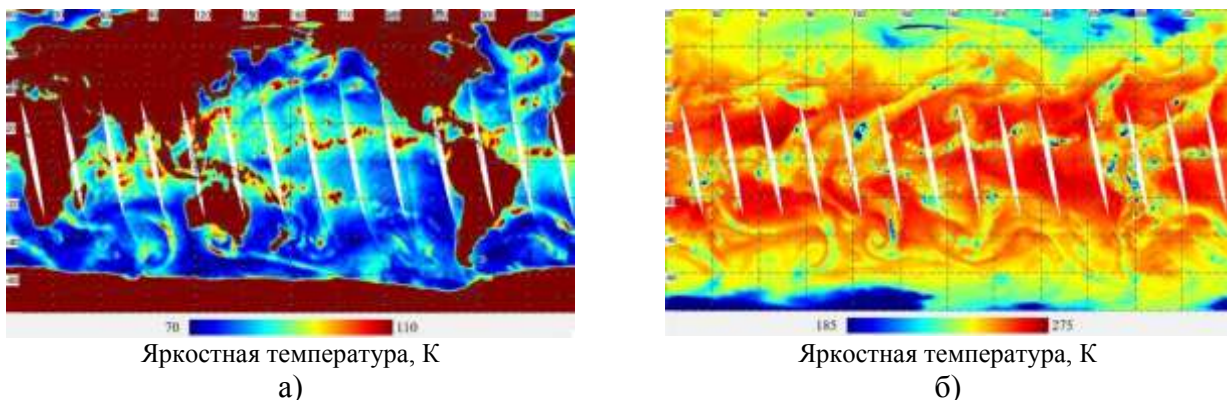


Рис. 3. Яркостная температура на частотах 10,65 (а) и 183,3±7 ГГц (б) по измерениям радиометра МТВЗА-ГЯ на восходящих витках 11 ноября 2020 года

Погрешность алгоритмов, обеспечивающих восстановление V и Q над морской поверхностью мала. В качестве входной информации используются поля температуры поверхности океана. Пиксели с осадками с интенсивностью > 1 мм/ч и мощной облачностью ($Q > 1$ кг/м²) отфильтровываются. В качестве фильтра применен новый параметр – интегральное поглощение в атмосфере на частоте 10,65 ГГц, который также находится по T_a [3]. Таким образом, оценка интегрального поглощения сигнала на трассе Земля–космос выполняется по соотношению $\tau(\nu) = \tau_k(\nu) + \tau_{\text{вп}}(\nu) + \tau_{\text{обл}}(\nu)$. Поглощение в водяном паре $\tau_{\text{вп}}(\nu) = a(\nu) \times V$ и в облаках $\tau_{\text{обл}}(\nu) = b(\nu) \times Q$ находится с учетом геометрии зондирования (угла визирования). Коэффициенты $a(\nu)$ и $b(\nu)$ для требуемых частот могут быть найдены из результатов моделирования. Из предварительного анализа следует, что для индикации зон осадков и оценки их интенсивности могут быть применены измерения на высоких частотах, которые выполняются радиометрами GMI и МТВЗА-ГЯ, а также двухчастотным дождевым радаром DPR на спутнике GPM. Обобщение микроволновых спутниковых данных за несколько лет может служить основой для уточнения существующих подходов и рекомендаций [6, 7] для оценки условий распространения радиоволн и связи поглощений на различных частотах на трассе Земля–космос и др.

Список используемых источников

1. *Katsaros K.B., Mitnik L.M., Black P.G.* Microwave instruments for observing tropical cyclones // Typhoon Impacts and Crisis Management. DanLing Tang, GuangJun Sui. – 2014. – Springer. – P. 5–61.
2. Моделирование яркостных температур и первые результаты, полученные микроволновым радиометром МТВЗА-ГЯ со спутника Метеор-М № 2-2 / Г.М. Чернявский [и др.] // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2020. – Т. 17, № 3. – С. 51–65. – DOI 10.21046/2070-7401-2020-17-3-51-65.
3. *Mitnik L.M., Mitnik M.L., Zabolotskikh E.V.* Microwave sensing of the atmosphere-ocean system with ADEOS-II AMSR and Aqua AMSR-E // J. Remote Sensing Society of Japan. – 2009. – Vol. 29, № 1. – P. 156–165.
4. *Митник Л.М., Митник М.Л.* Алгоритм восстановления скорости приводного ветра по измерениям микроволнового радиометра AMSR-E со спутника Aqua // Исследование Земли из космоса. – 2011. – № 6. – С. 34–44.
5. *Mitnik L.M., Mitnik M.L.* Retrieval of atmospheric and ocean surface parameters from ADEOS-II AMSR data: comparison of errors of global and regional algorithms // Radio Sciences. – 2003. – Vol. 38, № 4. – 8065. – DOI: 10.1029/2002RS002659.
6. *Ippolito L.J.* Radio propagation for space communications systems // Proceedings of the IEEE. – 1981. – Vol. 69, № 6. – P. 697–727. – DOI: 10.1109/PROC.1981.12049.
7. *Chandrasekar V., Fukatsu H., Mubarak K.* Global mapping of attenuation at Ku- and Ka-Band // IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing. – 2003. – Vol. 41, № 10. – P. 2168–2176.
8. *L. da Silva Mello, Pontes M.S.* Unified method for the prediction of rain attenuation in satellite and terrestrial links // Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. – 2012. – Vol. 11, № 1. – P. 1–14.
9. Рекомендация МСЭ-R P.618-11. Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования систем связи Земля-космос. Сер. Р. Распространение радиоволн // Международный союз электросвязи [официальный сайт]. – URL: <https://www.itu.int/publ/R-REC/en> (дата обращения: 08.04.2021).
10. Sun-tracking microwave radiometry: All-weather estimation of atmospheric path attenuation at Ka-, V-, and W-band / F.S. Marzano [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2016. – Vol. 64, № 11. – P. 4815–4827. – DOI: 10.1109/TAP.2016.2606568.

В.Е. Махов,
доктор технических наук;
В.М. Петрушенко;
В.В. Ширококов,
кандидат технических наук

ВОЗМОЖНОСТИ ОПТИЧЕСКОЙ ЛОКАЦИИ СРЕДСТВАМИ РЕГИСТРАЦИИ СВЕТОВОГО ПОЛЯ

Проведен анализ возможностей и принципов оптической локации средствами регистрации светового поля, применение которой позволяет определить градиент яркости каждой точки наблюдаемого объекта в пределах объема наблюдаемого пространства, что дает возможность получить новые доминантные признаки объектов наблюдения. Приведена структура оптико-электронной системы оптической локации и показаны схемные решения, применяемые для реализации методов оптической локации. Рассмотрены особенности программно-алгоритмических средств, применяемых в системах регистрации светового поля, и раскрыты новые возможности по получению координатной и некоординатной информации об удаленных объектах. Для анализа возможностей оптической локации удаленных объектов приведены результаты исследования регистратора светового поля по получению изображений малоразмерных световых, удаленных объектов, в том числе телескопической системой.

Ключевые слова: оптическая локация, оптическая система, оптико-электронные средства, регистратор светового поля, схемные решения, перспективы применения.

ВВЕДЕНИЕ

Целью настоящей работы является анализ возможностей и принципов оптической локации средствами регистрации светового поля, применение которой позволяет определить градиент яркости каждой точки наблюдаемого объекта в пределах объема наблюдаемого пространства, что дает возможность получить новые доминантные признаки объектов наблюдения.

Безопасность космической деятельности основывается на наличии актуальной информации об обстановке в околоземном космическом пространстве (ОКП), а также на наличии возможности по получению своевременных и точных данных о техническом состоянии объектов ракетно-космической техники наземными средствами мониторинга засоренности ОКП. Одним из основных мероприятий по парированию указанных угроз является осуществление постоянного мониторинга засоренности ОКП в интересах обеспечения наземных пунктов управления актуальной информацией о текущей обстановке. Эффективность мониторинга напрямую зависит от возможностей применяемых наземных информационных средств.

В качестве одного из перспективных направлений по получению информации о засоренности ОКП наземными информационными средствами в настоящее время рассматривается применение оптико-электронных систем (ОЭС), работающие в режиме оптической локации (ОЛ).

Оптическая локация – это совокупность методов для обнаружения удаленных объектов, измерения их координат и распознавания формы с помощью электромагнитных волн оптического диапазона, который обеспечивает более высокое пространственное и дальностное разрешение. Это позволяет эффективнее, чем в радиодиапазоне электромагнитных волн, проводить распознавание наблюдаемых ОЭС объектов и формировать их образы в виде детальных изображений.

В настоящее время основой технической реализации ОЛ являются ОЭС, включающие в себя оптическую систему (ОС), фотоприемник (ФП), вычислительную систему и программно-алгоритмический комплекс (ПАК).

Однако все оптические системы имеют aberrации. Малоразмерность удаленных объектов в плоскости регистрации ФП приводит к потере их детализации и части получаемой координаты.

натной и некоординатной информации. Регистраторы светового поля расширяют возможности метода ОЛ и позволяют добавить новые возможности наблюдения космического пространства пассивными методами. Актуальным вопросом является рассмотрение возможностей и путей совершенствования существующих ОЭС, которые позволят повысить точность получения координатной и некоординатной информации, достоверность распознавания удаленных объектов.

СТРУКТУРА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ОПТИЧЕСКОЙ ЛОКАЦИИ

С технической точки зрения существуют различные способы построения ОЭС, обеспечивающие получение необходимого объема структурированной информации [1] (рис. 1).

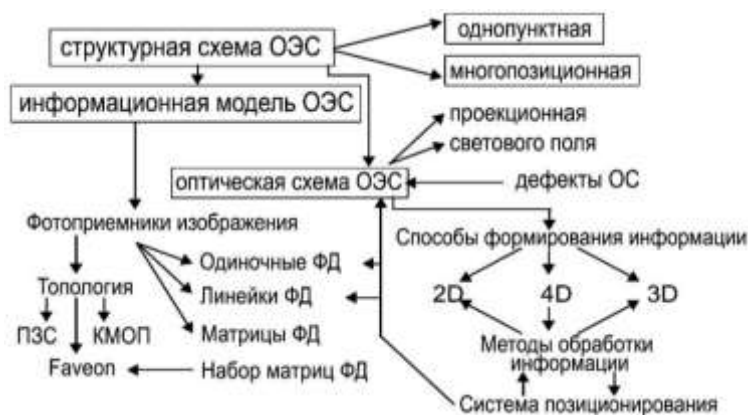


Рис. 1. Типы структурных схем ОЭС:
ФД – фотодиод; ОС – оптическая система

Оптические системы могут сопрягаться с набором светочувствительных элементов различной конфигурации, а именно: одиночный ФД, линейка ФД и матрица ФД. Все конфигурации могут обеспечить получение четырехмерной пространственно-временной информационной структуры $R^4(t)$ и $R^3(t)$, которую можно свести путем понижения размерности к такой структуре, которая упрощает анализ полученной информации известными алгоритмами:

$$T \cdot M \cdot L \cdot (R^1) \leftarrow M \cdot R^2(t) \leftarrow R^3 \cdot (t) \rightarrow T \cdot (R^3) \rightarrow M \cdot R^2(t) \quad (1)$$

где L – количество линий профиля изображения (1D);

M – количество выборок по глубине пространства;

T – количество временных выборок.

В отличие от простой проектирующей ОС, гибридная ОС с массивом микролинз перед матричным фотоприемником [2, 3] способна регистрировать не только координаты, но и направления входящих в ОЭС лучей $L_i(x, y, \theta, \varphi)$ в момент экспозиции ФД t_i . Полученный таким образом файл светового поля (СП) во время экспозиции $(t_i + \Delta t)$ дает матрицу матриц (подмикролинзовые субапертурные ФД) сигналов, поэтому имеет четырехмерную информационную структуру $R^2 R^2(t_i)$.

Таким образом, четырехмерная информационная структура дает возможность синтезировать M слоев плоских изображений $M R^2(t)$ [4] в плоскостях, перпендикулярных направлению визирования ОЭС:

$$R^4 \cdot (t) \rightarrow M \cdot R^2(t) \rightarrow M \cdot T \cdot (R^2). \quad (2)$$

Таким образом, четырехмерный файл изображения позволяет в результате получать двухмерные изображения малоразмерных удаленных объектов более высокого качества [5], которое максимально исключает взаимное влияние близкорасположенных фотодиодов в массиве фотоприемника, насыщение фотодиодов яркостной структурой и ошибку мультиплексирования при считывании сигналов. Кроме того, такая четырехмерная структура позволяет алгоритмически изменять угол визирования и масштаб отображаемого пространства.

С помощью изменения угла визирования можно формировать двухмерные изображения [6] с перераспределенной информационной структурой для последующей программной обработки высокоточными алгоритмами, например, вейвлет-анализа [7], а также производить анализ, калибровку и распознавание объектов интеллектуальными алгоритмами, например, на базе нейронных сетей [8], марковских цепей и алгоритмов с нечеткой логикой [9, 10]. По аналогии с методами согласованной фильтрации волновых фронтов [11] можно реализовать коррелятор СП [12].

СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДОВ ОПТИЧЕСКОЙ ЛОКАЦИИ

В зависимости от информационной структуры ОЭС (1), в настоящее время все ОС можно разделить на линейные и гибридные. Линейная система отображает яркостную структуру наблюдаемого объема пространства с учетом апертурной глубины резко отображаемого пространства (АГРИП) ОС [13]. Линейная ОС переносит объекты наблюдаемого пространства (XYZ) $(q(x,y,z))$ в плоскость матричного ФП $(X'Y')$ $(p(u,v))$ (рис. 2,а). Проектирующая ОС не учитывает направление хода лучей \vec{l}_i от различных точек объекта в ОС, в то время как многопозиционная система [1, 5], или система регистрации СП [2], предоставляет возможность учитывать как координаты, так и направление лучей, входящих в ОС: $\vec{L}_1 = \sum L_i(x,y,u,\phi)$. Формирование изображения (x,y,z) проектирующей системой в плоскость матричного фотоприемника системы регистрации СП с учетом направления хода лучей (ξ, ζ) осуществляют на основе выражения:

$$\text{Im}(\xi, \zeta) = \Xi I_O(x, y, z). \quad (3)$$

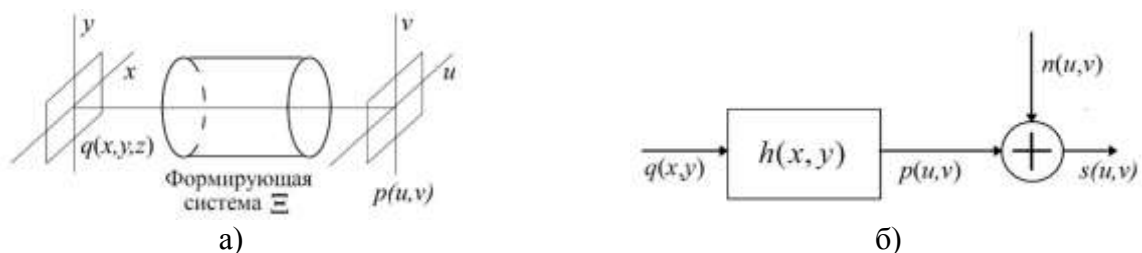


Рис. 2. Схема формирования изображения:
а – физическая модель ОЭС; б – линейная функциональная модель ОЭС

Основные свойства линейной системы определяются структурой построения ОС и оптической апертурой D_O (проектирующего объектива). Линейная ОС отображает интегральную яркостную структуру всех объектов в слое заданных дальностей вдоль угла визирования наблюдаемого пространства (апертурная глубина резко отображаемого пространства), определяемого апертурой ОС – D_O .

В ОЭС немаловажную роль играют температурные процессы как в самой ОЭС (термоабберации), так и в среде распространения света [14], вызывающие градиент показателя преломления. Параметры пространства и ОС при воздействии температурных процессов чаще всего носят динамический характер. Особую роль в процессе формирования изображения ОЭС играет увеличение длины волны (ИК-диапазон) [15].

На рис. 3 представлена структура ОЭС в условиях локации удаленных объектов. Таким образом, ОС и конфигурация ОЭС определенным образом влияют на качество получаемого изображения, которое неизбежно будет влиять на процесс выделения информационных составляющих параметров объекта и его устойчивость к воздействию внешних факторов. Внешние факторы могут динамически менять состояние самой ОС, изменяя параметры качества изображения, и тем самым влияют на объем получаемой ОЭС информации, меняя условия применения алгоритмов выделения значимой составляющей во всем объеме получаемой информации. Поэтому важным вопросом является объективная и полная оценка качественного характера изображения в ОЭС с одной стороны, а с другой – построение методики применения набора алгоритмов для определения параметров интересующих объектов в задачах контроля удаленных объектов.

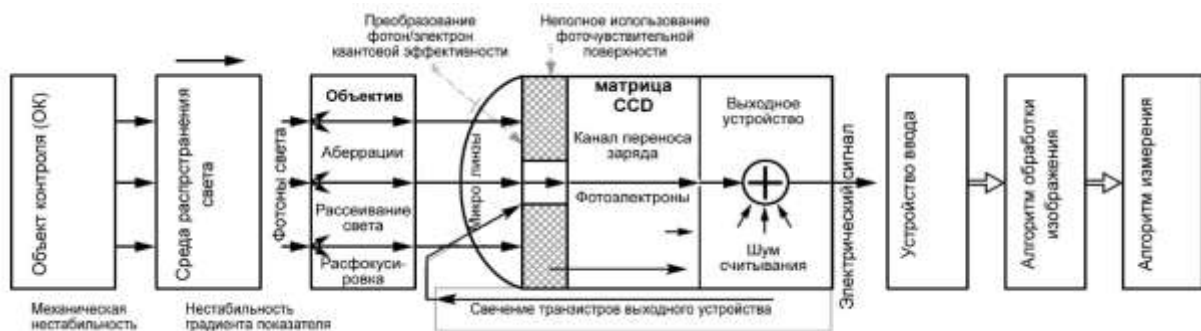


Рис. 3. Структурная схема ОЭС

Проектирующие ОС с фотоприемником изображения матричного типа дают возможность двумерного кодирования светового поля (СП) объема пространства на поверхности сенсора. Поэтому главные проблемы отображения объектов в объеме наблюдаемого пространства или неопределенно позиционированных объектов вызваны недостаточной или неопределенной резкостью изображения в плоскости ФП устройства. Поэтому для учета объема в отображении частей пространства используются многопозиционные и многопунктные ОЭС [16], состоящие из нескольких пространственно-разнесенных регистраторов изображения – цифровых камер (ЦК), каждая из которых имеет собственный объектив. При этом для отображения информации по глубине сцены необходимо регистрировать несколько выборок волновых фронтов с разных направлений. Этого можно достичь при регистрации несколькими разнесенными по базе ЦК [17]. Структурная схема такой регистрации показана на рис. 4.

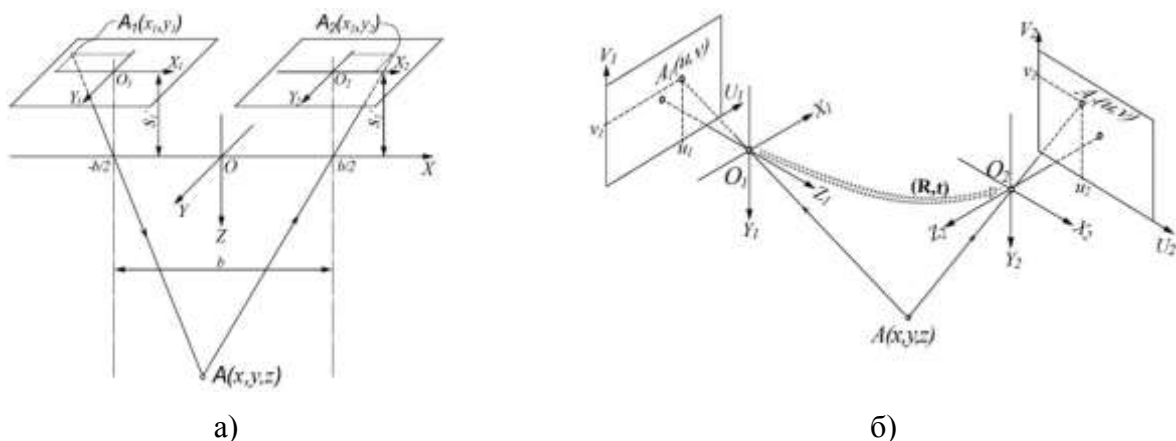


Рис. 4. Многопунктная система регистрации:
 а – система двух ЦК с параллельными оптическими осями;
 б – система двух произвольно ориентированных ЦК

В описании многопунктной системы следует учесть, что в плоскости изображения каждой ЦК помещается свой матричный ФП, где измерение координат осуществляется в собственных единицах. В собственных координатах каждого матричного ФП положение точки задается номером строки и номером столбца. Для плоских фотоприемников (см. рис. 3) это выглядит следующим образом:

$$\xi = \frac{x}{m_x} + \xi_0, \quad \zeta = \frac{y}{m_y} + \zeta_0 \quad (4)$$

где ξ_0 и ζ_0 – координаты точки O относительно точки начала координат каждого фотоприемника;

m_x и m_y – масштабные коэффициенты по осям OX и OY (расстояния между ячейками ФП вдоль строк и столбцов).

В новой системе координаты проекции точки A примут вид:

$$\xi = \frac{s' \cdot x}{m_x \cdot z} + \xi_0, \quad \zeta = \frac{s' \cdot y}{m_y \cdot z} + \zeta_0. \quad (5)$$

Зная геометрическое расположение ЦК и выполнив определение координат одной и той же точки A в плоскостях изображения каждой из ЦК, можно определить дальность (координату z) точки A :

$$z = \frac{s' \cdot b}{x_1 - x_2}. \quad (6)$$

Полученные соотношения (5) и (6) дают возможность определить все три координаты для точки A :

$$z = \frac{b}{2} \cdot \frac{x_1 + x_2}{x_1 - x_2}, \quad y = \frac{b}{2} \cdot \frac{y_1 + y_2}{x_1 - x_2}. \quad (7)$$

Погрешность определении координат проекций сильно зависит от диспарантности ($d = x_1 - x_2$), т. е. более удаленные объекты определяются менее точно. Так как диспарантность пропорциональна размеру базы (b), точность измерений будет возрастать с увеличением размера базы. Поэтому для определения всех трех координат точки по стереопаре изображений необходимо знать: внутренние параметры камер (решается калибровкой); геометрию взаимного расположения камер (определение взаимного ориентирования); координаты сопряженных точек, соответствующих выбранной точке. Поиск сопряженных точек является основной проблемой.

Процесс поиска сопряженных точек осуществляется следующим образом: сначала на одном из изображений выбирается точка m_1'' , которая является проекцией некоторой точки $M(x, y, z)$ трехмерного пространства, далее необходимо на втором изображении найти точку m_2'' , которая представляет проекцию той же точки. Как правило, при решении этой задачи отождествляются не отдельные точки, а некоторые фрагменты изображений, расположенные в окрестностях точек. При этом возникает ряд проблем. Первая проблема: поиск точек сопряжения между изображениями. Вторая проблема: правильность выбора критерия похожеści фрагментов изображений. Третья проблема: наличие физической шовности фотодиодов матричного ФП и их взаимное влияние. Указанные проблемы решаются различными способами [18].

Гибридная ОС на основе структурированного массива микролинз (рис. 5) [2–4] переносит все объекты в массив изображений $[Im(\xi, \zeta)]_{NM}$ с учетом координат (x, y) и направления хода лучей в ОС (θ, φ) :

$$[Im(\xi, \zeta)]_{NM} = \begin{bmatrix} \Xi_{11} & \dots & \Xi_{1N} \\ \dots & \Xi_{ij} & \dots \\ \Xi_{1M} & \dots & \Xi_{NM} \end{bmatrix} \Xi I_O(x, y, z). \quad (8)$$

Наряду с этим для отображения объемных параметров наблюдаемого пространства можно использовать многопозиционные системы на базе регистраторов СП [1], которые могут работать как в режиме стереосъемки, так и в режиме расширения матрицы регистратора, что обеспечивает увеличение виртуальной апертуры D_V . Причем в режиме стереосъемки за счет виртуальной апертуры расширяется ГРИП.

Плоские изображения слоев наблюдаемого пространства $Im(z, \Delta z)$, удаленные на расстояние z , формируются алгоритмом суммирования сигналов с фотодиодами приемника под микролинзами, что позволяет также выделить совокупность лучей L_i , строящих изображение поверхности оптической системы (ОС – Ξ) регистратора СП:

$$Im(z, \Delta z) = \Xi \bigcup_{z, N \times M}^{D_V} L_i \begin{pmatrix} x & \vartheta \\ y & \varphi \end{pmatrix}, \quad (9)$$

где D_V – виртуальная апертура регистратора СП, установленная алгоритмом конвертации файла СП.

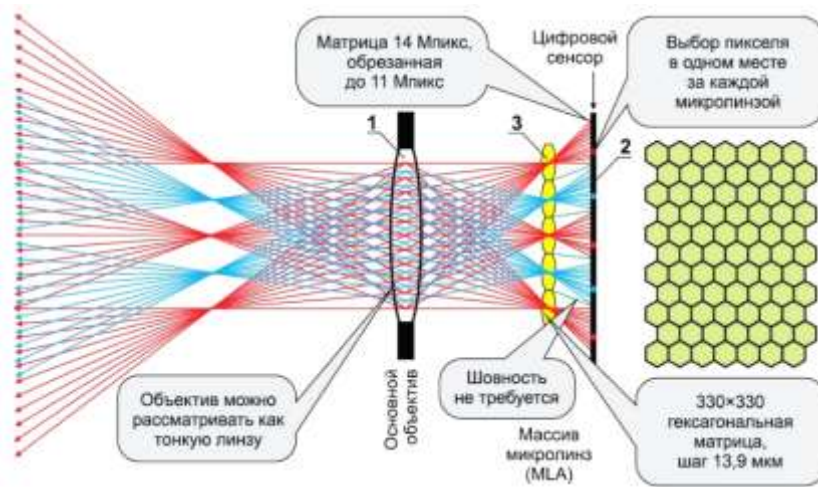


Рис. 5. Оптическая схема регистратора СП с массивом микролинз

Для формирования из файла СП изображения формы глубинной дальности наблюдаемых объектов могут быть использованы морфологические операции нескольких слоев изображений [1], расположенных на разных расстояниях z пространства глубиной Δz (по оси Z). Корреляция выбранными морфологическими функциями (M) и определяет геометрическую объемную структуру наблюдаемого пространства:

$$\Theta(Im_{12}) = \mathfrak{R}_1 Im_1(z_1, \Delta z_1) \overset{M}{\otimes} \mathfrak{R}_2 Im_2(z_2, \Delta z_2), \quad (10)$$

где Θ – корреляционное изображение заданных слоев Im_1 и Im_2 ;

\mathfrak{R} – дополнительные заданные преобразования в слоях изображений (сдвиг, масштаб, поворот).

В настоящее время рядом фирм разрабатываются и серийно выпускаются однокамерные регистраторы СП с микролинзами, такие как «Raytrix GmbH» и «Lytro Inc.» [3, 4].

Разработку аналогичных регистраторов СП в настоящее время ведут многие известные фирмы, например, «Samsung Electronics Co., Ltd.», «Pixar», «Adobe Systems Inc.», «Sony Corporation» и др.

Компании «Raytrix GmbH» и «Lytro Inc.» уже сегодня серийно выпускают регистраторы СП [9], некоторые модели и их характеристики представлены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики выпускаемых регистраторов светового поля

Модель регистратора	R [Млуч]	Размер изображения	Эффективное разрешение [МПикс]	Тип матрицы	Размер матрицы [inch (мм)]	Число микролинз N_{MLA} [тысяч]	Размер пикселя [мкм]
Raytrix R4, R5	4.2	2048 × 2048	1 (12.2)	КМОП	12.7	120	5.5
Raytrix R8, R10, R42	42	7716 × 5364	10	КМОП	2/3"	80	1.12
Raytrix R11, R29, R47	29	6576 × 4384	7	ПЗС	13.8" (36×24)	40	5.5
Raytrix R12, R25	12	4224 × 2838	3	ПЗС	1"	60	3.1
Lytro Revision A6	11	3280 × 3280	14.4 (10.7) 12-bit	КМОП	1/2.3" (6.14×4.6)	130	1.4
Lytro Illum B5-0036	40	2450 × 1634	3	КМОП	1/2" (6,4×4,8)	230	2.6×2.9

Можно отметить, что еще раньше фирмой «Mitsubishi» разработана система регистратора MERL (Mitsubishi Electric Research Labs), в основе которой лежала растровая маска, расположенная перед матричным ФП. Такая растровая маска перед МФП фактически превращает обычный цифровой регистратор в пленоптический (регистратор СП). Из-за отличий растровой маски от линзового массива MERL не снижает разрешающую способность сенсора. В своих исследованиях MERL удалось улучшить коррекцию движения и размытия фокуса, добиться пространственного и временного суперразрешения и создать новую оптическую систему камеры для широкомасштабной стереорекострукции.

ОСОБЕННОСТИ ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКИХ СРЕДСТВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В СИСТЕМАХ РЕГИСТРАЦИИ СВЕТОВОГО ПОЛЯ

Наряду с широко используемыми алгоритмами [19, 20], использование регистраторов СП открывает новые возможности получения координатной и некоординатной информации об удаленных объектах. Так, для получения более точной координатной информации малоразмерных световых объектов используется метод непрерывного вейвлет-преобразования (НВП) [21], который обеспечивает большую точность при анализе распределения освещенности в линиях профиля изображения. Согласно методу НВП из распределения освещенности получаем шкалограмму для выбранного типа вейвлета $\psi^{1D}(x)$:

$$CWT_{\psi}(s(x)) \Rightarrow C(a, x) = \langle s(x), \psi^{1D}(a, x) \rangle = a^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(\xi) \cdot \psi^{1D}\left(\frac{\xi-x}{a}\right) d\xi \quad (11)$$

и кривые коэффициентов НВП (КК НВП):

$$g(x) = \int_0^{\infty} C(a, x) \cdot da. \quad (12)$$

Координаты объектов определяются по максимумам кривых коэффициентов НВП различными методами:

$$X_k = \max_{k=1}^K \langle g_X(x) \rangle, \quad Y_k = \max_{k=1}^K \langle g_Y(y) \rangle. \quad (13)$$

Для малоразмерных объектов корректное применение всех алгоритмов бывает достаточно затруднительно, поэтому зачастую не обеспечивается требуемая точность и достоверность результатов измерений. Повышение точности измерений линейных ОЭС может быть достигнуто путем увеличения разрешения изображения за счет обработки серии изображений [5], применения многопозиционных ОЭС [17], а также сканированием угла визирования в ЦК СП [6].

Увеличить зону значимых пикселей в изображении для проведения измерений можно путем расфокусировки изображения. Увеличение зоны значимых пикселей в ЦК СП достигается на аппаратном уровне регистратора с помощью массива микролинз, и на алгоритмическом уровне – алгоритмами формирования 2D-изображения на основе светового поля. При этом потеря координатной информации о взаимном положении объектов может быть учтена объемной калибровкой [22]. В то время как размытие изображения снижает информативность изображения и точность измерения параметров объектов, в регистрах СП существует принципиальная возможность программно управлять фокусировкой, что позволяет проводить ретроспективный анализ и измерять параметры объекта наблюдения.

АПРОБАЦИЯ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ НА БАЗЕ РЕГИСТРАТОРА СВЕТОВОГО ПОЛЯ ДЛЯ УДАЛЕННОГО КОНТРОЛЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ

Для анализа возможностей оптической локации удаленных объектов были проведены исследования регистратора СП по получению изображений малоразмерных световых [23], удаленных объектов [5], в том числе телескопической системой [24].

Для проверки работы регистратора СП и алгоритмов выделения интересующих характеристик разработана компактная лабораторная установка (рис. 6) на базе малогабаритного телескопа 2 Celestron C70 Mini Mak (увеличение 25-75^x, диаметр объектива 70 мм, поле зрения на 1000 м – 12-23 м, минимальная дистанция фокусировки телескопа – 5 м).



Рис. 6. Макет установки наблюдения за удаленными объектами с элементами калибровки

В качестве приемника изображения использовались различные ЦК: смарт-камера 1 (NI 1742), цифровая окулярная насадка, ЦК светового поля (Lytro ILLUM). Объект 3 (макет спутника) на фоне малоразмерных объектов был размещен на вращающемся диске 4, со штифтами 5, расположенными по окружности (ОО) и используемыми для калибровки изображения основной модели. Поворот диска осуществлялся шаговым двигателем 6, через драйвер 7 и плату сбора данных с цифровыми шинами 8 (USB-6008).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате анализа схемных решений и принципа работы регистраторов светового поля можно сделать вывод, что его использование позволяет повысить точность и достоверность получаемой координатной и некоординатной информации об удаленных объектах, получить дальностные профили объектов наблюдаемого пространства. При этом схемные решения с одним оптическим регистратором компактней, отпадает необходимость пространственно-временной синхронизации полученных данных.

Применение регистраторов светового поля в составе перспективных информационных средств мониторинга засоренности ОКП позволяет:

- 1) повысить оперативность распознавания космических объектов за счет повышения точности как единичных измерений блеска, так и их последовательностей во времени;
- 2) повысить возможности по обнаружению слабосветящихся малоразмерных космических объектов, находящихся вблизи действующих объектов ракетно-космической техники;
- 3) снизить требования к характеристикам оптической системы и вспомогательных систем за счет наличия возможности проведения оперативной юстировки оптико-электронной системы на основе регистратора светового поля и устранения аберраций и глубинной дисторсии.

Кроме того, регистраторы светового поля используют алгоритмическое формирование двухмерного изображения, что позволяет производить пространственную калибровку системы, в том числе проводить корректировку с учетом градиента показателя преломления среды до удаленных объектов наземными информационными средствами.

Список используемых источников

1. *Ol't Yu., Maksarov V.V., Makhov V. E.* Intelligence Systems for Quality Assessment of Threaded Surfaces and Flaw Monitoring Based on Digital Light Field Recording // Russian Journal of Nondestructive Testing. – 2020. – Vol. 56, № 11. – P. 915–926.
2. *Махов В., Потанов А., Закутаев А.* Принципы работы цифровых камер светового поля с массивом микролинз // Компоненты и технологии. – 2018. – № 1. – С. 66–72.
3. 3D Light Field Camera Technology / Copyright © 2013 by Raytrix GmbH, Germany. – URL: <http://www.isolutions.com.sg/Raytrix.pdf> (дата обращения: 01.02.2021).
4. *Kučera Jan.* Computational photography of light-field camera and application to panoramic photography // Department of Software and Computer Science Education Supervisor of the master thesis: Ing. Filip Šroubek, Ph.D. Study programme: Computer Science, Software Systems Specialization: Computer Graphics, Prague, 2014.
5. Влияние качества изображений в оптико-электронных системах на точность определения исследуемых параметров объектов / В.Е. Махов [и др.] // Дефектоскопия. – 2020. – № 7. – С. 28–43.
6. Пат. 2734070 Рос. Федерация. Способ измерения пространственного расстояния между малоразмерными объектами / Махов В.Е., Широбоков В.В., Закутаев А.А. [и др.]. – RU № 2734070; заявл. 24.12.2019; опубл. 12.10.2020, Бюл. № 29 – 13 с.

7. *Махов В.Е.* Исследование алгоритмов вейвлет-преобразования для определения координат световых меток // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. – 2012. – № 2. – С. 78–89.
8. Направления развития программно-алгоритмического комплекса оптико-электронных систем наблюдения за удаленными объектами / В.Е. Махов [и др.] // Компоненты и технологии. – 2021. – № 1. – С. 50–55.
9. *Кемени Дж. Дж., Снелл Дж. Л.* Конечные цепи Маркова. – М.: Наука, 1970. – 272 с.
10. *Кувайскова Ю.Е.* Использование нечеткой логики для диагностики технического состояния объекта // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – 2018. – Т. 20, № 4-3 (84). – С. 487–490.
11. *Шанин В.И., Шанин О.В.* Методы оптической согласованной фильтрации в точном приборостроении // Журнал радиоэлектроник. – 2000. – № 6. – С. 5–13.
12. *Makhov V.E., Sytko I.I.* Shape and Relief Evaluation Using the Light Field Camera // In the collection: IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science. – 2018. – Vol. 194. – P. 022020.
13. *Махов В.Е., Потанов А.И., Шалдаев С.Е.* Контроль геометрических параметров изделий методом светового поля // Контроль. Диагностика. – 2017. – № 7. – С. 12–24.
14. *Ермолаева Е.В., Зверев В.А., Филатов А.А.* Адаптивная оптика. – СПб.: НИУ ИТМО, 2012. – 297 с.
15. Основы тепловидения / В.В. Коротаев [и др.]. – СПб.: НИУ ИТМО, 2012 – 122 с.
16. *Makhov V.E., Shaldaev S.E.* Methods of spatial and temporal processing of images in optoelectronic control systems // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. – 2019. – № 378(1). – P. 012065.
17. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие / И.С. Грузман [и др.]. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – 168 с.
18. *Mazaher K., Mousavinia A., Ehsanian M.* A General Solution for Iso-Disparity Layers and Correspondence Field Model for Stereo Systems // Journal of Latex class files. – 2012. – Vol. 11, № 4. – P. 1–10.
19. *Фисенко В.Т., Фисенко Т.Ю.* Компьютерная обработка и распознавание изображений: учеб. пособие. – СПб., 2008. – 195 с.
20. *Кацан И.Ф., Махов В.Е.* Исследование алгоритмов идентификации малоразмерных объектов // Инновации на транспорте и в машиностроении: сб. тр. IV международной научно-практической конф. / отв. ред. И.В. Павлов. – 2016. – С. 63–66.
21. *Махов В.Е.* Алгоритмы вейвлет-преобразования для идентификации малоразмерных объектов // Компьютерные измерительные технологии: материалы I Международного симпозиума. – 2015. – С. 283–287.
22. *Vok Y., Jeon H.-G., Kweon I.S.* Geometric Calibration of Micro-Lens-Based Light-Field Cameras using Line Features // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 2017. – Vol. 39, is. 2. – P. 287–300.
23. *Makhov V.E., Shirobokov V.V., Emelyanov A.V.* Study of possibilities for light marker coordinate measuring with light field digital cameras // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – 2020. – P. 012079.
24. Исследование оптико-электронной системы на базе телескопа с цифровой камерой светового поля / В.Е. Махов [и др.] // Контроль. Диагностика. – 2020. – Т. 23, № 11. – С. 4–13.

П.В. Савочкин,
кандидат технических наук, доцент

АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОГО СИНТЕЗА АПЕРТУРЫ ПРИЕМНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В ЗАГОРИЗОНТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ЛОЦИРУЕМЫХ ОБЪЕКТОВ

Представлен алгоритм адаптивного синтеза апертуры приемной антенной решетки, позволяющий обнаруживать лоцируемые объекты средствами загоризонтной радиолокации за счет сужения диаграммы направленности антенны и уменьшения шума от земной поверхности. Данный алгоритм основан на совместной пространственной обработке принимаемого сигнала в области диаграммы направленности, позволяющей не только судить о наличии цели, но и определять ее примерное метоположение в зоне наблюдения.

Ключевые слова: загоризонтная радиолокация, синтез апертуры антенной решетки, сверхразрешение, диаграмма направленности.

ВВЕДЕНИЕ

Особенностью загоризонтной радиолокации, является диапазон рабочих частот и способность обзора на значительных дальностях. Это в свою очередь предъявляет ряд требований к конфигурации передающих и приемных антенных решеток (АР). Выполнение ряда требований: обеспечения необходимого сектора обзора, перекрывающего зону ответственности; передачу больших мощностей, которые могут достигать сотен киловатт, для получения отраженного сигнала на таких больших расстояниях; диапазон частот, лежащий в пределах от 1 до 30 МГц, накладывает ограничения на геометрические размеры АР и соответственно их параметры и характеристики. Как правило антенные системы представляют собой неэквидистантные линейные АР с размерами апертуры от сотен метров до нескольких километров. Причем передающая и приемная антенны в большинстве случаев разнесены в пространстве, реализуя или квазимоностатическую или многопозиционную конфигурацию. Применение однопозиционной системы нецелесообразно в связи с невозможностью излучения непрерывного зондирующего сигнала, и тем самым ухудшающего характеристики по обнаружению объектов.

Большая зона «освещения» земной поверхности, характеризующаяся шириной диаграммы направленности передающей АР, составляет в среднем единицы-десятки километров. Это приводит к тому, что уровень отраженного сигнала от поверхности такой площади намного превосходит уровень отраженного сигнала от цели, находящейся на или над этой поверхностью. В таких условиях обнаружение объекта без дополнительной информации, в роли которой служит доплеровский сдвиг частоты, невозможно.

В статье рассматривается алгоритм синтеза апертуры приемной АР для формирования диаграммы направленности (ДН) более узкой, чем удается получить традиционными методами. Тем самым можно увеличить отношение сигнал/шум (ОСШ) до величины, позволяющей фиксировать факт наличия квазистационарной цели в контролируемом районе.

АЛГОРИТМ СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

В настоящее время в большинстве случаев приемная антенна в загоризонтной радиолокации представляет собой неэквидистантную линейную АР, элементами которой являются вибраторные антенны. ДН такого элемента достаточно широка и одинаково усиливает как

полезный сигнал, так и шум. Единственной составляющей параметров приемной антенны, которая влияет на увеличение ОСШ, является ширина ее ДН, которая в свою очередь зависит от количества элементов АР. В силу специфики диапазона, в загоризонтной радиолокации длина приемных антенн достигает нескольких километров и ограничивается пространственной когерентностью волнового фронта отраженного от цели сигнала.

Для определения факта наличия цели в приемной АР реализована веерная ДН. Дальности до зоны лоцирования лежат в пределах нескольких тысяч километров, а ширина одного луча в азимутальной плоскости составляет около 2° , соответственно разрешающая способность антенной решетки в данной плоскости составляет примерно 1° [1].

Эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) участка земной поверхности, от которого АР принимает отраженный сигнал, составляет для суши $\sigma_s \approx 57$ дБ, ЭПР морской поверхности – $\sigma_m \approx 60$ дБ, а ЭПР большого самолета – $\sigma_c \approx 20$ дБ. Следовательно, без дополнительной информации, в качестве которой, как отмечалось выше, используется доплеровское смещение частоты движущейся цели, задачу радиолокационного обнаружения решить нельзя [2].

Уменьшение влияния земной поверхности и, следовательно, повышение ОСШ возможно лишь путем сужения ДН АР. Увеличение линейных размеров приемной антенны нецелесообразно как с экономической точки зрения, так и в силу возможного нарушения когерентности волнового фронта принимаемого сигнала. Единственной возможностью сузить ДН является применение цифровой обработки, позволяющей при использовании специальных подходов решить задачу сверхразрешения за счет фокусировки луча ДН в заданном направлении.

В настоящее время существует много методов сверхразрешения. Однако все они дают вероятностные оценки, позволяющие судить о наличии или отсутствии в лоцируемой зоне целей. В работе предлагается алгоритм, позволяющий сузить ДН АР, тем самым уменьшить уровень приходящего от земной поверхности сигнала и соответственно повысить ОСШ при наличии цели.

Процесс обнаружения квазистационарных объектов в загоризонтной радиолокации представляет интерес при наблюдении за объектами таких инфраструктур как аэродромы, железнодорожные станции, порты и т.п. В данном случае под квазистационарными подразумеваются объекты больших геометрических размеров (например, авиалайнер, железнодорожный состав, грузовая баржа и т.п.), которые в момент наблюдения находятся в контролируемой зоне в неподвижном состоянии.

На рис. 1 схематически представлена зона наблюдения системы загоризонтного обнаружения.

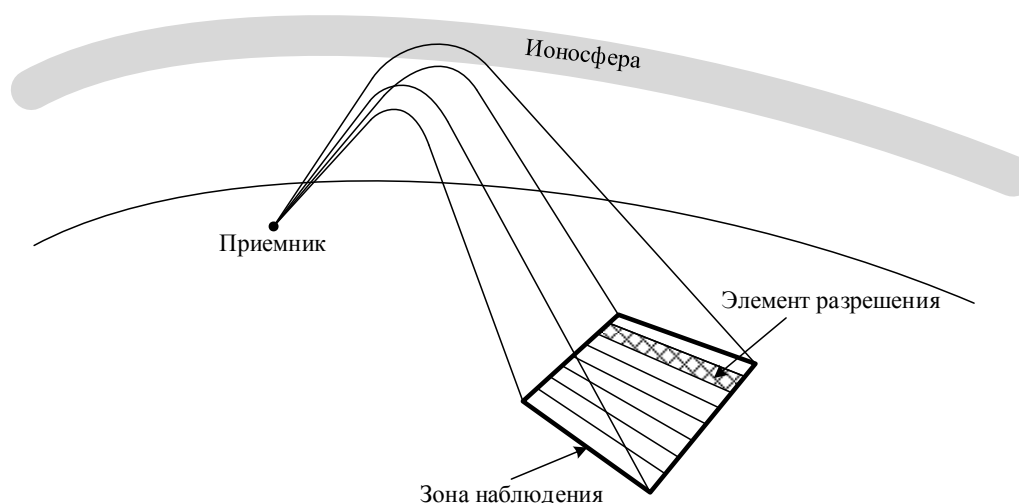


Рис. 1. Схематическое представление зоны наблюдения

Процесс обнаружения разбивается на несколько этапов.

На первом этапе фиксируется факт наличия цели в элементе разрешения на основе синтезирования апертуры во временной области. Суть синтезирования заключается в том, что на интервале наблюдения, через дискретные моменты времени, запоминается амплитудно-фазовое распределение (АФР) поступающего сигнала на элементах решетки $A(t_i) = [a_1, a_2, \dots, a_N]$, где N – число элементов приемной АР, i – i -й момент времени.

Далее производится «склеивание» этих дискретных АФР [3]:

$$A_{\Sigma} = [A(t_1), A(t_2), \dots, A(t_i), \dots, A(t_k)], \quad (1)$$

что равносильно увеличению линейных размеров апертуры в k -раз, где k – число дискретных моментов времени.

Синтез виртуальной апертуры, осуществленный по данной методике, позволяет повысить ОСШ в конкретном элементе разрешения, но не дает точных данных о месте расположения объекта на этом участке поверхности.

На втором этапе анализируется уровень сигнала, полученного в результате синтеза с учетом состояния среды распространения, и сравнивается с базовым сигналом. В данном случае под базовым сигналом понимается сигнал, полученный в условиях отсутствия в зоне наблюдения каких-либо объектов, т. е. сигнал от поверхности Земли. Этот сигнал формируется заранее и сохраняется в качестве эталона таких сигналов. Он может быть получен как в результате измерений в период, когда точно известно об отсутствии в зоне наблюдения целей, или же в результате моделирования при различных условиях состояния среды.

Если уровень полученного сигнала после синтезирования превышает базовый, то считается, что в данном элементе разрешения присутствует потенциальная цель.

На третьем этапе формируется веерная ДН синтезированной апертуры (рис. 2) в пределах элемента разрешения путем внесения фазовых сдвигов в АФР с требуемым шагом (рис.3).

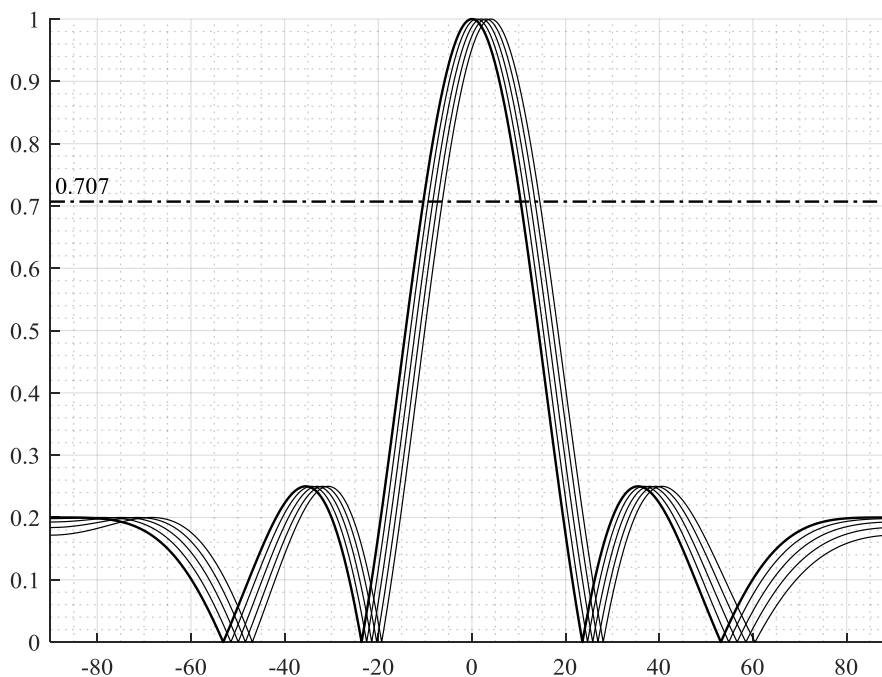


Рис. 2. Веерная диаграмма направленности приемной антенной решетки в пределах ячейки разрешения

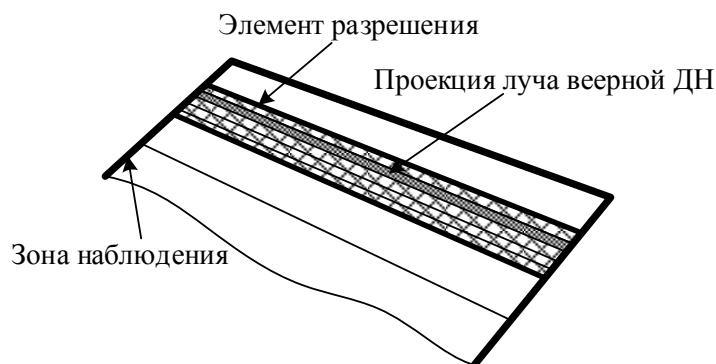


Рис. 3. Разбиение ячейки разрешения в соответствии с принципом формирования веерной диаграммы направленности

На основе веерной ДН составляется система линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{cases} S_1 = 1U_1 + F(\Delta)U_2 + \dots + F(n\Delta)U_n \\ S_2 = F(-\Delta)U_1 + 1U_2 + \dots + F((n-1)\Delta)U_n \\ \dots \\ S_n = F(-n\Delta)U_1 + F(-((n-1)\Delta)U_2 + \dots + 1U_n \end{cases}, \quad (2)$$

где $F(\bullet)$ – значение нормированной ДН приемной АР в данном направлении;

S_i – суммарный сигнал АР для соответствующего луча веерной ДН;

n – количество лучей ДН;

Δ – интервал разрешения.

Решение данной системы уравнений дает уровень сигнала U_i для каждой веерной ДН с учетом возросшего ОСШ.

Интервал разрешения Δ ограничивается числом обусловленности получаемого линейного уравнения и может быть сокращен при использовании методов регуляризации при решении данной системы.

Блок-схема алгоритма представлена на рис. 4.



Рис. 4. Блок-схема алгоритма адаптивного синтеза апертуры приемной антенной решетки

ВЫВОД

Представленный алгоритм адаптивного синтеза апертуры приемной АР позволяет увеличить угловую разрешающую способность антенной решетки, обнаруживать квазистационарные объекты на основе сравнения принимаемого сигнала с базовым, судить о характере отражательных характеристик объектов, что в дальнейшем может быть использовано для их идентификации.

Список используемых источников

1. *Акимов П.Ф., Калинин Ю.К.* Введение в проектирование ионосферных загоризонтных радиолокаторов. ОАО «НПК «НИИДАР». – М.: Техносфера, 2017. – 492 с.
2. *Фабрицио Джузеппе А.* Высокочастотный загоризонтный радар: основополагающие принципы, обработка сигналов и практическое применение. – М.: Техносфера, 2018. – 936 с.
3. Метод повышения разрешающей способности и точности радиолокационных угловых измерений на основе последовательной пространственно-временной обработки принимаемых сигналов / А.П. Алешкин [и др.] // Информационно-управляющие системы. – 2020. – № 2. – С. 37–45.
4. *Порсев В.И., Гелесев А.И., Красько А.Г.* Угловое сверхразрешение сигналов с использованием «виртуальных» антенных решеток // Вестник Концерна ВКО «Алмаз–Антей». – 2019 (4). – С. 24–34.

В.А. Светличный*,
доктор технических наук, профессор;

О.В. Смирнова**,
кандидат технических наук

*НИЦ РЭВ и ФИР ВМФ НИИ ОСИС ВМФ ВУНЦ ВМФ
«Военно-морская академия», г. Санкт-Петербург, Пушкин.

**АО «СПИРАН-Научно-техническое Бюро высоких технологий»,
г. Санкт-Петербург.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА НОРМАЛЬНЫХ ВОЛН В ЗАДАЧАХ ДИАГНОСТИКИ И ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ЗОН ВИДИМОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

На основе метода нормальных волн с использованием трилинейной модели вертикального профиля индекса преломления тропосферы выполнено исследование закономерностей формирования и характеристик распространения УКВ- и СВЧ-радиоволн на протяженных загоризонтных трассах в неоднородной тропосфере в интересах повышения точности и достоверности расчета зон видимости РЛС.

Ключевые слова: тропосфера, тропосферная рефракция, тропосферные волноводы, модели тропосферного распространения радиолокационных сигналов.

ВВЕДЕНИЕ

Существенная зависимость характеристик обнаружения целей СВЧ-радиолокаторами от параметров тропосферы, а также усложнение решаемых ими задач привели к необходимости создания компьютерных программных комплексов (ПК) диагностики и прогнозирования текущих зон видимости РЛС в изменяющихся радиометеорологических условиях [1]. В последние десятилетия в этих целях широко используется новый метод расчета загоризонтного распространения УКВ- и СВЧ-радиоволн в неоднородной тропосфере, основанный на численном пошаговом решении волнового параболического уравнения (ВПУ) для медленно изменяющейся амплитуды поля. Для примера на рис. 1 приведены рассчитанные с помощью данного метода зоны обнаружения цели с небольшой ЭПР в приводном волноводе на длинах радиоволны 30 и 10 см. По оси абсцисс отложена горизонтальная дальность в километрах, по оси ординат – высота в метрах. Эти рисунки иллюстрируют возможность захвата сигналов в волноводный канал с соответствующим повышением дальности обнаружения.

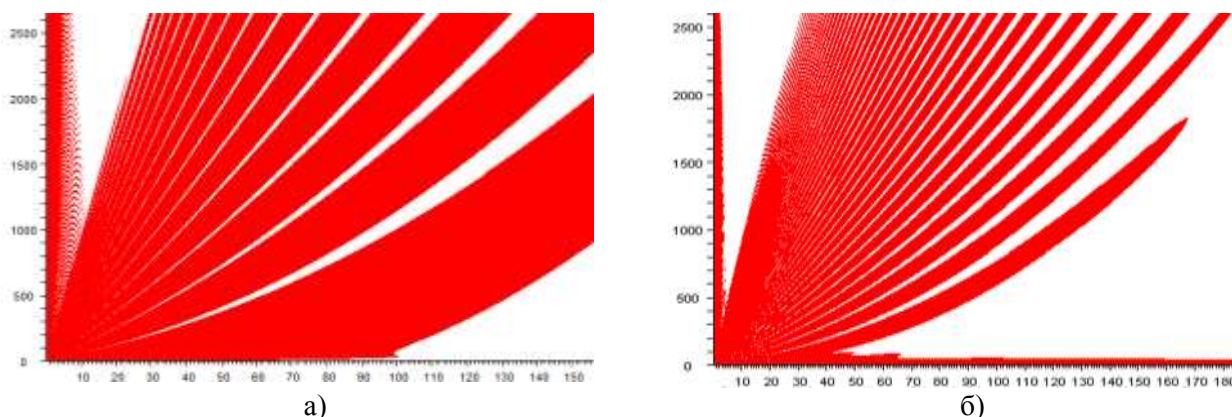


Рис. 1. Расчетные зоны обнаружения цели РЛС в приводном волноводе с параметрами профиля $N(0) = 345$, $N(30) = 342$, $N(40) = 337,4$ N-ед. для значений длины волны 30 см (а) и 10 см (б). Высота расположения антенны 25 м, ширина ДН 5° , поляризация поля горизонтальная

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Несмотря на большое количество публикаций (ссылки имеются в обзоре [2]), возможности и ограничения этого метода изучены далеко не в полной мере. Не менее важно то, что в некоторых условиях численный метод не позволяет понять механизм формирования поля и его характеристик. Поэтому сохраняет свое значение классический метод нормальных волн (МНВ), который позволяет исследовать закономерности формирования поля, в том числе установить сравнительный вклад в поле нормальных волн различных типов в зависимости от параметров вертикального профиля индекса преломления тропосферы $N(z)$, длины радиоволны и высоты расположения источника. МНВ обладает большим динамическим диапазоном расчета характеристик поля в дифракционной области, что особенно важно при дальнем загоризонтном распространении сигналов РЛС.

Целью данной работы является изучение закономерностей формирования и характеристик распространения СВЧ радиоволн на протяженных загоризонтных трассах в неоднородной тропосфере в интересах повышения точности и достоверности расчета зон видимости РЛС с использованием возможностей МНВ [3, 4]. В работе используется известная трилинейная модель профиля $N(z)$, позволяющая схематично описать как приповерхностные, так и приподнятые тропосферные волноводы.

МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ВОЛНОВОГО ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ

Остановимся сначала на некоторых ограничениях численных пошаговых методов решения ВПУ. Известно, что при этом на верхней границе расчетного интервала высот приходится вводить искусственный поглощающий слой. Расчеты характеристик распространения СВЧ радиоволн с помощью ПК ZVRLS [5], использующего данный метод, показали, что полностью устранить отражения от него не удастся – даже в случае однородной тропосферы на дистанционной зависимости функции ослабления поля, начиная с некоторой дальности, появляется «мусор», обусловленный ложными отражениями (рис. 2). Попутно отметим, что, в отличие от МНВ, в ПК, использующих пошаговый численный метод, на печать выводится удвоенное значение уровня Фокковской функции ослабления поля в децибелах (так называемый propagation factor). По мере уменьшения интервала высот, в котором численно решается ВПУ, ложные отражения проявляются уже на меньших дальностях, и уровень их растет. Это свидетельствует об ограниченном динамическом диапазоне пошаговых методов, который проявляется и в высотных разрезах функции ослабления, рассчитанных для однородной тропосферы, на больших дальностях в области небольших высот.

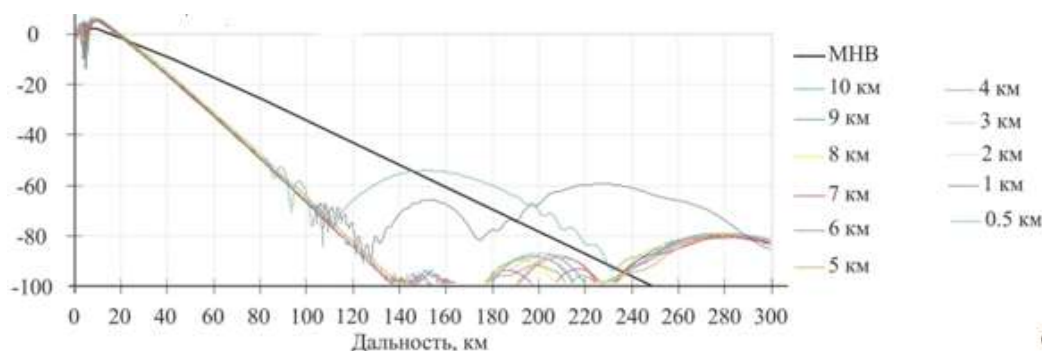


Рис. 2. Ложные отражения от поглощающего слоя на верхней границе расчетного интервала высот, проявляющиеся в дистанционной зависимости удвоенного уровня функции ослабления поля, для различных значений протяженности интервала высот

Именно по этой причине авторами данной работы было начато сравнительное изучение расчетных характеристик распространения радиолокационных сигналов в неоднородной тропосфере. Здесь мы остановимся на двух вопросах по результатам этих исследований.

В некоторых случаях дистанционные зависимости функции ослабления в дифракционной области имеют характерную особенность: начиная с некоторого расстояния скорость убывания ее становится заметно меньше, т. е. на кривой получается некоторый излом (см. ниже, рис. 4). Поскольку результаты расчета пошаговым методом могут содержать нерегулярную «шумовую» составляющую, возникло опасение, что немонотонная зависимость также связана с ложными отражениями от поглощающего слоя. Однако исследование, выполненное с использованием МНВ для трилинейной модели N -профиля, подтвердило возможность существования такой зависимости и позволило объяснить ее. В МНВ функция ослабления поля в слоистой тропосфере описывается общей формулой (в обозначениях В.А. Фока [6]):

$$V(x; y, y_0) = 2\sqrt{i\pi x} \sum_{s=1}^{\infty} \Lambda_s \exp(it_s x) f_s(y) f_s(y_0). \quad (1)$$

Конкретные формулы для высотных множителей $f_s(y)$ и коэффициентов возбуждения Λ_s нормальных волн для трилинейной модели $N(z)$ приведены в [4]. Спектр нормальных волн для данной модели $N(z)$ может содержать слабозатухающие волны типа волн шепчущей галереи (ВШГ), поле которых сосредоточено в области высот инверсии в профиле $N(z)$ и быстро убывает при удалении точки наблюдения вниз к подстилающей поверхности (рис. 3).

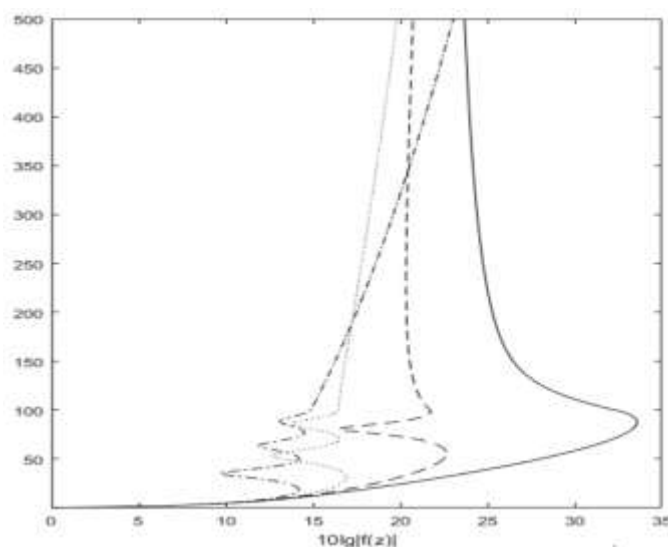


Рис. 3. Графики модулей высотных множителей нормальных волн горизонтальной ветви спектра: сплошная кривая соответствует волне шепчущей галереи, остальные – волнам волноводного типа

Как следует из формулы (1), источник, находящийся существенно ниже области инверсии, слабо возбуждает ВШГ, поэтому их поле доминирует, только начиная с достаточно больших загоризонтных расстояний, когда другие нормальные волны уже затухли. Именно по этой причине в дистанционной зависимости функции ослабления появляется характерный излом. На рис. 4 приведен пример рассчитанной горизонтальной ветви спектра нормальных волн для тропосферы с параметрами: $N(0) = 320$, $N(100) = 325$, $N(120) = 315$ N -ед. Длина радио-

волны 10 см, поляризация поля горизонтальная, высота расположения источника 40 м. Точки вертикальной ветви имеют гораздо большие мнимые части и здесь не показаны (на рис. 4 положение их в случае однородной тропосферы показано крестиками) Две точки спектра с наименьшими мнимыми частями относятся к типу ВШГ. На рис 4 (справа) приведены дистанционные зависимости функции ослабления в этих условиях для высот точки наблюдения 40 м (синяя кривая), 110 м (зеленая кривая) 130 м (красная кривая). Для сравнения приведен также график функции ослабления в однородной тропосфере (черная кривая). Кривая для высоты 40 м демонстрирует как наличие излома, так и интерференционный характер поля на больших расстояниях, обусловленный суперпозицией полей двух слабозатухающих нормальных волн. Горизонтальный участок этой кривой как раз соответствует границе динамического диапазона ПК ZVRLS.

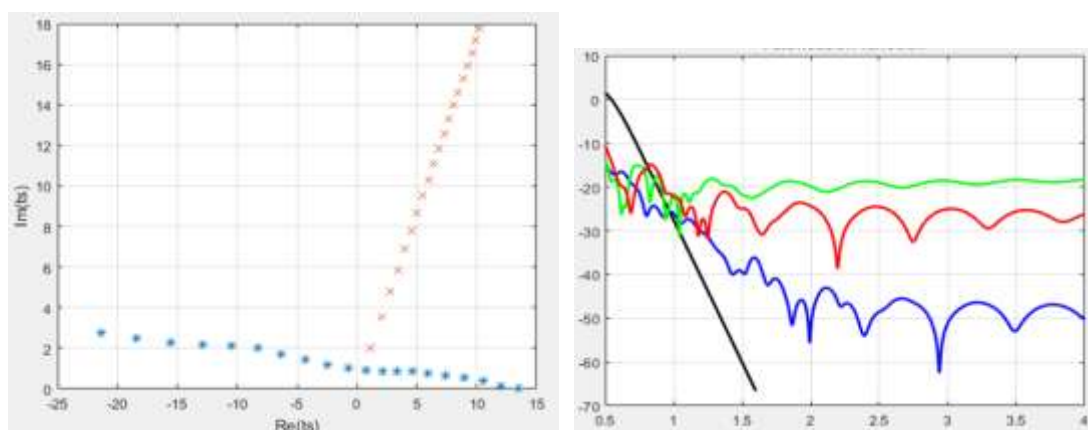


Рис. 4. Горизонтальная ветвь спектра нормальных волн (слева) и дистанционные зависимости функции ослабления поля до 400 км, дБ (справа) в условиях наличия инверсии в профиле $N(z)$

Еще одно затруднение в интерпретации результатов численных пошаговых методов расчетов характеристик распространения радиолокационных сигналов связано с высотными разрезами функции ослабления в дифракционной области. Как уже указывалось, из-за ограниченного динамического диапазона ПК в них имеется шумовая составляющая, поэтому «провалы» в расчетных зонах видимости РЛС также могут содержать значительные погрешности. В случае стандартной тропосферы в загоризонтной области дальностей уровень поля у поверхности очень низкий и возрастает по мере увеличения высоты.

При наличии приводного волновода, согласно обычным представлениям, уровень поля в волноводе в условиях захвата значительно выше, за его пределами он снижается, достигает минимума, а затем снова начинает расти. При этом глубина минимума должна увеличиваться с ростом дальности. Однако расчеты дают небольшие значения глубины минимума, причем эта глубина не столь существенно увеличивается с ростом дальности. Иногда вместо области минимума получается другая зависимость функции ослабления от высоты, что приводит к появлению своеобразного широкого нижнего лепестка в зоне видимости РЛС, как, например, на графике рис. 1, а.

Исследование этого вопроса с помощью МНВ показало, что и в этом случае нестандартные высотные зависимости функции ослабления в дифракционной области объясняются вкладом слабозатухающих нормальных волн типа ВШГ. Их поле отлично от нуля и в некоторой области выше инверсии, поэтому они изменяют вертикальную структуру поля в этой области, что демонстрирует правый график на рис. 5. Расчеты выполнены для параметров N -профиля: $N(0) = 315$, $N(100) = 340$, $N(150) = 310$ N -ед., длина волны 50 см. Зеленая кривая соответствует высотному разрезу функции ослабления поля в стандартной тропосфере.

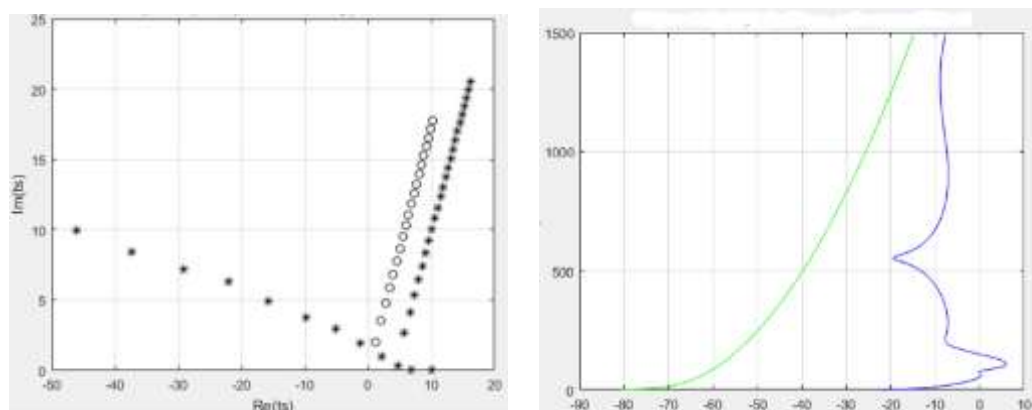


Рис. 5. Спектр нормальных волн и высотный разрез функции ослабления поля на дальности 200 км

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Уже в рамках тринейной модели вертикального профиля индекса преломления спектры нормальных волн могут быть весьма разнообразными. С учетом графиков высотных множителей нормальных волн можно провести более детальную классификацию спектров, чем простое деление их на волны вертикальной и горизонтальной ветви, и проследить за механизмом формирования поля и его пространственной структуры в загоризонтной области. Пошаговые численные методы расчета характеристик распространения радиолокационных сигналов и зон видимости РЛС в различных радиометеорологических условиях имеют то преимущество, что они применимы для произвольных профилей $N(z)$. Однако интерпретация полученных результатов, проверка достоверности и точности полученных результатов требуют применения аналитических методов, к числу которых относится МНВ.

Список используемых источников

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы. – М.: Техносфера, 2014. – Кн. 2. – 680 с.
2. Состояние и перспективы развития методов численного решения параболического уравнения / Ю.П. Акулиничев [и др.] // Известия вузов. Сер. Физика. – 2016. – Т. 59, № 12(3). – С. 169–176.
3. Светличный В.А., Смирнова О.В. Исследование особенностей распространения ультракоротких волн в приводном волноводе в зависимости от его параметров и длины радиоволны // Радиотехника и электроника. – 2018. – Т. 63, № 7. – С. 682–690.
4. Светличный В.А., Смирнова О.В. Моделирование характеристик распространения УКВ в различных радиометеорологических условиях на основе метода нормальных волн // Труды XXVI Всероссийской научной конференции «Распространение радиоволн» (РРВ-26). – Казань: Изд-во КГУ, 2019. – Т. 1. – С. 414–417.
5. Акулиничев Ю.П., Ровкин М.Е., Козлов М.П. Программа расчета характеристик поля УКВ по измеренному профилю показателя преломления // Труды XX Всероссийской научной конференции «Распространение радиоволн» (РРВ-20). – Н. Новгород: Талам, 2002. – С. 493–494.
6. Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. – М.: Советское радио, 1970. – 520 с.

К.В. Бакурский,
кандидат технических наук, доцент;
Р.Г. Никитин

ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН ДЛЯ НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВОЕННЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В АРКТИЧЕСКОМ РЕГИОНЕ

Рассмотрены особенности навигационного обеспечения при помощи наземных и космических систем, использующих радиоволны различных диапазонов волн в Арктическом регионе

Ключевые слова: навигационное обеспечение, распространение радиоволн.

ВВЕДЕНИЕ

Навигационное обеспечение подводных, наземных и воздушных средств может производиться при помощи радиотехнических навигационных систем (РНС) сверхдлинноволнового (СДВ), длинноволнового (ДВ), средневолнового (СВ), коротковолнового (КВ) и ультракоротковолнового (УКВ) диапазонов радиоволн. Применение каждого из перечисленных диапазонов имеет свои особенности.

Площадь Арктического региона (АР) составляет около 27 млн. км², большую часть которого занимает морская поверхность частично покрытая льдом. Площадь островов составляет всего около 200 тыс. км². Электрические параметры морской поверхности следующие: электропроводность равна 2,5–3,3 См/м, относительная диэлектрическая проницаемость 80–87, глубина Северного Ледовитого океана достигает 5 км. К электрическим параметрам льда относятся: электропроводность, составляет 10^{-6} – 10^{-4} См/м; относительная диэлектрическая проницаемость – 4–9; толщина льда, достигает 7 м. Мерзлая земная поверхность имеет параметры: электропроводность, равную 10^{-3} – 10^{-2} См/м, относительную диэлектрическую проницаемость, равную 3–6.

ИОНОСФЕРА АРКТИЧЕСКОГО РЕГИОНА

В АР ионосфера имеет сложный характер и не является горизонтально слоистой, в ней могут возникать крупномасштабные неоднородности размером до нескольких километров, состоящих из плазмы и нейтральных частиц, сконцентрированных в нижних слоях и сгустков ионизации в слое F ионосферы. В зависимости от времени суток и уровня геомагнитной возмущенности возникают и меняют свое положение области повышенной и пониженной электронной концентрации. На подсолнечной стороне магнитосферы Земли образуются две области, которые называют полярными каспами. Через них происходит ионизация потоками излучаемых Солнцем частиц. Кроме этого, в слое F образуется область – плазменное кольцо. Эта область одинаково ориентирована относительно Солнца, ей соответствует овал полярных сияний, размеры которых зависят от внешних условий и состояния Солнца. Со стороны низких широт к этой области примыкает главный ионосферный провал, в котором электронная концентрация значительно меньше. Положение ионосферного провала зависит от времени суток.

При протонных вспышках на Солнце наблюдается повышенная ионизация слоя D ионосферы, что приводит к повышению электронной концентрации и вызывает большое погло-

щение радиоволн. Отражение радиоволн от ионосферы в области AP носит рассеянный характер, могут наблюдаться срывы радиосвязи.

ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН ДЛЯ РАДИОНАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Рассмотрим особенности распространения радиоволн (РРВ) в AP.

РРВ СДВ диапазона происходит в сферическом атмосферном волноводе, в котором нижней границей является земная поверхность, а верхней – нижний слой ионосферы. Трасса содержит участки суши и моря, частично покрытые льдом. Высота волновода зависит от состояния ионосферы и равна 60–90 км, что составляет несколько длин волн колебания.

Точность определения пространственных координат потребителя зависит от достоверности факторов, учитываемых при РРВ и параметров колебаний радиосигнала. Сигналы СДВ-диапазона применяются радиотехнической системой дальней навигации «РСДН-20» с четырьмя передающими пунктами, излучающими сигналы с частотой 11–17 кГц и мощностью сотни киловатт.

Для навигации представляет интерес дальняя зона, где расстояние от передающего пункта больше 3,0 Мм. Поле в дальней зоне можно определить в виде суммы нормальных волн [1]. В точке приема возникает интерференция волн, когда амплитуда поля немонотонно уменьшается при удалении от передатчика.

Если подстилающая поверхность удовлетворяет импедансным граничным условиям Щукина – Леонтовича, когда квадрат модуля поверхностного импеданса много меньше единицы, модуль вертикальной составляющей поля на поверхности Земли рассчитывается с помощью выражения: [2]

$$|E_B|_{[\text{мВ/м}]} = \frac{300\sqrt{P}}{R} \left| W(R) - \frac{1}{ikR} + \frac{1}{(ikR)^2} \right|,$$

где P – мощность излучения, кВт;

R – расстояние вдоль поверхности Земли от передатчика до приемника, км;

k – волновое число, $k = 2\pi/\lambda$, где λ – длина волны;

W – функция ослабления поля волны, зависящая от дифракционных потерь.

Функцию ослабления для неоднородных трасс можно рассчитать следующими методами: при помощи ряда нормальных волн (ряд В.А. Фока) [1], по формуле Калинина – Фейнберга [1], из интегрального уравнения Хаффорда [3], из интегрального уравнения Фейнберга [1].

На скорость РРВ влияют как электрические параметры и среды распространения, так и параметры отражающих поверхностей, а также возникает дополнительный фазовый сдвиг радиоволны, достигающий сотен градусов.

На рис. 1 изображен модуль напряженности вертикальной составляющей электрического поля сигнала в децибелах относительно 1 мкВ/м, с частотой 12 кГц на 1.03.2019 на 12 часов, при мощности передатчика 500 кВт, рассчитанный методом ряда нормальных волн.

Расчет показывает достижение достаточного уровня сигнала, создаваемого РНС РСДН-20, во всем AP. Для точного определения навигационных параметров, помимо учета модели распространения, необходимо, чтобы уровень сигнала превышал уровень атмосферных шумов (спектральная плотность мощности которых равна 53 дБ мкВ/м [4]). Поэтому мощность передатчика составляет несколько сотен киловатт. В приполярных областях уровень тепловых шумов поверхности Земли меньше, чем в экваториальной области, а уровень ионизации атмосферы выше.

Среднеквадратическая погрешность определения координат РНС СДВ диапазона составляет единицы километров, зона обслуживания – до 11 Мм от передающего пункта.

Напряженность поля сигнала СДВ-диапазона зависит от направления распространения и при распространении в восточном направлении значительно больше, чем при распространении сигнала в северном, южном и особенно западном направлениях. Затухание сигнала в дневное время сильнее, чем в ночное.

Преимуществами РНС СДВ-диапазона является то, что они обеспечивают возможность определения координат для подводных кораблей на глубине до нескольких десятков метров.

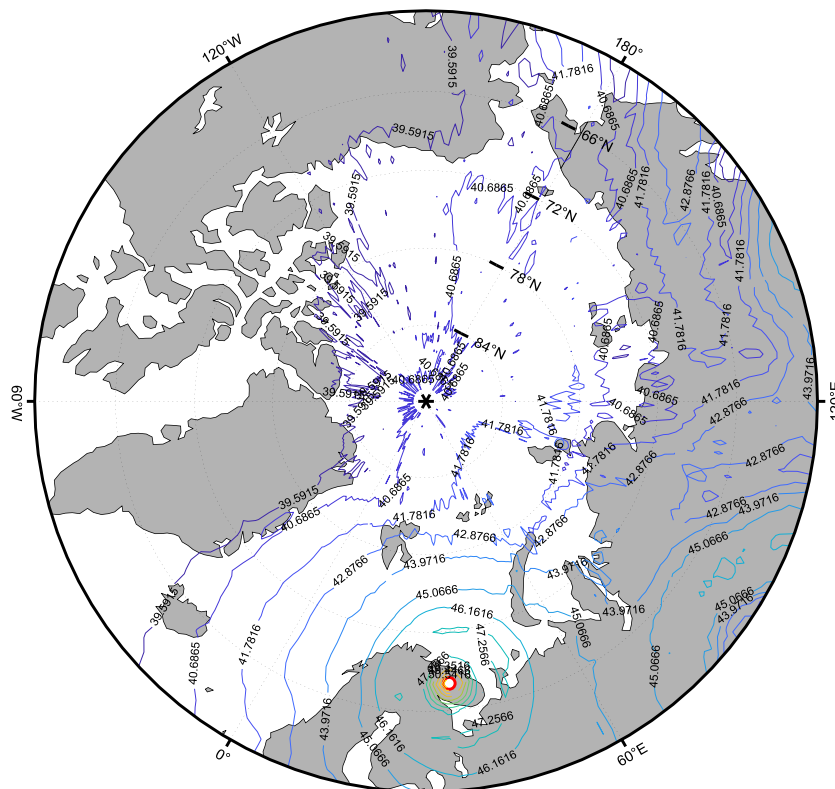


Рис. 1. Модуль напряженности вертикальной составляющей электрического поля в децибелах относительно 1 мкВ/м РСДН-20

РНС ДВ диапазона «Тропик-2 (Чайка)» с частотой радиосигнала 83–117 кГц и мощностями излучения в сотни и тысячи киловатт, обеспечивают среднеквадратическую погрешность определения положения до сотен метров и дальности обслуживания до 2 Мм. Для точного определения координат используется только поверхностная волна.

Для радиоволн СВ-диапазона, в случае распространения над тонким слоем плохо проводящего льда, расположенным на сильно проводящей морской воде [5], имеет место сильно-индуктивный характер поверхностного импеданса. При этом поле приобретает ярко выраженный поверхностный характер и на расстояниях до сотен длин волн амплитуда может быть больше, чем при распространении над бесконечно проводящей трассой, а энергия радиоволны убывает обратно пропорционально расстоянию. Функция ослабления принимает значения до нескольких единиц, в зависимости от толщины льда [6], а дополнительная фаза изменяется линейно.

В АР на маршруте Северного морского пути и в локальных районах аэродромов достаточно развита сеть контрольно-корректирующих станций (ККС) для спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС, передающих сигналы на частотах 283–325 кГц, их размещение и зоны действия показаны на рис. 2 [7]

При расчете таких радиолиний необходимо учитывать влияние неоднородностей островного вида. Они представляет собой электрическую или геометрическую нерегулярность,

ограниченную в продольном и поперечном направлениях радиотрассы. Особенно актуальна такая задача при прогнозировании поля земной волны в реальных условиях, когда учет поперечных размеров неоднородностей на земной поверхности оказывается существенным фактором, определяющим точность работы навигационных систем.

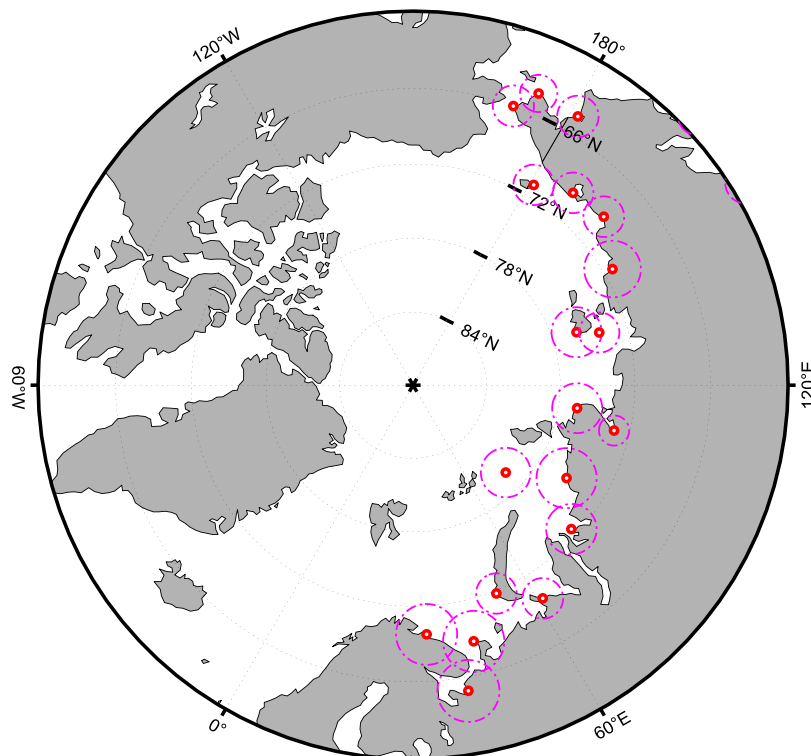


Рис. 2. Размещение и зоны действия ККС в АР

Радиоволны диапазона КВ, при отражении от ионосферы, распространяются сложным образом. Это связано с нерегулярностью отражающей поверхности и с поглощением энергии радиоволны, поэтому для радионавигации они редко используются.

Интегральный показатель поглощения радиоволны КВ-диапазона в ионосфере можно вычислить при помощи выражения [8]

$$\Gamma = \frac{80,8}{cf_0^2 \cos \varphi_0} \int_{z_0}^{z_{\text{отр}}} \frac{Nvdz}{\sqrt{1 - \frac{80,8}{f_0^2 \cos^2 \varphi_0}}},$$

где N – электронная концентрация;

f_0 – частота сигнала;

φ_0 – угол падения луча на ионосферу;

c – скорость света;

z_0 – высота ионосферы;

$z_{\text{отр}}$ – высота отражения сигнала;

ν – частота соударения электронов, которая определяется суммой частоты соударений электронов и с ионами ν_{ei} , и с нейтральными частицами ν_{en} : $\nu = \nu_{ei} + \nu_{en}$, определяемых выражениями [9, 10]:

$$v_{ei} = N10^{-6} \left[59 + 4.18 \lg \left(\frac{T_e^3}{N} \right) \right] T_e^{-3/2},$$

$$v_{en} = 2,33 \cdot 10^{-11} N_{N_2} \left(1 - 1,21 \cdot 10^{-4} T_e \right) T_e + \\ + 1,82 \cdot 10^{-10} N_{O_2} \left(1 + 0,036 \sqrt{T_e} \right) \sqrt{T_e} + 8,9 \cdot 10^{-11} N_O \left(1 + 5,7 \cdot 10^{-4} T_e \right) \sqrt{T_e}.$$

Здесь T_e – температура электронов;

N_{N_2} , N_{O_2} , N_O – концентрации молекулярного азота, молекулярного и атомарного кислорода, выраженных в см^{-3} .

Особенностью использования радиосигналов УКВ-диапазона является условие прямой видимости между потребителем и РНС.

Сигналы дециметрового диапазона волн используются глобальными навигационными спутниковыми системами ГЛОНАСС, GPS, Beidou, Galileo и системой Коспас-Сарсат. Среднеквадратическая погрешность определения координат составляет единицы метров, зона обслуживания – до 86° с. ш.

Наибольший вклад в ошибку определения своего местоположения вносит задержка при распространении радиоволн и искривление траектории луча в ионосфере. Во время интенсивных магнитных возмущений возможно возникновение ситуации, когда определить свое местоположение нельзя.

Для одночастотной аппаратуры потребителя возможна частичная компенсация ионосферной задержки по стандартной модели с помощью восьми параметров, передающихся в навигационном сообщении. Для AP такая компенсация не подходит из-за быстро изменяющейся высокоширотной ионосферы, состояние которой зависит от множества факторов, указанных выше. Для двухчастотной аппаратуры возможна компенсация ионосферной задержки при измерении псевдодальности на разных частотах.

Для точного определения характеристик электромагнитного поля дециметрового диапазона волн необходимо учитывать процесс дифракции электромагнитных волн на трассе распространения. Среда, в которой происходит распространение радиоволн, состоит из неоднородной атмосферы, расположенной над сушей или морской поверхностью, покрытой льдом разной толщины. Математическая модель распространения радиоволн может быть выражена через внешние краевые задачи для дифференциальных уравнений в частных производных.

Напряженность поля радиоволны этого диапазона, при распространении вдоль координаты x , можно оценить при помощи решения уравнения Гельмгольца:

$$\left\{ \frac{\partial^2}{\partial x^2} + 2ik \frac{\partial}{\partial x} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 (n(x, z)^2 - 1) \right\} E(x, z) = 0,$$

где z – координата поперек оси распространения;

$E(x, z)$ – поперечная составляющая напряженности электрического поля;

K – волновое число;

$n(x, z)$ – профиль показателя преломления атмосферы.

Решать это уравнение, при известном профиле показателя преломления, можно, применяя метод параболического уравнения [11], с использованием методов ступенчатого моделирования, кусочно-линейной аппроксимации и конформного преобразования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Навигационное обеспечение военных потребителей в АР с высокими показателями качества можно реализовать при помощи наземных радиотехнических навигационных систем СДВ-, ДВ-, СВ-, УКВ-диапазона и космических спутниковых радионавигационных систем УКВ-диапазона.

Для точного определения значений навигационных параметров необходимо учитывать параметры трассы распространения. В АР возможны большие возмущения электрических параметров атмосферы и срывы связи.

Для РНС СДВ-, ДВ- и СВ-диапазонов точность определения координат потребителя составляет единицы-десятки километров. Для ее увеличения необходимо оперативно и корректно оценивать параметры модели ионосферы, поверхности Земли и трассы РРВ, а это потребует развивать эффективную систему мониторинга; использовать больше число измерительных средств; организовать сбор, обработку и передачу измерительной зондирующей информации в центр обработки и передачу корректирующих поправок потребителям.

Для увеличения точности определения координат следует выбирать такие радиотехнические навигационные системы, для которых дальность, направление распространения и поглощение радиоволн на выбранной трассе были бы благоприятными. Предварительно оценить качество можно, используя для этого методы оценки ослабления радиосигнала и дополнительного набега фазы для неоднородных трасс.

Для РНС, использующих радиосигналы СВ-диапазона при распространении над льдом, расположенным на морской поверхности, необходимо учитывать то, что поле приобретает ярко выраженный поверхностный характер и энергия радиоволн убывает обратно пропорционально расстоянию, что приведет к увеличению дальности действия.

РНС, использующие радиосигналы УКВ диапазона, обеспечивают высокую точность местоопределения, но требуют прямой видимости между передающей антенной и потребителем. Наземные РНС УКВ-диапазона обеспечивают определение координат на расстояниях, равных десяткам километров. Размещение таких станций на больших площадях АР вдали от источников инфраструктуры невозможно.

Список используемых источников

1. *Фейнберг Е.И.* Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. – М.: Физматлит, 1999. – 496 с.
2. Методы и результаты расчетов напряженности поля земной волны для ДВ-, СВ-, КВ-каналов связи на высокоширотных многокусочных импедансных трассах / Ю.Б. Башкуев [и др.] // *Техника радиосвязи*. – Вып. 1 (24). – С. 3–15.
3. *Макаров Г.И., Новиков В.В., Рыбачек С.Т.* Распространение электромагнитных волн над земной поверхностью. – М.: Наука, 1991. – 196 с.
4. *Метелев С.А.* Увеличение дальности приема сигналов СДВ-диапазона // *Радиотехника*. – 2018. – № 1. – С. 121–131.
5. *Макаров Г.И., Новиков В.В., Рыбачек С.Т.* Распространение электромагнитных волн над земной поверхностью. – М.: Наука, 1991.
6. Природные и искусственные электромагнитные структуры с сильноиндуктивным поверхностным импедансом / Ю.Б. Башкуев [и др.] // *Вестник Бурятского научного центра Сибирского отделения Российской Академии наук*. – № 4 (16). – С. 167–180.
7. *В.В. Каретников, И.В. Пащенко, А.И. Соколов.* Построение системы управления и контроля высокоточным дифференциальным полем ГНСС ГЛОНАСС на северном морском пути. *Вестник государственного университета морского и речного флота имени адмирала С.О. Макарова*. – Вып. 6 (34). – 2015. – С. 166–171.

8. *Черный Ф.Б.* Распространение радиоволн. – Изд. 2-е. – М.: Сов. радио, 1972. – 464 с.
9. *Kelley Michael C.* The Earth's Ionosphere: Plasma physics and electrodynamics. – Academic Press, 2009. – 556 p.
10. *Robert W. Schunk, Andrew F. Nagy.* Ionospheres: Physics, Plasma Physics, and Chemistry. Second edition. – Cambridge University Press, 2009. – 628 p.
11. *M. Levy.* Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. – London. IEE, 2000. – 336 p.

Н.В. Бахметьева*,

доктор физико-математических наук, снс;

Г.И. Григорьев*,

кандидат физико-математических наук, доцент;

Е.Е. Калинина*

*Научно-исследовательский радиофизический институт

Национального исследовательского Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского, г. Нижний Новгород.

РАЗРАБОТКА МЕТОДА МОНИТОРИНГА НИЖНЕЙ ИОНОСФЕРЫ ЗЕМЛИ НА ОСНОВЕ СОЗДАНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ИОНОСФЕРНОЙ ПЛАЗМЫ

В работе даны основы метода мониторинга нижней ионосферы путем создания искусственных периодических неоднородностей ионосферной плазмы и обратного рассеяния ими пробных радиоволн. Сформулированы требования к аппаратуре, реализующей метод, перечислены разработанные способы определения ионосферных параметров, обсуждаются перспективы исследований.

Ключевые слова: нижняя ионосфера, нагрев, искусственные периодические неоднородности, вертикальные движения, турбулентность, температура, плотность.

ВВЕДЕНИЕ

В работе дано описание разработанного в НИРФИ ННГУ метода мониторинга нижней ионосферы, основанного на создании искусственных периодических неоднородностей (ИПН) ионосферной плазмы и зондировании их пробными радиоволнами. Физической основой метода служит открытое в нагревных экспериментах в конце 70-х гг. явление резонансного рассеяния пробных радиоволн на периодических неоднородностях электронной концентрации, создаваемых мощным радиоизлучением станда. В ионосфере Земли происходят разнообразные физико-химические и динамические процессы, влияющие на характеристики плазменной и нейтральной составляющих и обеспечивающие взаимодействие нижних и верхних слоев атмосферы Земли.

Вместе с тем задача контроля параметров нижней ионосферы является одной из основных в физике исследования ближнего космоса. Применение метода резонансного рассеяния пробных радиоволн на ИПН направлено на изучение регулярных, естественных природных явлений, происходящих в ионосфере Земли, определение основных параметров нижней ионосферы и ее нейтральной компоненты в области высот 50–150 км, исследование нагревных явлений во всей толще ионосферы. При разработке метода мониторинга основными объектами исследования являются области D, E и спорадический слой E. Данные, которые могут быть получены при организации мониторинга нижней ионосферы, будут использованы при создании моделей ионосферы, особенно при создании области D. Такие данные могут быть востребованы при осуществлении прикладных целей для анализа влияния, которое возмущенная среда оказывает на работу радиосистем навигации и радиолокации, на позиционирование глобальных спутниковых систем, для детального изучения структуры и динамики мезосферы и нижней термосферы.

Метод исследования ионосферы на базе создания ИПН и основные способы определения характеристик ионосферы и нейтральной атмосферы подробно изложены в монографиях [1, 2]. Явление формирования периодических неоднородностей основано на неравномерном нагреве электронного газа в поле стоячей волны, образующейся при отражении от ионосфе-

ры мощной радиоволны, излучаемой в зенит синфазно работающими передатчиками нагревного стенда. Пробные радиоволны, зондирующие созданную квазипериодическую структуры плазмы, при определенных условиях рассеиваются синфазно всеми неоднородностями, что определяет резонансный характер рассеяния. В результате уровень принимаемых сигналов в 10–100 раз превышает уровень естественных шумов.

В работе рассматривается реализация разработанного метода исследования ионосферы на основе создания ИПН, приводятся основные характеристики необходимого оборудования, кратко описаны способы определения параметров ионосферы и ее нейтральной компоненты, обозначены перспективы дальнейших исследований ионосферы разработанным методом.

СОЗДАНИЕ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ И ДИАГНОСТИКА ИОНОСФЕРЫ

Впервые искусственные периодические неоднородности электронной концентрации были обнаружены экспериментально весной 1975 года на нагревном стенде НИРФИ в Зименках при исследовании влияния возмущения F-слоя ионосферы на пробные радиоволны [3]. Включение нагревного стенда при излучении мощных радиоволн на частоте ниже критической частоты F-слоя сопровождалось появлением необычного не наблюдавшегося ранее сигнала. Последующие целенаправленные эксперименты показали, что этот сигнал обусловлен обратным рассеянием пробной радиоволны на периодической плазменной структуре, создаваемой в поле стоячей волны, возникающей при отражении мощной радиоволны от ионосферы. В последующие годы проводились интенсивные теоретические и экспериментальные исследования этого явления. В результате были разработаны и осуществлены на опыте способы определения более десяти параметров ионосферы и нейтральной атмосферы [1, 2, 4–9]. В дальнейшем стало понятно, что объединение этих способов может служить эффективным методом мониторинга ионосферы.

Требования к передающей установке. Для создания неоднородностей необходим КВ передатчик или радиосредство, создающие в ионосфере электромагнитное поле, соизмеримое с плазменным. Для этого могут применяться как специализированные нагревные стенды, так и мощные радиоустановки. Отметим, что для создания неоднородностей можно использовать установки и с относительно низким энергетическим потенциалом. Например, на стенде НИРФИ «Ястреб» в 1980-е годы был успешно проведен длительный цикл исследования ИПН при эффективной мощности нагревного передатчика всего 20 МВт. В настоящее время в установке НИРФИ ННГУ для воздействия на ионосферу используется нагревный стенд СУРА (56,1°N; 46,1°E) с номинальной эффективной мощностью до 350 МВт, состоящий из трех коротковолновых радиовещательных радиопередатчиков ПКВ-250 мощностью 250 кВт каждый, способных излучать в частотном диапазоне 4–25 МГц, и 144-элементной фазированной антенной решетки размером 300 x 300 м² с диапазоном рабочих частот 4,3–9,5 МГц и коэффициентом усиления 26 дБ на средней частоте. При исследовании ионосферы методом резонансного рассеяния радиоволн на ИПН для создания неоднородностей производится синфазное излучение мощных передатчиков стенда СУРА на частотах 4–6 МГц. В случае, когда нагревный стенд и передатчик пробных радиоволн расположены в одном месте, условие синфазного сложения волн выполняется при равенстве длин нагревной и пробной радиоволн в плазме. По мнению авторов статьи, параметры установки для объявленных целей являются оптимальными.

При создании ИПН излучение мощных радиоволн производится в непрерывном или квазинепрерывном режиме. В первом случае непрерывное воздействие на ионосферу производится в течение нескольких секунд, а для диагностики ионосферы используется импульсное радиозондирование в течение 10–15 с на стадии разрушения (релаксации) неоднородностей. Во втором случае диагностические импульсы излучаются как во время развития неоднородностей, так и во время их релаксации, что позволяет изучать оба процесса сразу. К

настоящему времени разработан и применен для измерения электронной концентрации и параметров нейтральной компоненты двухчастотный метод создания ИПН, когда неоднородности создаются попеременно на двух частотах, что позволяет существенно увеличить точность определения атмосферных и ионосферных параметров.

Требования к приемной аппаратуре. Для регистрации параметров (амплитуды и фазы) сигналов, рассеянных неоднородностями, необходим импульсный радиолокатор, работающий в том же частотном диапазоне, что и нагревный стенд. Для этой цели удобно использовать установку частичных отражений. Возможно также применение современных ионозондов с повышенным потенциалом. В настоящее время стенд СУРА используется не только как нагревное средство для возмущения ионосферы, но и как средство излучения импульсных зондирующих сигналов после окончания воздействия на ионосферу. После непрерывного или квазинепрерывного излучения мощных радиоволн стенд СУРА переводится в импульсный режим с излучением зондирующих импульсов длительностью 30 мкс при частоте повторения 50 Гц. В действующей аппаратуре для приема и регистрации рассеянных сигналов используется специально разработанная приемная часть установки частичных отражений, оснащенной антенной, состоящей из 12 вибраторов на каждой из двух линейных поляризацій с шириной диаграммы направленности 20–30° на уровне половинной мощности. Полоса пропускания приемного устройства составляет 80 (40) кГц, тактовая частота зондирования может быть выбрана или 25, или 50, или 100 Гц. Для регистрации квадратурных компонент сигнала с последующим определением его амплитуды и фазы используется быстросействующий 14-разрядный АЦП.

СПОСОБЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИОНОСФЕРЫ

Разработанные в НИРФИ ННГУ способы определения параметров ионосферы и ее нейтральной компоненты основаны на измерении амплитуды и фазы рассеянного сигнала [1, 2, 4–9]. Так как эти способы реализуются на стадии релаксации неоднородностей, то их применение дает параметры регулярной ионосферы. Метод создания ИПН позволяет оценивать относительную концентрацию отрицательных ионов кислорода, концентрации атомарного кислорода и возбужденного молекулярного кислорода в состоянии $^1\Delta_g$ в D-области, определять нижнюю границу области высот, обогащенной атомарным кислородом; оценивать массы и относительные концентрации преобладающих металлических и основных «атмосферных» ионов и определять эффективный коэффициент рекомбинации в спорадическом слое E; определять скорость регулярного вертикального движения плазмы и нейтральной компоненты в D- и E-областях по измерению фазы рассеянного сигнала. На высотах E-слоя высотная зависимость времени релаксации рассеянного сигнала позволяет определять температуру и плотность нейтральной компоненты; ниже высоты турбопаузы определяются параметры атмосферной турбулентности, включая турбулентную скорость, уровень турбопаузы, коэффициент турбулентной диффузии, скорость диссипации кинетической энергии. Высотно-временные зависимости этих параметров служат основой для определения масштабов и скорости распространения внутренних гравитационных волн, параметров неоднородностей электронной концентрации нижней ионосферы от нижней части D-области и до высоты максимума F-слоя, включая спорадические слои E. Продолжительные наблюдения в разных природных условиях и реализация на опыте приведенных способов определения разных параметров доказали эффективность метода ИПН в исследованиях нижней ионосферы [1, 2, 4–9].

В последние годы метод был реализован нами на высокоширотном и низкоширотном стендах [10, 11], а также использован для диагностики мезосферы и нижней термосферы в исследованиях по влиянию нагрева ионосферы на мезосферный озон [12, 13].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенные в работе ссылки на публикации подтверждают, что метод создания ИПН излучением нагревного стенда и локации неоднородностей пробными радиоволнами позволяет изучать широкий спектр атмосферных явлений и получать информацию о важнейших параметрах нижней ионосферы и нейтральной атмосферы. К реализации этих исследований вплотную подошли на других нагревных стендах. В последнее десятилетие начаты исследования ионосферы методом ИПН на высокоширотных стендах EISCAT (2013, Норвегия) и HAARP (2014), низкоширотном стенде в Arecibo (2019, США). На последних двух стендах недавно провели эксперименты и сотрудники НИРФИ ННГУ [10, 11]. Было экспериментально доказано, что для создания ИПН не нужны огромные мощности нагревного стенда: вполне достаточно тех, которыми располагает среднеширотный стенд СУРА. Необходимы хорошая приемная антенна и специальная диагностическая аппаратура.

Для мониторинга нижней ионосферы предложенным методом необходимо обеспечить его регулярное применение. Отметим, что достоинством метода является определение параметров среды с разрешением по высоте порядка 1 км и погрешностью не более 3–10% (для имеющейся установки). Временное разрешение не превышает 10–15 с. По информативности метод мониторинга ионосферы и нейтральной атмосферы на основе ИПН может конкурировать с другими методами, не требуя при этом больших материальных затрат и не оказывая негативного влияния на окружающую среду при его использовании. Метод позволяет обнаруживать и исследовать возмущения ионосферы естественного и техногенного характера.

Список используемых источников

1. Исследование ионосферы с помощью искусственных периодических неоднородностей / В.В. Беликович [и др.]. – Н. Новгород: ИПФ РАН, 1999. – 155 с.
2. Ionospheric Research by Means of Artificial Periodic Irregularities / V.V. Belikovitch [et al.]. – Katlenburg-Lindau (Germany): Copernicus GmbH, 2002. – 160 p.
3. О рассеянии радиоволн от искусственно возмущенной F-области ионосферы / В.В. Беликович [и др.] // Письма в ЖЭТФ. – 1975. – Т. 22, вып. 10. – С. 497–499.
4. The main results of the long-term measurements of the neutral atmosphere parameters by the artificial periodic irregularities techniques. Adv. Space Res / Tolmacheva A.V. [et al.]. – 2015. – Vol. 56. – P. 1185–1193. – URL: <https://doi.org/10.1016/j.asr.2015.06.011> (дата обращения: 20.06.2021).
5. Investigations of Atmospheric Waves in the Earth Lower Ionosphere by Means of the Method of the Creation of the Artificial Periodic Irregularities of the Ionospheric Plasma / N.V. Bakhmetieva [et al.] // Atmosphere. – 2019. – Vol. 10, № 8. – P. 450. – URL: <https://doi.org/10.3390/atmos10080450> (дата обращения: 20.06.2021).
6. Нижняя ионосфера Земли во время частных солнечных затмений по наблюдениям вблизи Нижнего Новгорода / Н.В. Бахметьева [и др.] // Геомагнетизм и аэрномия. – 2017. – Т. 57, № 1. – С. 64–78.
7. Бахметьева Н.В., Беликович В.В. Результаты исследований спорадического слоя E методом резонансного рассеяния радиоволн на искусственных периодических неоднородностях ионосферной плазмы // Известия вузов. Радиофизика. – 2008. – Т. 51, № 11. – С. 956–969.
8. Bakhmetieva N.V., Yusupov K.M. Artificial periodic irregularities and investigations of sporadic E-layers // 2019 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (AP-RASC). New Delhi, India. – 2019. – P. 1–3. – DOI: 10.23919/URSIAP-RASC.2019.8738472.
9. Bakhmetjeva N.V. Atmospheric Turbulence and Internal Gravity Waves Examined by the Method of Artificial Periodic Irregularities // Russian Journal of Physical Chemistry B. – 2018. – Vol. 12, № 3. – P. 510–521.

10. Artificial periodic irregularities in the high-latitude ionosphere excited by the HAARP facility / N.V. Bakhmetieva [et al.] // *Radio Science*. – 2016. – Vol. 51, № 7. – P. 999–1009. – DOI:10.1002/2015RS005938.

11. Результаты диагностики нижней ионосферы Земли методом создания искусственных периодических неоднородностей в высоких, средних и низких широтах / Н.В. Бахметьева [и др.] // Труды XXVI Всероссийской открытой научной конференции. г. Казань. – 2019. – Т. 2. – С. 16–20.

12. A study of the density variations of mesospheric ozone in the case of ionospheric perturbation by the «SURA» facility radiation with simultaneous diagnostics of ionospheric plasma / A.F. Andrianov [et al.] // *Radiophysics and Quantum Electronics*. – 2019. – Vol. 62, № 5. – P. 326–341.

13. *Bakhmetieva N.V., Kulikov Y.Y., Zhemyakov I.N.* Mesosphere Ozone and the Lower Ionosphere Under Plasma Disturbance by Powerful High Frequency Radio Emission // *Atmosphere*. – 2020. – Vol. 11, № 11. – P. 1154. – URL: <https://doi.org/10.3390/atmos11111154> (дата обращения: 20.06.2021).

Н.Ф. Благовещенская*,
доктор физико-математических наук;

Т.Д. Борисова*,
кандидат физико-математических наук;

А.С. Калишин*,
кандидат технических наук;

*Арктический и антарктический научно-исследовательский институт
Росгидромета, г. Санкт-Петербург.

ВОЗМУЩЕНИЯ ИОНОСФЕРНОЙ ПЛАЗМЫ, ВЫЗВАННЫЕ ВОЗДЕЙСТВИЕМ МОЩНЫХ КВ РАДИОВОЛН В ВЫСОКИХ ШИРОТАХ

Представлены результаты исследований условий генерации, характеристик и порогов возбуждения каналов повышенной электронной плотности в высокоширотной верхней (F-область) ионосфере, которые вызваны контролируемым воздействием мощной КВ радиоволны необыкновенной поляризации в направлении магнитного зенита. Показано, что каналы ориентированы вдоль направления магнитного поля, формируются в диапазоне высот 250–650 км. Обсуждается возможный механизм генерации таких каналов.

Ключевые слова: мощная КВ радиоволна, поляризация, высокоширотная ионосфера, электронная плотность, канал, генерация, механизм.

ВВЕДЕНИЕ

Контролируемое воздействие мощных электромагнитных волн на ионосферную плазму с помощью специально построенных наземных КВ нагревных стендов с высокой эффективной мощностью излучения открывает широкие возможности для изучения разнообразных нелинейных явлений и турбулентностей в ионосфере. Для модификации верхней ионосферы (F-область) традиционно используются мощные КВ радиоволны обыкновенной поляризации (O-мода), так как КВ радиоволны необыкновенной поляризации (X-мода) не достигают резонансных высот в ионосфере и, следовательно, не могут возбудить искусственную ионосферную турбулентность [1].

Однако результаты многочисленных экспериментов, выполненных специалистами ААНИИ на высокоширотном стенде EISCAT/Heating (г. Тромсе, Норвегия), убедительно продемонстрировали, что воздействие мощной КВ радиоволны X-поляризации на высокоширотную F-область ионосферы в направлении магнитного поля приводит к генерации искусственных возмущений, которые по интенсивности могут превосходить возмущения при O-нагреве [2–5]. Необходимо отметить важность подобного рода исследований для оценки влияния эффектов воздействия мощных КВ радиоволн на космическую погоду, работоспособность радиотехнических систем различного назначения как наземного, так и спутникового базирования.

Цель данной работы состоит в детальном исследовании условий генерации, характеристик и порогов возбуждения каналов повышенной электронной плотности в высокоширотной верхней (F-область) ионосфере, вызванных воздействием мощных КВ радиоволн необыкновенной поляризации (X-мода). Выполнено также сравнение возмущения параметров ионосферной плазмы (электронная плотность и температура, N_e и T_e) при O- и X-нагреве высокоширотной F-области ионосферы.

ХАРАКТЕРИСТИКА ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Супермощный КВ нагревной стенд EISCAT/Heating (69.6° N, 19.2° E, $I=78^\circ$) в г. Тромсе (Норвегия) использовался в экспериментах ААНИИ для создания искусственных возмущений в высокоширотной F -области ионосферы. Эксперименты выполнялись при спокойных геофизических условиях в послеполуденные и вечерние часы.

Мощная КВ радиоволна обыкновенной (О-мода) или необыкновенной (Х-мода) поляризации излучалась на частотах 5.423, 6.2, 6.96 и 7.953 МГц в направлении магнитной силовой трубки при высокой эффективной мощности излучения $P_{\text{эфф}} = 400\div 800$ МВт. Параметры ионосферной плазмы определялись с помощью EISCAT радара некогерентного рассеяния радиоволн (НР) на частоте 930 МГц [6], пространственно совмещенного с нагревным стендом.

В период экспериментов радар НР работал с высоким временным и пространственным разрешением (5 с и 1,5 или 3 км соответственно) в диапазоне высот от 90 до 700 км. Измерения выполнялись либо в направлении магнитного поля в Тромсе (магнитный зенит), либо в режиме сканирования искусственно возмущенной области ионосферы по углам возвышения. Диагностика мелкомасштабных искусственных ионосферных неоднородностей (МИИН) осуществлялась с использованием когерентного КВ радара CUTLASS (SuperDARN) в Финляндии (63° N, 27° E) [7]. Состояние ионосферы и выбор частот нагрева определялись по данным ионозонда в Тромсе.

РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ АНАЛИЗ

Рассмотрим поведение параметров ионосферной плазмы (N_e and T_e) и МИИН в высокоширотной F -области ионосферы при альтернативном О/Х-нагреве в зависимости от отношения частоты нагрева к критической частоте слоя $F2$ (f_H / f_oF2). Результаты таких наблюдений представлены на рис. 1.

Как следует из анализа рис. 1, типичными проявлениями О-нагрева на частотах $f_H \leq f_oF2$ являлось возрастание T_e до 2500–3000 К, сопровождающееся генерацией МИИН, что наблюдалось в многочисленных экспериментах, выполненных на всех КВ нагревных стендах мира, расположенных как в средних, так и высоких широтах (например, в работах [1, 8]; ссылки на другие источники информации можно найти там же). Изменения N_e при этом были незначительными. Возмущения при Х-нагреве имели противоположный характер – большие возрастания N_e (50–70%) и сравнительно небольшие увеличения T_e (~ 20% при нагреве на частотах $f_H \leq f_oF2$). Сильные возрастания N_e вдоль направления магнитного поля в широком диапазоне высот, вплоть до верхней высотной границы измерений радара НР (~700 км), образуют каналы (дакты) повышенной плотности электронов. Они являются типичной характеристикой Х-нагрева на всех частотах нагрева, как ниже, так и выше f_oF2 .

На рис. 2 показана динамика развития во времени дактов повышенных значений N_e с 5-секундным разрешением по времени 12 октября 2011 г. после включения стенда EISCAT/Heating.

На рис. 2 видно, что возрастания N_e начинаются после включения нагревного стенда и достигают насыщения через ~ 30 с. После выключения нагревного стенда время релаксации N_e (возвращение к фоновым значениям) в различных экспериментах достигало 2–5 мин. Важной характеристикой дактов повышенной N_e является их горизонтальный размер, который можно оценить по данным радара НР в режиме сканирования искусственно возмущенной области ионосферы (ИВО) по углам возвышения относительно вертикали.

На рис. 3 показано поведение N_e и T_e в цикле Х-нагрева на частоте $f_H = 6,96$ МГц 2 ноября 2013 г.

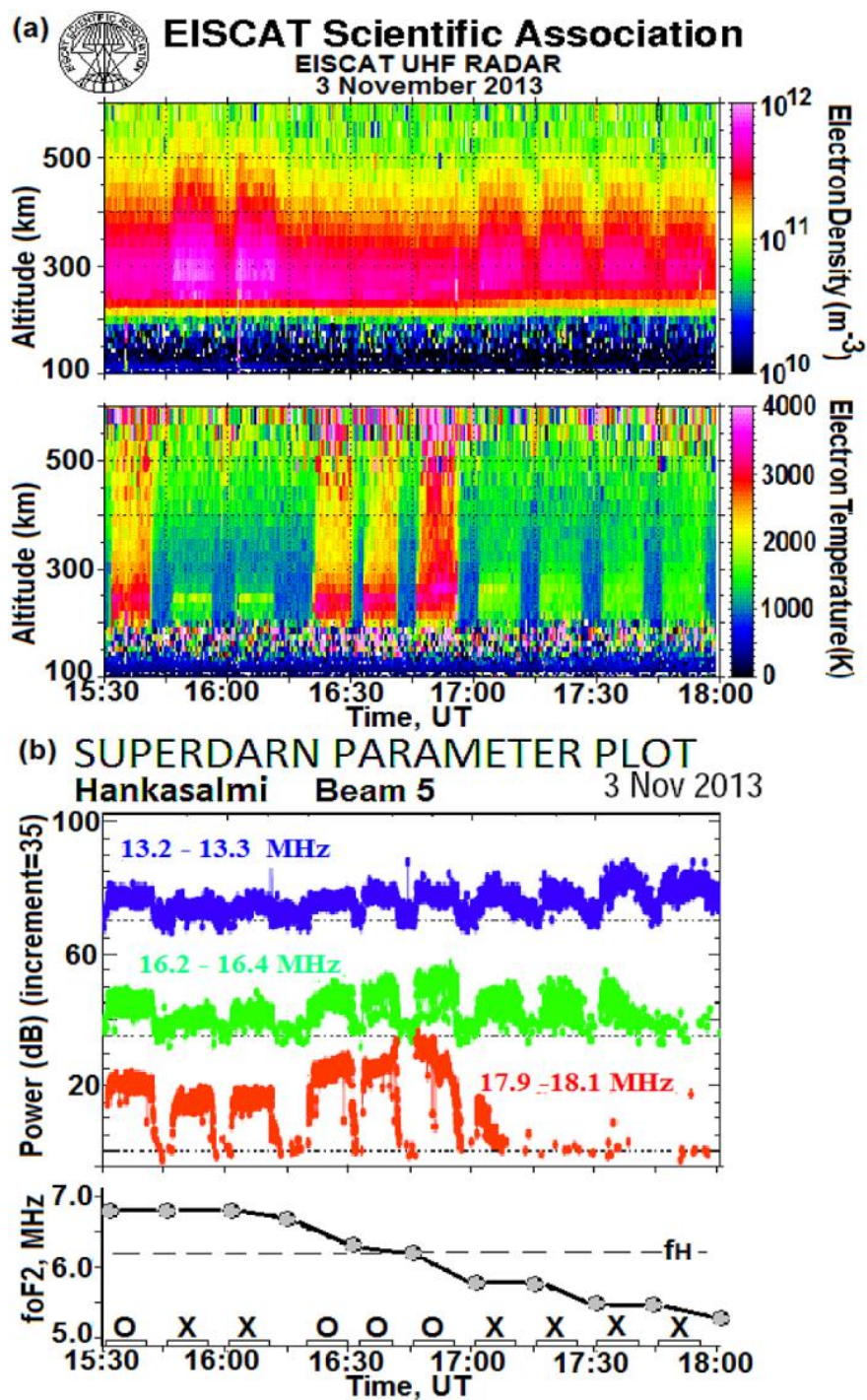


Рис. 1. Высотно-временное распределение N_e и T_e по данным EISCAT радара HP (a), мощностей рассеянных на МИИН сигналов на частотах ~ 13, 16 и 18 МГц по данным радара CUTLASS, а также поведения критических частот f_oF2 (b) в период эксперимента 3 ноября 2013 г. с 15.30 до 18 UT, когда производился альтернативный O/X-нагрев в направлении магнитного зенита на частоте 6,2 МГц при $P_{эфф} = 450$ МВт. Циклы нагрева и используемая поляризация показаны на нижней панели на оси времени

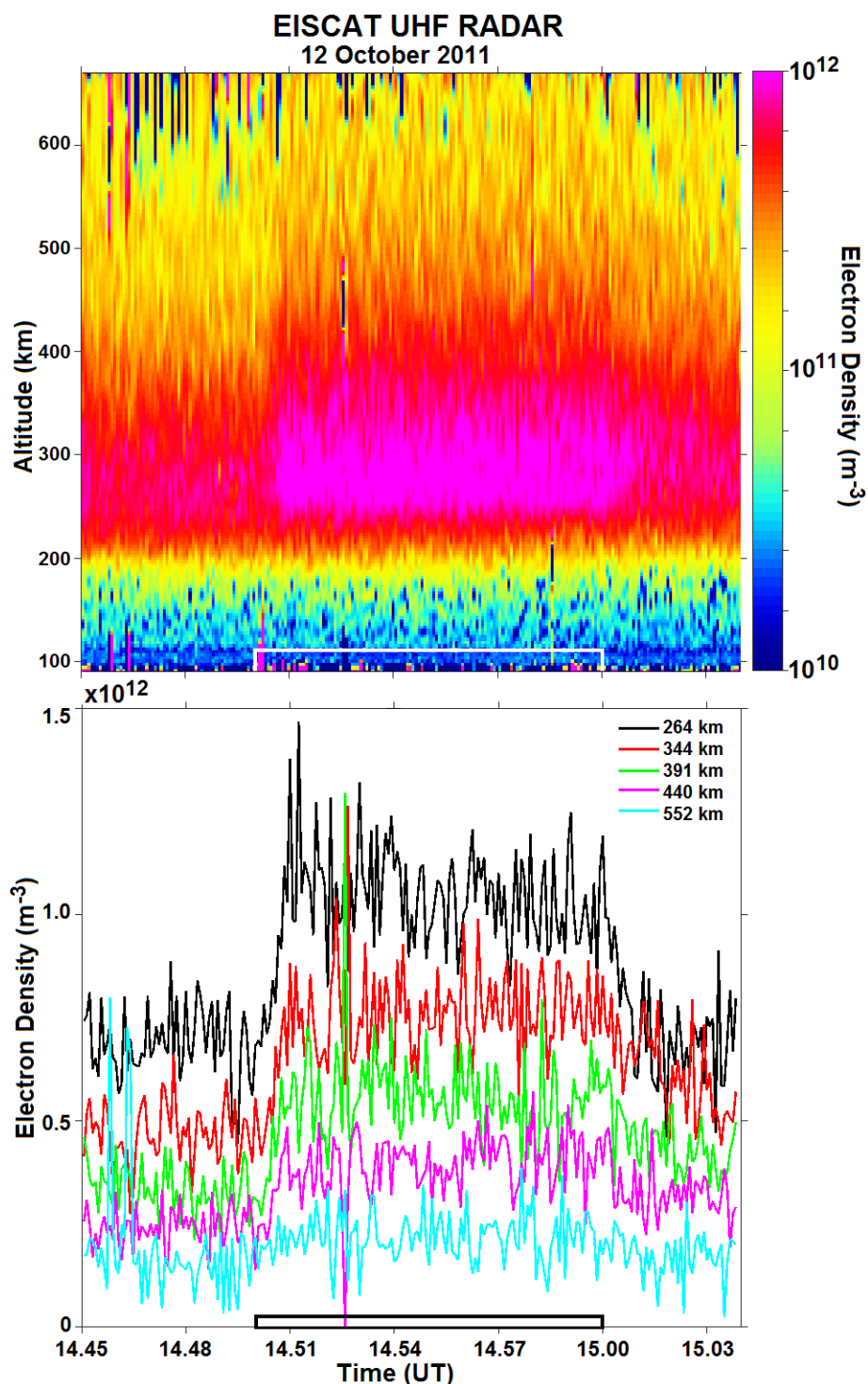


Рис. 2. Высотно-временное распределение N_e и величины N_e на фиксированных высотах 12 октября 2011 г. с 14.45 до 15.04 UT. Мощная КВ радиоволна X-поляризации излучалась в направлении магнитного зенита на частоте $f_H = 7,953$ МГц, превышающей f_oF2 , при $P_{эфф} = 820$ МВт; цикл нагрева отмечен на оси времени

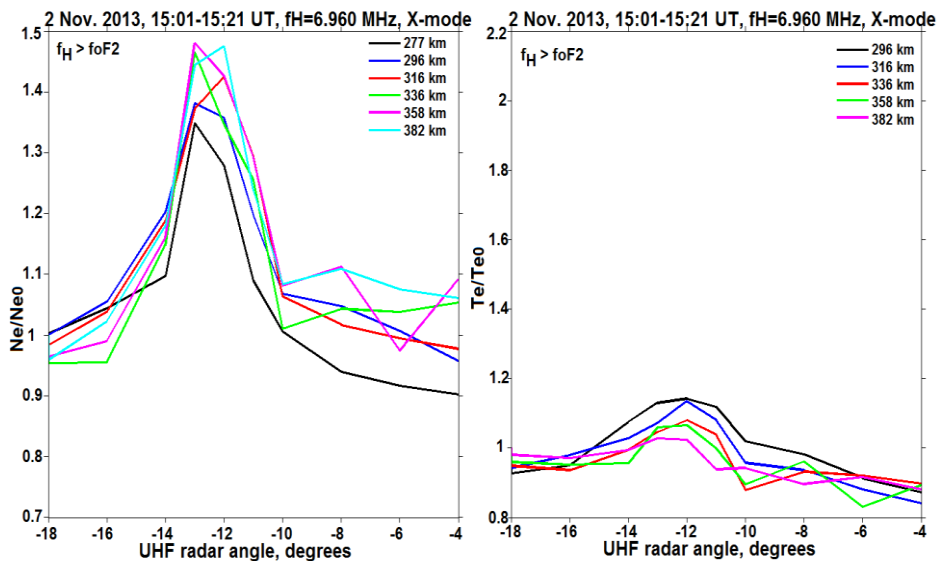


Рис. 3. Поведение N_e и T_e на фиксированных высотах в цикле X-нагрева в магнитный зенит на частоте $f_H = 6,96$ МГц 2 ноября 2013 г. по данным EISCAT радара HP в зависимости от угла возвышения относительно вертикали от -18 до 0 градусов (направлению в магнитный зенит соответствует угол излучения радара $\sim -12^\circ$)

Горизонтальный размер дактов повышенных N_e составлял $\sim 3-4^\circ$ и регистрировался только вблизи направления локального магнитного поля (рис. 3). Анализ характеристик и условий генерации дактов N_e позволяет предположить, что «накачка» мощной КВ радиоволны X-поляризации в F-область высокоширотной ионосферы в направлении магнитного зенита приводит к ускорению электронов. Это обусловлено тем фактом, что вращение электрического поля мощной волны с левосторонней круговой поляризацией (X-мода) совпадает с гиравращением электронов.

В работе [8] было установлено, что поток ускоренных электронов приводит к возрастанию электронной плотности. Дополнительным аргументом в пользу ускорения электронов при X-нагреве, а следовательно, и создания дактов повышенных N_e , является возбуждение очень интенсивных оптических излучений с высоким отношением интенсивности зеленой линии атомарного кислорода к красной (0,35–0,5) [5]. По результатам экспериментов при ступенчатом изменении $P_{эфф}$ пороги возбуждения дактов повышенной электронной плотности (без учета поглощения X-волны в нижней ионосфере) составляют $E_{Ne}(X) = 0,26$ В/м, что существенно ниже порогов возбуждения ленгмюровской и ионно-акустической турбулентности, существующей в течение всего цикла нагрева.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По данным многочисленных экспериментов, выполненных на КВ нагревном стенде EISCAT/Heating, были исследованы условия генерации, характеристики и пороги возбуждения каналов (дактов) повышенной электронной плотности в высокоширотной верхней (F-область) ионосфере. Установлено, что дакты повышенной электронной плотности создаются при излучении мощной КВ радиоволны X-поляризации в направлении магнитного зенита на частотах нагрева как ниже, так и выше критической частоты слоя F2 ($f_H \leq f_oF2$ и $f_H > f_oF2$). Причиной их образования является поток ускоренных электронов, который возникает вслед-

ствие совпадения направления вращения электрического поля мощной волны, которая имеет левостороннюю круговую поляризацию (X-мода), с гировращением электронов.

Список используемых источников

1. Гуревич А.В. Нелинейные явления в ионосфере // Успехи физических наук. – 2007. – Т. 177, № 11. – С. 1145–1177.
2. Distinctive features of Langmuir and Ion-acoustic Turbulences induced by O- and X-mode HF Pumping at EISCAT / N.F. Blagoveshchenskaya [et al.] // J. Geophys. Res.: Space Physics. – 2020. – Vol. 125, № 7. – URL: <https://doi.org/10.1029/2020JA028203> (дата обращения: 20.08.2021).
3. Blagoveshchenskaya N.F. Perturbating the High-Latitude Upper Ionosphere (*F* Region) with Powerful HF Radio Waves: A 25-Year Collaboration with EISCAT // Radio Science Bulletin. – 2020. – № 373. – P. 40–55. – DOI: 10.23919/URSIRSB.2020.9318436.
4. Artificial field-aligned irregularities in the high-latitude F region of the ionosphere induced by an X-mode HF heater wave / N. F. Blagoveshchenskaya [et al.] // Geophys. Res. Lett. – 2011. – Vol. 38. – DOI: 10.1029/2011GL046724.
5. Optical and Ionospheric Phenomena at EISCAT under Continuous X-mode HF Pumping / N.F. Blagoveshchenskaya [et al.] // J. Geophys. Res.: Space Physics. – 2014. – Vol. 119. – P. 10483–10498.
6. Rishbeth H., T. van Eyken EISCAT: Early history and the first ten years of operation // J. Atmos. Sol.-Terr. Phys. – 1993. – Vol. 55. – P. 525–542.
7. Stereo CUTLASS: A new capability for the SuperDARN radars / M. Lester [et al.] // Ann. Geophys. – 2004. – Vol. 22. – P. 459–473.
8. Robinson T.R. The heating of the high latitude ionosphere by high power radio waves // Physics Reports. – 1989. – Vol. 179. – P. 79–209.

И.Д. Брюханов***;

А.А. Дорошкевич*;

И.В. Животенюк*;

Е.В. Ни*;

И.В. Самохвалов*,

доктор физико-математических наук, профессор;

А.П. Стыкон*

*Национальный исследовательский Томский
государственный университет (НИ ТГУ), г. Томск.

**Институт оптики атмосферы имени В.Е. Зуева
СО РАН (ИОА СО РАН), г. Томск.

АНАЛИЗ ЧАСТОТЫ И УСЛОВИЙ ОБРАЗОВАНИЯ ЗЕРКАЛЬНЫХ ОБЛАКОВ ВЕРХНЕГО ЯРУСА ПО МНОГОЛЕТНИМ ДАННЫМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ЛАЗЕРНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Работа посвящена систематизации результатов поляризационных лазерных исследований облаков верхнего яруса (ОВЯ) с преимущественной горизонтальной ориентацией ледяных кристаллов (зеркальных облаков). Ориентация частиц в облаках оценивалась на основе экспериментально определяемых матрицы обратного рассеяния света, отношения рассеяния, оптической толщи и геометрических характеристик. Приводятся количественные оценки повторяемости зеркальных ОВЯ по годам и сезонам, а также метеорологических условий их формирования.

Ключевые слова: лазерное зондирование, поляризационный лидар, матрица обратного рассеяния света, облака верхнего яруса, зеркальные облака, многолетние измерения.

ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день заметные изменения климата требуют более глубокого изучения атмосферных процессов и явлений. Прежде всего, это нужно для разработки средств оперативного прогнозирования погоды и оценки временных трендов изменения климата. Облака верхнего яруса (ОВЯ) являются одним из климатообразующих факторов на планете Земля. Они до сих пор остаются недостаточно изученными по причине их специфических особенностей. К таким особенностям относится их протяженность до тысячи километров [1], вследствие чего они могут покрывать до 50% [2] поверхности Земли. Кроме того, преимущественная горизонтальная ориентация несферических ледяных частиц в ОВЯ приводит к аномальному обратному рассеянию и увеличению коэффициентов зеркального отражения [3–6]. Настоящая работа посвящена анализу результатов многолетних исследований ОВЯ с помощью поляризационного лидара.

КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МЕТОДИКИ ЛАЗЕРНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Высотный поляризационный лидар НИ ТГУ используется в систематических измерениях характеристик атмосферы с 2009 г. [7–10]. Его приемопередающая система включает блоки трансформации состояния поляризации зондирующего и принимаемого излучения. Это позволяет поочередно посылать в атмосферу излучение с четырьмя разными состояниями поляризации, а также определять для каждого из них векторы Стокса обратно рассеянного

излучения, что обеспечивает получение полной матрицы обратного рассеяния света (МОРС) размерностью 4×4 .

В 2016 г. методика измерений была существенно улучшена: накопление лидарных сигналов теперь ведется параллельно, что позволяет получать вертикальные профили МОРС облаков с минимальным временем регистрации одного профиля – две секунды [11]. Благодаря этому измерения выполняются без потери достоверности в течение нескольких часов и даже суток [12].

Фотоэлектронные умножители приемной системы лидара обеспечивают высотное стробирование с длиной строка от 37,5 до 150 м. Помимо МОРС, по лидарным данным определяются отношение рассеяния и оптическая толщина облаков, а также геометрические характеристики: высоты нижней и верхней границ облачности, вертикальная мощность. На базе многолетних исследований обосновываются критерии для идентификации зеркальных ОВЯ [7, 8].

РЕЗУЛЬТАТЫ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ЛАЗЕРНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Подборка данных 2016–2020 гг. объединила 1495 серий измерений (включая измерения в безоблачной обстановке; длительность серии измерений обычно составляет 16 мин 40 с), выполненных в режиме «параллельного» накопления лидарных сигналов. На рис. 1 представлена гистограмма распределения количества серий измерений в подборке по годам и по сезонам. В 2016 г. отработывалась методика «параллельных» измерений. Измерения велись попеременно с устаревшей «последовательной» схемой эксперимента. Согласно ей накопление лидарных сигналов осуществлялось для каждой фиксированной комбинации состояний поляризации зондирующего и регистрируемого излучений. Комбинация изменялась лишь после завершения накопления для предыдущей. При такой схеме в течение измерений с разными комбинациями в поле зрения лидара попадали разные участки исследуемого облачного поля. Рост количества серий измерений в 2017 г. связан с наработкой методики «параллельных» измерений и отказом от «последовательной» схемы, а также с введением в постоянную эксплуатацию программы планирования лидарных экспериментов [13].

В 2018 г. интенсивность измерений продолжила расти, что объясняется началом мониторинга авиационной обстановки [12] и расширением списка источников синоптической информации для планирования измерений. В 2020 г. произошел спад количества серий измерений, вызванный прежде всего наступлением пандемии коронавирусной инфекции COVID-19 и, как следствие, введением ограничительных мер. В распределении количества серий измерений по сезонам (рис. 1 и 2) наибольшие значения соответствуют весне.

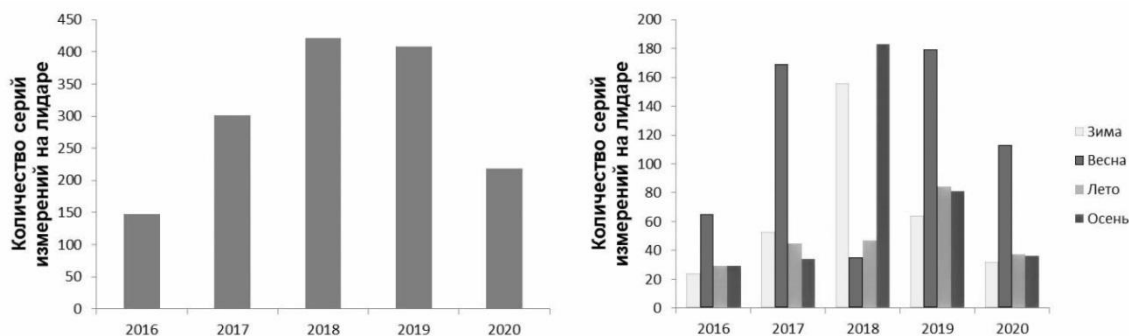


Рис. 1. Распределение количества серий измерений с параллельным накоплением фотоэлектронных импульсов на лидаре НИ ТГУ по годам и сезонам (2016–2020)

Исключением является 2018 год, в течение которого преобладали зимние и осенние измерения. На протяжении следующих четырех лет количество измерений распределялось между зимой, летом и осенью примерно равномерно.

В подборке данных выделена 231 серия измерений, в ходе которых зарегистрированы ОВЯ; идентифицирована 81 зеркальная область таких облаков. Несмотря на преобладание количества серий измерений на лидаре весной (рис. 2), наибольшее количество ОВЯ по абсолютному значению зарегистрировано зимой и примерно на 20% меньше – осенью. При этом осенью зафиксировано наибольшее количество зеркальных областей облаков, в то время как весной, напротив, – наименьшее. Летом и число зарегистрированных ОВЯ, и число выявленных зеркальных их областей были существенно меньшими, однако второе число превышает первое. Этот факт подтверждает выводы работы [11]: свойство зеркальности ОВЯ не является однородным, а может принадлежать отдельным областям облака, в том числе и нескольким в составе одного облачного слоя.

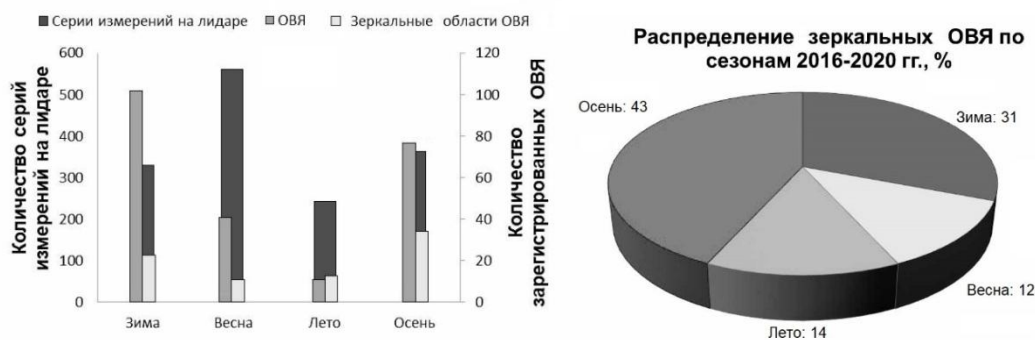


Рис. 2. Распределение количества серий измерений с параллельным накоплением фотоэлектронных импульсов на лидаре НИ ТГУ и зарегистрированных им зеркальных ОВЯ по сезонам (2016–2020)

На рис. 3 и 4 представлены гистограммы распределений высот формирования зарегистрированных зеркальных ОВЯ по данным лидарных измерений, а также значений относительной влажности воздуха, температуры и точки росы на этих высотах. В качестве источников метеоданных использованы ближайшие к Томску аэрологические станции, расположенные в Колпашево и Новосибирске [14]. Наиболее часто зеркальные ОВЯ наблюдались при значениях температуры от -60 до -50°C и точки росы от -70 до -60°C , а также при относительной влажности воздуха 30–40%.

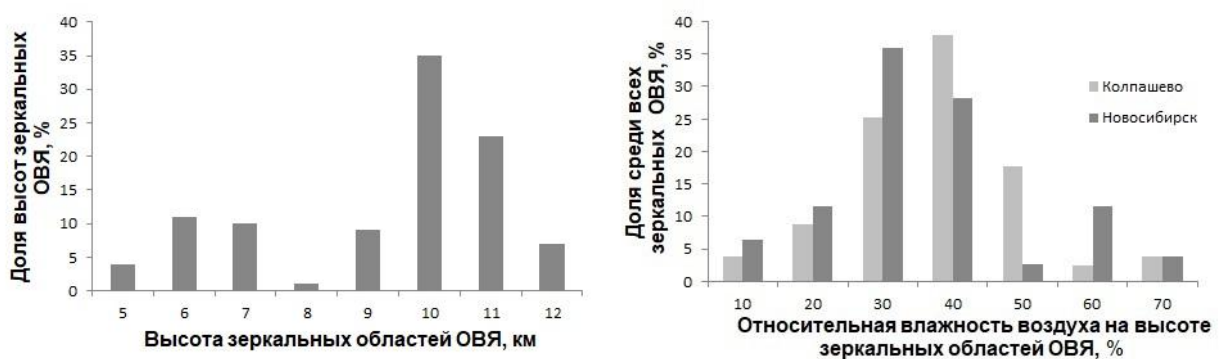


Рис. 3. Распределение высот регистрации лидаром зеркальных ОВЯ и соответствующие значения относительной влажности воздуха по данным аэрологических измерений (2016–2020) [14]

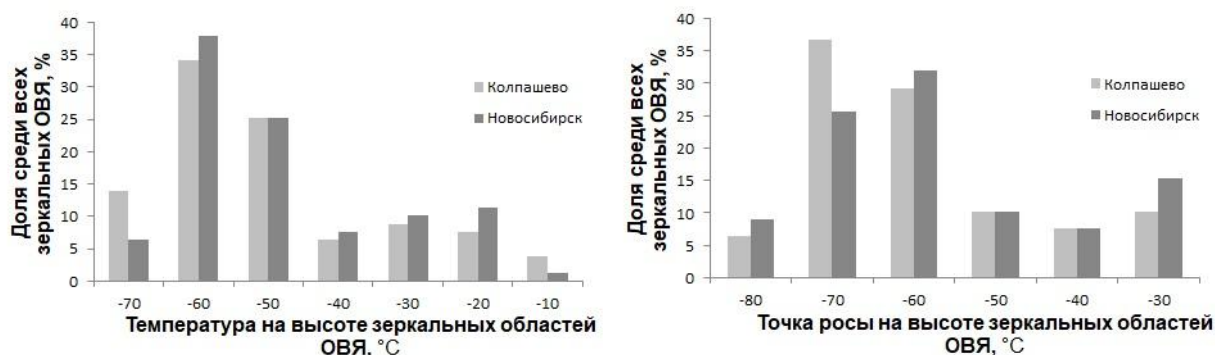


Рис. 4. Распределение температуры и точки росы на высотах зарегистрированных лидаром НИ ТГУ зеркальных ОВЯ по данным аэрологических станций (2016–2020) [14]

Наиболее часто зеркальные ОВЯ регистрировались на высотах 10–11 км, а также 6–7 км. На этих высотах расположено большинство трасс регулярного авиасообщения в радиусе 100 км от Томска [15] – до пандемии COVID-19 здесь пролетало, в среднем, около 200 самолетов в сутки. Результаты исследований самолетных следов, выполняемых на лидаре НИ ТГУ с 2016 г., описаны в работах [9, 10, 12, 16]. Говорить о связи повторяемости зеркальных ОВЯ с авиатрафиком на их высотах преждевременно, поскольку временной масштаб накопленного массива траекторий самолетов (фиксация с августа 2019 г.) значительно меньше массива лидарных данных. Отметим: в результате наблюдений было зафиксировано, что плотность авиатрафика у Томска с марта по декабрь 2020 г. примерно в 1,5–2 раза меньше, чем до прихода пандемии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе обработки результатов экспериментов по поляризационному лазерному зондированию всех ОВЯ, выполнявшихся в течение пяти лет подряд, установлено, что наиболее часто зеркальные ОВЯ наблюдаются зимой и осенью. Это примечательно еще и потому, что на протяжении весны и лета лидарные измерения выполнялись чаще. Были выделены наиболее характерные для формирования зеркальных ОВЯ метеорологические условия: температура в диапазоне от -60 до -50 °C, точка росы от -70 до -60 °C и относительная влажность воздуха 30–40%.

Полученные результаты могут быть востребованы при разработке моделей атмосферы, учитывающих особенности микроструктуры ОВЯ в зависимости от метеорологических условий их формирования. Применение таких моделей повысит точность расчета радиационного баланса облачной атмосферы и, следовательно, повысит достоверность прогнозов погоды и климата.

Список используемых источников

1. Радиационные свойства перистых облаков / под ред. Е.М. Фейгельсон. М.: Наука, 1989. – 223 с.
2. Shanks J.G., Lynch D.K. Specular scattering in cirrus clouds // Proc. SPIE. – 1995. – Vol. 2578. – P. 227–238. – DOI: 10.1117/12.228943.
3. Platt C.M.R. Lidar backscatter from horizontal ice crystal plates // J. Appl. Meteorol. – 1978. – Vol. 17. – P. 482–488.

4. *Thomas L., Cartwright J.C., Wareing D.P.* Lidar observations of the horizontal orientation of ice crystals in cirrus clouds // *Tellus. B.* – 1990. – Vol. 42. – P. 2011–2016.
5. Study of horizontally oriented ice crystals with CALIPSO observations and comparison with monte carlo radiative transfer simulations / *C. Zhou [et al.]* // *J. Appl. Meteor. Climatol.* – 2012. – Vol. 51. – P. 1426–1439.
6. Наблюдение зеркального отражения освещенной подстилающей поверхности облачным слоем из ледяных пластинок / *А.М. Морозов [и др.]* // *Оптика атмосферы и океана.* – 2017. – Т. 30, № 1. – С. 88–92.
7. Матрица обратного рассеяния света зеркально отражающих слоев облаков верхнего яруса, образованных кристаллическими частицами, преимущественно ориентированными в горизонтальной плоскости / *И.В. Самохвалов [и др.]* // *Оптика атмосферы и океана.* – 2012. – Т. 25, № 5. – С. 403–411.
8. Investigation of the optical characteristics of cirrus clouds with anomalous backscattering / *I.V. Samokhvalov [et al.]* // *Russian Physics Journal.* – 2013. – Vol. 55, № 8. – P. 925–929. – DOI: 10.1007/s11182-013-9902-1.
9. Оценка микрофизических характеристик конденсационных следов самолетов по данным поляризационного лидара: теория и эксперимент / *И.В. Самохвалов [и др.]* // *Оптика атмосферы и океана.* – 2019. – Т. 32, № 3. – С. 193–201.
10. *Брюханов И.Д., Локтюшин О.Ю., Самохвалов И.В.* Оценка повторяемости образования зеркальных конденсационных следов самолетов по данным поляризационного лазерного зондирования // *Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского.* – 2020. – Вып. 674. – С. 123–127.
11. *Samokhvalov I.V., Bryukhanov I.D. and Ni E.V.* Temporal variability of the specularity of high-level clouds according to the data on laser polarization sensing // *Proc. SPIE.* – 2020. – Vol. 11560. – 115604C (5 p.). – DOI: 10.1117/12.2575529.
12. Optical characteristics of contrails according to polarization lidar sensing data / *I.V. Samokhvalov [et al.]* // *Proc. SPIE.* – 2018. – Vol. 10833. – 108335J (6 p.). – DOI: 10.1117/12.2504517.
13. Свид. РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019610524. Программно-алгоритмический комплекс планирования лидарных экспериментов / *И.Д. Брюханов.* – Зарегистр. 11.01.2019.
14. University of Wyoming. – URL: <http://weather.uwyo.edu> (дата обращения: 15.08.2021).
15. Flightradar24. – URL: <https://www.flightradar24.com> (дата обращения: 15.08.2021).
16. Determining the backscattering phase matrix of an aircraft condensation jet / *I.V. Samokhvalov [et al.]* // *Proc. SPIE.* – Vol. 10035. – 2016. – 1003551 (4 p.). – DOI: 10.1117/12.2249481.

В.Ю. Быков*;

Г.Н. Ильин*,

кандидат физико-математических наук;

Д.М. Караваев**,

кандидат технических наук;

Г.Г. Щукин**,

доктор физико-математических наук, профессор

*Институт прикладной астрономии РАН, г. Санкт-Петербург.

**ВКА имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург.

ПРОСТРАНСТВЕННО РАЗНЕСЕННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ВЛАГОСОДЕРЖАНИЯ АТМОСФЕРЫ С ПРИМЕНЕНИЕМ РАДИОМЕТРОВ ВОДЯНОГО ПАРА В ОКРЕСТНОСТИ САНКТ-ПЕТЕРБУРГА

Рассмотрены методические вопросы применения метода микроволнового радиометрического зондирования атмосферы и некоторые результаты пространственно разнесенных радиотеплолокационных измерений для определения влагозапаса атмосферы и водозапаса облаков. В период экспериментов в Ленинградской обл., измерения радиотеплового излучения атмосферы выполнены с использованием трех территориально разнесенных радиометров водяного пара, установленных в Геофизической обсерватории п. Лехтуси, в Радиоастрономической обсерватории п. Светлое и в г. Санкт-Петербурге. Обсуждаются перспективы применения сетевых методов СВЧ радиометрии для задач прикладной метеорологии.

Ключевые слова: радиометр водяного пара, радиояркостьная температура, влагозапас атмосферы, водозапас облаков.

ВВЕДЕНИЕ

Интерес к развитию технологий применения пространственно разнесенных измерений характеристик влагосодержания атмосферы обусловлен необходимостью совершенствования моделей облачной атмосферы и информационного обеспечения задач прогнозирования опасных явлений погоды, связанных с развитием облаков и осадков. Характеристики влагосодержания атмосферы крайне изменчивы (в пространстве и времени), поэтому для совершенствования информационного обеспечения задач метеорологии важно использование методов и средств практически непрерывных измерений, с высокими характеристиками пространственно-временного разрешения. Метод наземной радиотеплолокации [1, 2] отвечает этим требованиям, позволяет получать информацию об интегральных характеристиках влагосодержания атмосферы (влагозапас атмосферы и водозапас атмосферы) в режиме реального времени.

История проведения пространственно разнесенных радиотеплолокационных наблюдений характеристик влагосодержания атмосферы составляет более 30 лет. В настоящее время появляются новые возможности оснащения мезомасштабных сетей метеорологических наблюдений средствами дистанционного зондирования параметров влагосодержания атмосферы.

В последние годы в Ленинградской области были проведены новые эксперименты по исследованию мезомасштабных пространственных и временных вариаций влагосодержания атмосферы с помощью микроволновых радиометров водяного пара ИПА РАН. Целью данной работы стала разработка методических вопросов проведения пространственно разнесенных измерений собственного радиотеплового излучения атмосферы и детальные исследования мезомасштабных пространственных и временных вариаций интегрального содержания парообразной и жидкокапельной влаги в атмосфере.

МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

Метод наземной радиотеплолокации позволяет определять интегральные параметры влагосодержания атмосферы (влагозапас атмосферы и водозапас облаков) путем интерпретации результатов измерения собственного радиотеплового излучения атмосферы [1]. Физической основой метода является уравнение переноса радиотеплового излучения, которое устанавливает связь характеристик нисходящего радиотеплового излучения атмосферы с метеорологическими параметрами атмосферы. Метод радиотеплолокации для определения влагозапаса атмосферы по собственному радиотепловому излучению атмосферы вблизи линии поглощения водяного пара 22,235 ГГц был рассмотрен впервые в 60-х гг. прошлого века и в дальнейшем получил развитие в работах [1, 2].

Для случая наблюдения облачной атмосферы (без осадков) влагозапас атмосферы и водозапас облаков определяются из регрессионных уравнений:

$$Q = a_0 + a_1\tau(f_1) + a_2\tau(f_2),$$

$$W = b_0 + b_1\tau(f_1) + b_2\tau(f_2), \quad (1)$$

где Q – влагозапас атмосферы;
 W – водозапас облаков;
 $\tau(f_i)$ – поглощение в атмосфере на частоте f_i ;
 a_i, b_i – коэффициенты регрессии, определяются с использованием архивов данных радиозондирования атмосферы и моделей облачности для региона проведения экспериментов.

Поглощение атмосферы определяется по измерениям радиояркой температуры атмосферы [1]. При этом измерения радиояркой температуры атмосферы должны проводиться на двух частотах: вблизи центра линии поглощения водяного пара (например, при 20,6 ГГц) и в «окне радиопрозрачности» атмосферы (например, около 31–36 ГГц). Существуют ограничения, связанные с некорректностью использования (1) при наличии осадков или в случаях, когда приближения рэлеевского поглощения в облаках не выполняются. Аппробация метода радиотеплолокации, которая проводилась путем сравнения с результатами радиозондирования атмосферы в различных регионах, подтверждает высокую точность определения влагозапаса атмосферы [2]. Теоретические исследования [1] показывают зависимость погрешности определения влагозапаса атмосферы от точности радиотеплолокационных измерений.

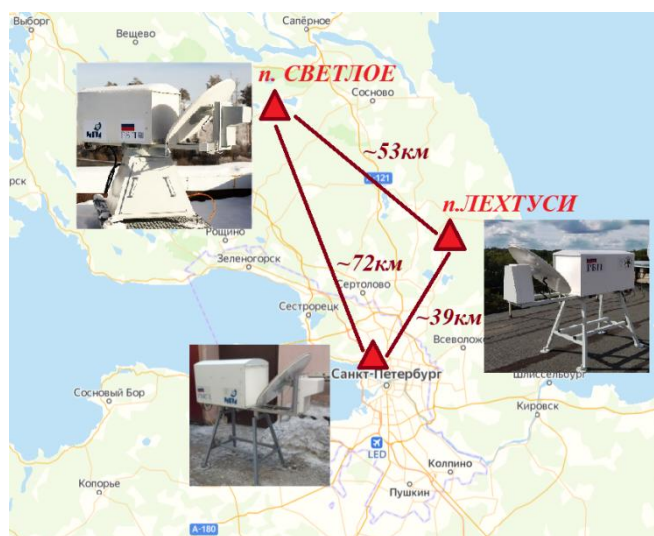


Рис. 1. Схема эксперимента в Ленинградской области

В период экспериментов пространственно разнесенные радиотеплолокационные измерения излучения атмосферы проводились в Ленинградской области одновременно на следующих трех пунктах (рис. 1):

- в радиоастрономической обсерватории, п. Светлое (радиометр водяного пара РВП-№1);
- в г. Санкт-Петербурге, ИПА РАН (радиометр водяного пара РВП-№2);
- в геофизической обсерватории, п. Лехтуси (радиометр водяного пара РВП-№3) [3].

Основные технические характеристики используемых в экспериментах радиометров показаны в табл. 1. Радиометры РВП-№1, РВП-№2, РВП-№3 практически идентичны [4, 5], их характеристики близки к оптимальным для решения задачи отдельного определения влагозапаса атмосферы и водозапаса облаков. Угловое разрешение составляет около 7 градусов, дискретность измерений – от 5 секунд. Радиометры позволяют проводить длительные, практически непрерывные измерения радиотеплового излучения атмосферы в автоматическом режиме работы.

Таблица 1

Основные характеристики радиометров

№ п/п	Характеристика	Радиометр водяного пара		
		РВП-№1	РВП-№2	РВП-№3
1	Пункт размещения	п. Светлое	г. Санкт-Петербург	п. Лехтуси
2	Диапазон частот канала 1, ГГц	20.45-20.95	20.45-20.95	20.57-20.83
3	Диапазон частот канала 2, ГГц	31.15-31.65	31.15-31.65	31.15-31.65
4	Ширина луча диаграммы направленности антенны по уровню 3 дБ, град.	7		
5	Флуктуационный порог чувствительности (интервал 1 секунда), К/с ⁰⁵	<0.05		
6	Диапазон измерения радиояростной температуры (РЯТ), К	5-360		
7	Погрешность измерений РЯТ, К	± 2.5	± 2.5	-
8	Темп измерений, с	5		
9	Основной режим измерений	Зенит	Зенит	Зенит

Для внедрения в практику метеорологических наблюдений пространственно распределенных наблюдений важной задачей является отработка вопросов обеспечения единства радиотеплолокационных измерений. Радиометры РВП сертифицированы как средства измерения радиояростных температур. Для текущего контроля калибровок в экспериментах также отработывался метод угломестных разрезов атмосферы [1].

Пространственно-разнесенные радиотеплолокационные измерения с применением радиометров водяного пара проводились в Ленинградской области в ходе экспериментов 2018 и 2020 гг. Эксперимент с применением двух пространственно разнесенных РВП (при базовом расстоянии около 53 км) проводился в теплый период 2018 г. [5]. Эксперимент с применением трех пространственно-разнесенных РВП (при базовых расстояниях около 39, 53, 72 км) проводился в период с 8 сентября по 15 октября 2020 г.

Пример одновременных измерений влагозапаса атмосферы и водозапаса облаков в период с 10 по 12 июня 2018 г. по данным радиометров РВП-№1 (п. Светлое) и РВП-№3 (п. Лехтуси)

показан на рис. 2. Как видно из рисунка, вариации влагозапаса атмосферы в указанный период происходили в диапазоне от 10 до 30 кг/м², а вариации водозапаса облаков наблюдались в широком диапазоне от 0 до 3 кг/м². Существенные вариации влагозапаса атмосферы и водозапаса облаков обусловлены прохождением атмосферных фронтов. Видно, что радиотеплолокационные измерения в разнесенных пунктах зондирования п. Лехтуси (рис.2,а) и п. Светлое (рис.2,б) подобны, однако существуют различия в мелкомасштабной структуре полученных данных. Радиотеплолокационные измерения влагозапаса атмосферы по данным РВП-№3 согласуются с данными аэрологического зондирования в п. Воейково.

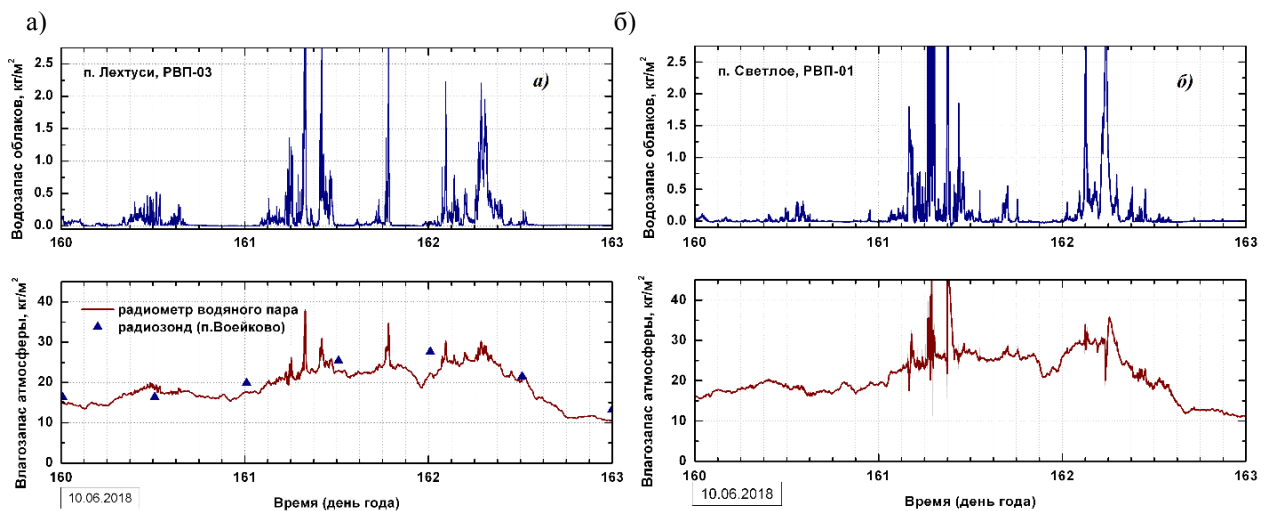


Рис.2. Временной ход водозапаса облаков и влагозапаса атмосферы:
а – п. Лехтуси (данные РВП-№3); б – п. Светлое (РВП-№1)

Развитие системы пространственно разнесенных радиотеплолокационных наблюдений в Ленинградской области перспективно для детального исследования вариаций влагосодержания облачной атмосферы и совершенствования информационного обеспечения задач сверхкраткосрочного прогнозирования опасных явлений погоды. Выполненные эксперименты продемонстрировали возможности организации региональной сети на основе применения нового радиометра водяного пара ИПА РАН.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате экспериментов получены новые данные измерений радиотеплового излучения атмосферы. Проведены исследования вариаций влагосодержания атмосферы с помощью пространственно разнесенных радиометров водяного пара в Ленинградской области. Дальнейшие исследования будут связаны с развитием пространственно-разнесенных радиотеплолокационных наблюдений для совершенствования информационного обеспечения, методов наукастинга и сверхкраткосрочного прогнозирования опасных явлений, связанных с облаками.

Список используемых источников

1. Радиотеплолокация в метеорологии / В.Д. Степаненко [и др.]. – Л.: Гидрометеиздат, 1987. – 253 с.
2. Караваев Д.М., Шукин Г.Г. Состояние и перспективы применения микроволновой радиометрии атмосферы // Оптика атмосферы и океана. – 2015. – Т. 28, № 12. – С. 1122–1127.

3. Состояние и перспективы создания Геофизической обсерватории Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского / И.А. Готюр [и др.] // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. – 2018. – Вып. 662. – С. 184–187.
4. Высокостабильный двухканальный радиометр водяного пара для измерений тропосферной задержки в реальном времени / Г.Н. Ильин [и др.]. // Труды ИПА РАН. – 2013. – Вып. 27. – С. 210–215.
5. СВЧ радиометрические измерения содержания парообразной и жидкокапельной влаги в тропосфере / В.Ю. Быков [и др.]. // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. – 2020. – Вып. 674. – С. 128–132.

И.Ю. Возмищев,
кандидат технических наук;
В.В. Клеймёнов,
доктор технических наук, профессор;
Е.В. Новикова

ПРОБЛЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ КРУПНОАПЕРТУРНЫМИ ОПТИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ

В статье рассматриваются проблемы наблюдения космических объектов крупноапертурными оптическими системами и пути их решения. Определена необходимость измерения как традиционных параметров атмосферы, так и радиуса когерентности и угла изопланатизма при определении географических мест размещения адаптивных оптоэлектронных систем

Ключевые слова: адаптивная оптика, оптоэлектронные системы, крупноапертурные системы, параметры атмосферы, радиус когерентности, угол изопланатизма.

ВВЕДЕНИЕ

В наземных оптических телескопах при астрономических наблюдениях стремление улучшить их разрешающую способность, а в системах лазерной локации космических объектов – уменьшить их угловую расходимость привело к созданию крупноапертурных систем. Однако так как технологические возможности изготовления монолитных оптических зеркал ограничены размером этих зеркал (до 6–8 м), то увеличение их диаметра может быть осуществлено путем создания составных и сегментных зеркал и управления их формой посредством применения методов активной и адаптивной оптики. Благодаря активной оптике устраняют внутренние аберрации оптического тракта, и главное – зеркало телескопа сохраняет идеальную форму. С другой стороны, при увеличении диаметра апертуры всё в большей степени начинает сказываться влияние турбулентности земной атмосферы. Поэтому для компенсации влияния атмосферы были разработаны методы адаптивной оптики.

Первостепенную роль в создании адаптивных оптических систем (АОС) сыграло учрежденное в США (1958) Управление перспективных оборонных исследовательских проектов DARPA. Оно отвечало за разработку технологий для новых поколений оружия. Для наблюдения за советскими орбитальными аппаратами требовались телескопы, нечувствительные к атмосферным искажениям (с близким к дифракционному разрешению). В 1975 г. была утверждена закрытая программа разработки адаптивной оптики в интересах Пентагона. В соответствии с ней были созданы АОС на основе более совершенных датчиков волнового фронта и деформируемых зеркал с сотнями приводов. Указанную аппаратуру установили на 1,6-метровом телескопе, расположенном на вершине горы Халеакала на гавайском острове Мауи. В июне 1982 г. с его помощью впервые удалось получить фотографии искусственного спутника Земли приемлемого качества.

В настоящее время в мире построено четырнадцать крупноапертурных (с диаметром апертуры 6–10 м) астрономических телескопов и строится еще три «экстремально больших» телескопа (диаметром апертуры 30–39 м) [1–3]. Требования к техническим характеристикам адаптивных оптических систем определяются рядом параметров атмосферы. Рассмотрим эти параметры.

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТУРБУЛЕНТНОЙ АТМОСФЕРЫ

1. Радиус когерентности r_0 .
2. Угол изопланатизма $\theta_{\text{и}}$ (для хорошего астроклимата радиус когерентности $r_0 = 10 \div 30$ см и более, а угол изопланатизма $\theta_{\text{и}} > 12$ мкрад.).
3. Время замороженности, которое составляет 1–10 мс.
4. Внешний масштаб турбулентности L_0 , важный для крупноапертурных ОЭС (диаметром 6 м и более).

Радиус когерентности r_0 , как и угол изопланатизма, был введен Д. Фридом [4, 5] на основе теории А.Н. Колмогорова, развитой для локально однородной и изотропной турбулентности атмосферы. Для нее волновая структурная функция между точками, находящимися в поперечном сечении луча на расстоянии ρ , была определена В.Н. Татарским для плоской волны в виде [6]

$$D_n(\rho) = 2,91k^2 r^{5/3} \int_0^H C_n^2(h) dh, \quad (1)$$

где $C_n^2(h)$ – структурная функция показателя преломления атмосферы на высоте h ;
 H – длина трассы.

Если выражение для $D_n(\rho)$ записать через радиус когерентности r_0

$$D_n(\rho) = 6,88 \left(\frac{r}{r_0} \right)^{5/3},$$

то

$$r_0 = r^{5/3} \left(\frac{6,88}{D_n(\rho)} \right)^{3/5},$$

или

$$r_0 = \left(0,423k^2 \sec\beta \int_0^H C_n^2(h) dh \right)^{-3/5}, \quad (2)$$

где β – зенитный угол.

Угол изопланатизма $\theta_{\text{и}}$ определяется по формуле [5, 7]

$$\theta_{\text{и}} = \left(2,91k^2 (\sec\beta)^{8/3} \int_0^H C_n^2(h) h^{5/3} dh \right)^{-3/5} = 0,314 \frac{r_0}{h} (\cos\beta)^{8/5}, \quad (3)$$

где h – высота эффективного слоя атмосферы, при этом

$$h = h_3 = \left(\frac{\int_0^H C_n^2(h) h^{5/3} dh}{\int_0^H C_n^2(h) dh} \right)^{3/5}.$$

В работе [7] в качестве типичной высоты указывается $h_3 = 3000$ м для дневных условий наблюдения и $h_3 = 1500$ м – для ночных. В пределах угла $\theta_{\text{и}}$ среднеквадратическая ошибка искажений волнового фронта (ВФ) на приемной апертуре не превышает 1 кв. рад. Физически его можно также трактовать как угол, под которым виден радиус когерентности r_0 в пределах эффективного слоя атмосферы с расстояния, равного толщине этого слоя h_3 .

Принято считать, что угол изопланатизма – максимальный угол между направлениями на опорный источник и наблюдаемый объект, в пределах которого возможна эффективная фазовая коррекция атмосферных возмущений в АОС. Для хорошего астроклимата он составляет порядка 2-3 угл. сек. Так, для Майданакского телескопа, размещенного на высоте 2500 м, среднее значение угла изопланатизма за период наблюдения в течение нескольких лет составило 2,48 угл. сек. [8].

Так как найти естественную звезду требуемой звездной величины в пределах θ_n наблюдаемого КО маловероятно, то в поле зрения адаптивной оптико-электронной системы (ОЭС) с помощью источника лазерного зондирующего излучения создают искусственную лазерную опорную звезду (ЛОЗ):

- натриевую на высоте 90–100 км;
- рэлеевскую на высоте 5–20 км.

Первая открытая публикация об искусственных ЛОЗ появилась в 1992 г. В настоящее время метод применения искусственной лазерной опорной звезды широко используется за рубежом в астрономических телескопах [1–3], а также при наблюдении космических аппаратов с помощью оптико-электронной системы AEOS [9], входящей в состав СККП США. В настоящее время более широкое распространение получили адаптивные ОЭС с натриевыми ЛОЗ.

ПРОБЛЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ ЛАЗЕРНОЙ ОПОРНОЙ ЗВЕЗДЫ В НАЗЕМНЫХ КРУПНОАПЕРТУРНЫХ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ

При применении ЛОЗ в качестве опорного источника для устранения фазовых искажений атмосферы возникает ряд научно-технических проблем, среди которых выделим следующие:

1. Угловой анизопланатизм.
2. Определение наклона малозаметного КО с помощью ЛОЗ при ее дрожании в поле зрения ОЭС.
3. Фокусный анизопланатизм.

Угловой анизопланатизм обусловлен тем, что лазерный пучок, используемый для формирования ЛОЗ, дрожит при его распространении в атмосфере. Поэтому дрожит и сама ЛОЗ, вследствие чего она может выйти за пределы угла изопланатизма. Полагая, что отклонения луча для двух взаимно перпендикулярных направлений нормально распределены, дисперсия дрожания угла наклона лазерного пучка определяется по формуле [7]

$$\sigma_H^2 = 0,364 \left(\frac{d}{r_0} \right)^{5/3} \left(\frac{\lambda}{d} \right)^2, \quad (4)$$

где d – диаметр апертуры лазера.

Тогда вероятность того, что лазерный пучок с угловой расходимостью (по уровню половинной мощности) θ_{las} при дрожании (по двум осям) с дисперсией σ_H^2 за пределы угла изопланатизма θ_{is} подчиняется закону Рэлея и определяется выражением

$$P = 1 - \exp \left[- \frac{1}{2} \left(\frac{\theta_{is} - \theta_{las}}{\sigma_n} \right)^2 \right]. \quad (5)$$

В табл. 1 и 2 для ночного и дневного времени представлены результаты расчетов по формуле (5) вероятности P того, что при прохождении через турбулентную атмосферу лазерный пучок при дрожании с дисперсией σ_H^2 не выйдет за пределы угла изопланатизма θ_{is} для различных радиусов пространственной когерентности r_0 и значений угловой расходимости лазерного пучка:

- $\theta_{las} = 1,1\lambda/r_0$ (для дальней зоны апертуры);
- $\theta_{las} = 0,6\lambda/r_0$ (для ближней зоны).

Углы изопланатизма рассчитаны по формуле (3) для вертикальной трассы ($\beta = 0$) для ночного времени ($h_{эф} = 1500$ м) и дневного времени ($h_{эф} = 3000$ м) соответственно.

Таблица 1

**Вероятность нахождения лазерного пучка в пределах угла изопланатизма
для различных значений r_0 и θ_{las} (для ночного времени)**

Характеристики атмосферы	$h = 1500$ м									
	Ближняя зона $d = 3,8r_0$					Дальняя зона $d = 2,0 r_0$				
r_0 , см	8,0	7,0	6,5	6,0	5,0	9,0	8,0	7,0	6,5	6,0
θ_{las} , мкрад	4,42	5,05	5,44	5,89	7,07	7,20	8,10	9,26	9,68	10,80
P	0,99	0,94	0,83	0,63	0,17	0,96	0,91	0,51	0,28	0,05

Таблица 2

**Вероятность нахождения лазерного пучка в пределах угла изопланатизма
для различных значений r_0 и θ_{las} (для дневного времени)**

Характеристики атмосферы	$H = 3000$ м									
	Ближняя зона $d = 3,8 r_0$					Дальняя зона $d = 2,0 r_0$				
r_0 , см	10,0	9,0	8,0	7,0	6,5	12,0	11,0	10,0	9,0	8,0
θ_{las} , мкрад	3,53	3,93	4,42	5,05	5,44	5,4	5,89	6,48	7,20	8,10
P	0,95	0,78	0,46	0,15	0,05	0,98	0,85	0,55	0,18	0,01

Анализируя результаты, представленные в табл. 1 и 2, отметим следующее.

1. Значения радиусов когерентности атмосферы $r_0 = 5 \div 8$ см для ночного времени соответствуют значениям, полученным в процессе экспериментальных исследований [11] в Байкальской астрофизической обсерватории (БАО), которая находится на высоте около 700 м, при использовании датчика Шака – Гартмана на длине волны $\lambda = 0,535$ мкм (близкой к длине волны $\lambda = 0,589$ мкм).

2. Значения $r_0 = 4 \div 5$ см (летом и осенью) и $r_0 = 2 \div 3$ см (зимой и весной) получены в БАО [12] для дневного времени.

3. Для ночного времени для дальней зоны излучающей апертуры лазера ($d = 2r_0$), т. е. коллимированного пучка при $r_0 < 7$ см, вероятность выхода зондирующего пучка за пределы угла изопланатизма значительно возрастает. Для ближней зоны ($d = 3,8r_0$), т. е. для сфокусированного пучка, как и следовало ожидать, вероятность выхода пучка за пределы угла изопланатизма высока при $r_0 < 5$ см.

4. Для дневного времени для дальней зоны излучающей апертуры лазера ($d = 2r_0$), т. е. коллимированного пучка при $r_0 < 9$ см, вероятность выхода зондирующего пучка за пределы угла изопланатизма значительно возрастает. Для ближней зоны ($d = 3,8r_0$), т. е. для сфокусированного пучка, как и следовало ожидать, вероятность выхода пучка за пределы угла изопланатизма высока при $r_0 < 7$ см.

5. Рассчитанные для ночного времени по формуле (3) для $r_0 = 5 \div 8$ см значения углов изопланатизма $\theta_{\text{is}} = 10,5 \div 16,7$ мкрад (более 2-3 угл. сек.) следует признать завышенными по сравнению с приведенным ранее для Майданакского телескопа углом $\theta_{\text{is}} = 2,48$ угл. сек. Это можно объяснить завышенным значением высоты эффективного слоя атмосферы $h_{\text{ef}} =$

= 1500 м. К сожалению, авторы работ [11, 12] не приводят значения углов изопланатизма в процессе экспериментальных измерений радиуса когерентности атмосферы в районе Байкальской астрофизической обсерватории.

Проблема определения наклона малозаметного КО с помощью ЛОЗ при ее дрожании в поле зрения ОЭС обусловлена следующим. При использовании ЛОЗ в наземной ОЭС лазерный пучок проходит через одни и те же атмосферные неоднородности в атмосфере и отклоняется дважды. Сначала для ее формирования при распространении пучка снизу вверх, затем – обратно при рассеянии излучения от ЛОЗ и регистрации на приемной апертуре. В этом случае дисперсия дрожания угла наклона изображения ЛОЗ в фокальной плоскости телескопа в диффузном приближении рассеянного от нее излучения определяется выражением [10]

$$\langle \varphi_{ls}^2 \rangle = 2^{\frac{1}{6}} \pi^2 0,0033 \Gamma\left(\frac{1}{6}\right) [D^{-1/3} + d^{-1/3} - 2^{7/6} (D^2 + d^2)^{-1/6}] \int_0^{z_{ls}} dh [1 - (h/z_{ls})]^{5/3} C_n^2(h), \quad (6)$$

где первое слагаемое – дисперсия дрожания угла наклона лазерного пучка, распространяющегося снизу вверх, второе слагаемое – дисперсия случайного углового смещения изображения ЛОЗ как неподвижного источника при распространении излучения сверху вниз, третье слагаемое (корреляционная составляющая) описывает корреляцию между фазовыми флуктуациями передаваемого пучка и принимаемой волны от ЛОЗ, где d – диаметр излучающей апертуры лазера, формирующего ЛОЗ (далее – зондирующий лазер). В формуле (6) введены следующие обозначения: D – диаметр приемной апертуры телескопа, $\Gamma(*)$ – гамма-функция; z_{ls} – расстояние между зондирующим лазером и ЛОЗ (длина трассы), $C_n^2(h)$ – структурная постоянная показателя преломления атмосферы на высоте h . Когда в моностатической схеме ЛОЗ формируется всей апертурой, т. е. $d = D$, то, как следует из выражения (6), $\sigma_{ls}^2 = 0$. Объясняется это тем, что вследствие взаимности фазовых флуктуаций невозможно разделить две составляющие наклона волнового фронта при его распространении в турбулентной атмосфере в прямом и обратном направлениях. Поэтому ЛОЗ в фокальной плоскости телескопа будет восприниматься как «неподвижная».

В научной литературе рассматриваемый эффект получил название «неопределенность наклона» [10]. Это означает, что при $D = d$ не может быть измерен и скомпенсирован наклон ВФ при приеме волны от КО с помощью ЛОЗ, хотя в действительности пучок света от КО (естественной звезды или КА, отражающего солнечное излучение) отклоняется при его распространении сверху вниз.

В указанном случае дисперсия дрожания изображения КО в фокальной плоскости телескопа составит

$$\langle \varphi_{ko}^2 \rangle = 2^{\frac{1}{6}} \pi^2 0,0033 \Gamma\left(\frac{1}{6}\right) D^{-\frac{1}{3}} \int_0^{z_{ko}} dh \left[1 - \left(\frac{h}{z_{ko}}\right)\right]^{\frac{5}{3}} C_n^2(h), \quad (7)$$

где z_{ko} – дальность до КО.

При наблюдении достаточно ярких КО (на фоне внешних и внутренних шумов), как уже отмечалось выше, за время короткой экспозиции их мгновенные положения в плоскости изображения были бы зарегистрированы. При наблюдении таких объектов принимаемого от них сигнала достаточно для работы АОС, и ЛОЗ не нужна.

Определение в фокальной плоскости мгновенного наклона малозаметного («тусклого») КО по результатам измерения мгновенного наклона реально наблюдаемого изображения ЛОЗ в настоящее время решается с помощью бистатической схемы формирования ЛОЗ. В данной схеме зондирующий лазер и главный, и вспомогательный телескопы пространственно разнесены. При наблюдении низкоорбитальных объектов более предпочтительной является моностатическая схема формирования ЛОЗ, в которой оптические оси лазера и

телескопа совмещены. В связи с этим авторами доклада разработан метод решения указанной выше проблемы с помощью моностатической схемы. Стремление снизить влияние углового анизопланатизма и увеличить угловое поле зрения крупноапертурного телескопа обусловило разработку технологии создания мультисопряженной адаптивной оптики (МСАО) [1–3, 10].

Система МСАО использует несколько деформируемых зеркал в процессе коррекции аберраций волнового фронта. Каждое зеркало оптически сопряжено с соответствующим слоем атмосферы на определенном расстоянии от телескопа и корректирует аберрации, создаваемые данным слоем атмосферы. Это расстояние часто называют высотой сопряжения, хотя более подходит термин диапазон сопряжения. Сигналы, управляющие деформируемыми зеркалами, поступают от нескольких датчиков волнового фронта, на каждый из которых приходит излучение от «своих» опорных звезд. Эта информация обрабатывается, чтобы сначала восстановить трехмерную структуру профиля атмосферной турбулентности, а затем рассчитать форму зеркал. Надо отметить, что задача восстановления 3-мерного профиля (атмосферная томография) математически строго некорректна и для преодоления некорректности следует применять методы решения обратных задач, таких как регуляризация.

Работа МСАО была показана на модели-демонстраторе, названной MAD (Multi-conjugate Adaptive optics Demonstrator). MAD работала, производя коррекцию атмосферных турбулентностей в реальном времени посредством нескольких управляемых деформируемых зеркал в более широком поле обзора (в 2 угл. мин), чем классические системы, которые используют только одно деформируемое зеркало (с полем в несколько десятков угловых секунд). В 2011 г. система МСАО с несколькими лазерными и естественными звездами была внедрена на телескопе Gemini в Чили. Отработанная технология применения МСАО в телескопах 8–10-метрового класса в дальнейшем найдет применение в телескопе ELT с 39-метровой апертурой [1–3].

Значительный интерес представляют и АОС с широким полем зрения (от $2' \times 2'$ до $10\text{--}20' \times 10\text{--}20'$) – так называемые приземные АОС, или АОС приземного слоя GLAO (Ground layer AO). Система GLAO исправляет только оптическую аберрацию, вызванную атмосферной турбулентностью на высоте до 500 м.

Система GLAO состоит из одного деформируемого зеркала, оптически сопряженного с определенной высотой над поверхностью Земли, и нескольких датчиков волнового фронта, измеряющих аберрации волнового фронта в направлениях к нескольким опорным звездам. Опорные звезды могут быть комбинацией естественных и лазерных звезд. Первые результаты применения системы GLAO на 8-метровых телескопах с несколькими опорными звездами были получены в 2007 г. Ее использование на расположенном на высоте 2,6 км в Аризоне 6,5-метровом телескопе MMT с пятью рэлеевскими лазерными опорными звездами позволило улучшить угловое разрешение до $0,22''$, т. е. примерно в 3 раза. Применение GLAO с тремя рэлеевскими лазерными опорными звездами на недалеко расположенном на высоте 3,2 км 8,4-метровом телескопе LBT показало, что при хороших условиях разрешение может быть улучшено в 2 раза.

Система GLAO, использующая несколько натриевых лазерных опорных звезд, установлена на телескопе VLT в Паранальской обсерватории. В 2017 г. в процессе оптических наблюдений посредством GLAO угловое разрешение было улучшено с 1 до $0,6$ угл. сек. по всему полю зрения в 1 угл. мин. Система GLAO может использоваться в сочетании с системой МОАО, которую также планируется установить на телескопах нового поколения – экстремально больших оптических телескопах.

Концепция мультиобъектной системы адаптивной оптики МОАО (Multi-object AO) похожа на многосопряженную АО – МСАО. В ней также несколько деформируемых зеркал производят независимую коррекцию искажений волнового фронта в направлении нескольких опорных звезд (естественных и искусственных), расположенных по более широкому полю зрения до 5–10 угл. мин. Каждое деформируемое зеркало оптимально изменяет форму для

коррекции турбулентности в направлении визирования с помощью атмосферной томографии. МОАО отличается от МСАО тем, что несколько деформируемых зеркал параллельно корректируют фазовые искажения для всех точек в поле зрения («пути»), а не последовательно для разных слоев атмосферы. Первая МОАО система была установлена на 8,2-метровом телескопе Субару (Subaru) и в процессе работы на телескопе с 2014 по 2015 г. продемонстрировала высокую эффективность.

В целом 30-летняя эксплуатация АОС на 8–10-метровых телескопах показала хорошие результаты и позволила приобрести необходимый опыт, который помог при разработке строящихся экстремально больших телескопов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Очевидно, что при определении географических мест размещения адаптивных ОЭС, использующих алгоритмы фазовой коррекции атмосферных искажений по излучению от ЛОЗ, необходимо определять помимо традиционных параметров атмосферы (коэффициента пропускания и др.) также и радиус когерентности атмосферы, угол изопланатизма и внешний масштаб турбулентности.

В интересах разработки крупноапертурных ОЭС, реализующих принципы адаптивной оптической компенсации фазовых искажений турбулентной атмосферы, необходима координация усилий организаций Министерства обороны РФ, институтов РАН и госкорпорации «Роскосмос». На основе всего изложенного выше нетрудно сделать вывод, что целесообразно создавать оптический полигон в местах с благоприятными астроклиматическими условиями для отработки базовых и новых технологий.

Список используемых источников

1. *Лукин В.П.* Формирование оптических пучков и изображений на основе применения систем адаптивной оптики // *Успехи физических наук.* – 2014. – Т. 184, № 6. – С. 599–604.
2. *Клеймёнов В.В., Новикова Е.В.* Действующие крупногабаритные наземные оптические телескопы наблюдения за космическими объектами // *Известия вузов. Приборостроение.* – 2018. – Т. 61, № 10. – С. 827–843.
3. *Клеймёнов В.В., Новикова Е.В.* Экстремально большие наземные оптические телескопы // *Известия вузов. Приборостроение.* – 2021. – № 1. – С. 5–19.
4. *Fried D.L.* Optical Resolution Through a Randomly Inhomogeneous Medium for Very Long and Very Short Exposures // *J. Opt. Soc. Am.* – 1966. – Vol. 56, № 10. – P. 1372–1379.
5. *Fried D.L.* Anisoplanatism in adaptive optics // *J. Opt. Soc. Am.* – 1982. – Vol. 72, № 1. – P. 52–61.
6. *Татарский В.И.* Распространение волн в турбулентной атмосфере. – М.: Наука, 1967.
7. *Hardy J.W.* Adaptive Optics for Astronomical Telescopes. – Oxford University press, 1998. – 437 p.
8. Измерения оптической турбулентности в свободной атмосфере над горой Майданак в 2005–2007 гг. / С.П. Ильясов [и др.] // *Письма в астрономический журнал.* – 2009. – Т. 35, № 8. – С. 606–614.
9. *Senft D., Hunt S., Swindle T.R.* Sodium guide star signal levels measured at AMOS and comparison to theory // *Proc. of the Advanced Maui Optical and Space Surveillance Technologies Conference.* Maui. September 17–20. – 2019. – URL: [https://amostech.com/Technical Pers2019Adaptive-Optics-&-ImagingSenft.pdf](https://amostech.com/Technical%20Pers2019Adaptive-Optics-&-ImagingSenft.pdf) (дата обращения: 2020-12-10).

10. *Большасова Л.А., Лукин В.П.* Адаптивная коррекция атмосферных искажений оптических изображений на основе искусственного опорного источника. – М.: Физматлит, 2012. – 128 с.
11. Works on a set of data measuring turbulence in different seasons of the year / P.A. Konyaev [et al.] // Proc. SPIE. 23rd International Symposium on Atmospheric and Ocean Optics: Atmospheric Physics. – 2017. – Vol. 10466. – P. 10466N-1–5. – DOI: 10.1117/12.2283000.
12. Daytime optical turbulence and wind speed distributions at the Baikal Astrophysical Observatory / L.A. Bolbasova [et al.] // Monthly Notices of the Royal Astronomical Society MNRAS. – 2019. – Vol. 482. – P. 2619–2626.

С.Н. Гусев,
кандидат технических наук;
А.В. Марков,
кандидат технических наук, снс;
Е.В. Харжевский

МЕТОДИЧЕСКИЕ ПОДХОДЫ ПОДГОТОВКИ ЭТАЛОННЫХ ОПИСАНИЙ ОБЪЕКТОВ ДЛЯ РАСЧЕТА ФОРМАЛИЗОВАННЫХ ДЕШИФРОВОЧНЫХ ПРИЗНАКОВ В СВЧ-ДИАПАЗОНЕ

В статье рассмотрены методические подходы подготовки эталонных описаний объектов в СВЧ-диапазоне. Обосновано, что результативность автоматического распознавания объектов напрямую зависит от полноты и качества базы данных эталонной информации. Предложенный подход позволяет получать эталонные описания на основе центров рассеяния объекта как при помощи моделирования процесса отражения зондирующего сигнала, так и по реальным изображениям.

Ключевые слова: радиолокационное изображение, центр рассеяния, формализация, матрица смежности, эталонное описание.

ВВЕДЕНИЕ

Автоматизация является одним из ключевых направлений совершенствования технологий тематической обработки материалов дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Применение алгоритмов, реализующих в автоматизированном режиме дешифрирование изображений, позволяет существенно сократить временные затраты на процесс их обработки. В связи с этим, автоматизация процесса распознавания объектов на радиолокационных изображениях (РЛИ), применяемая при решении задач как в военной, так и в гражданской областях, является одним из ключевых направлений, которое интенсивно развивается в последние десятилетия [1].

Системы радиолокационного зондирования обладают рядом преимуществ по сравнению с оптическими – всепогодное и круглосуточное наблюдение поверхности Земли и расположенных на ней объектов. Вместе с тем такие особенности радиолокационной съемки как наличие большого количества шумов и сложность интерпретации изображений по сравнению с оптическими делают системы автоматического распознавания РЛИ менее эффективными. Это связано, в первую очередь, с зависимостью РЛИ от длины волны, угла визирования и ракурса объекта. Последний факт приводит к тому, что базы данных эталонов не отвечают требованиям систем автоматической обработки, что, в свою очередь, делает задачу распознавания объектов на РЛИ более сложной.

Таким образом, для улучшения качества распознавания РЛИ можно использовать два подхода: улучшение качества исходных изображений и повышение устойчивости алгоритмов распознавания к внешним факторам. Для улучшения качества РЛИ разработано множество алгоритмов, связанных с фильтрацией шумов, улучшения радиометрического и пространственного разрешения, коррекцией динамического диапазона и др. С другой стороны, подход, связанный с повышением устойчивости алгоритмов распознавания к внешним факторам, не достаточно проработан, что актуализирует проведение исследований в данной области [2].

В качестве исходных данных в алгоритмах тематической обработки материалов съемки используются дешифровочные признаки (ДП) объектов – характерные свойства объектов, по

которым их можно обнаружить, распознать и определить состояние. При этом для реализации компьютерной обработки ДП должны быть формализованы, то есть представлены в виде знаков (символов) с помощью формальных языков (как правило, математики и алгебры логики).

Как известно из теории и практики радиолокационного распознавания РЛИ сложного сосредоточенного объекта может быть представлено как совокупность откликов от отдельных центров рассеяния (ЦР) [3]. Важно отметить, что ЦР объектов наблюдения, как правило, описывают ключевые точки этого объекта, что является информативным признаком при распознавании.

В данной статье предлагается методический подход к подготовке эталонных описаний объектов наблюдения на основе ЦР для расчета формализованных ДП. Кроме того, предложенный подход позволяет улучшить качество исходных РЛИ объекта наблюдения при помощи восстановления изображения извлеченными ЦР, что снижает шум и помехи, сохраняя при этом локальные электромагнитные характеристики цели, и, как следствие, пополнение базы данных эталонными РЛИ.

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЦЕНТРОВ РАССЕЯНИЯ ОБЪЕКТА НА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Определение ЦР производится в несколько этапов. Схема подготовки эталонных описаний объектов показана на рис. 1.

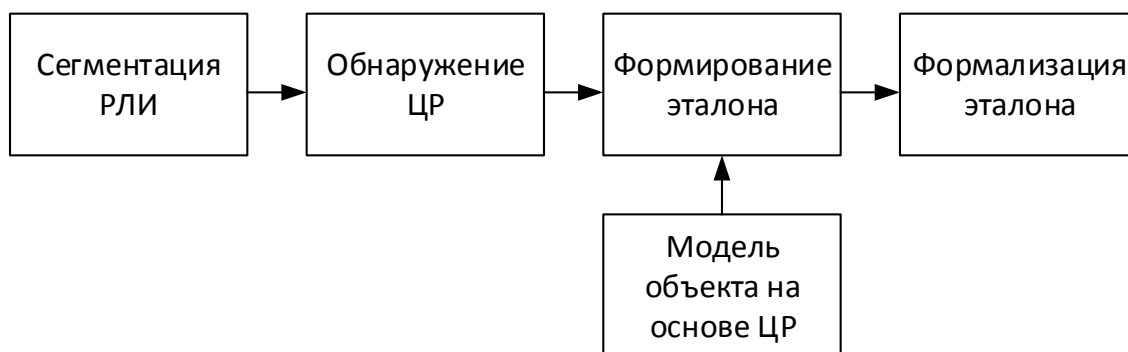


Рис. 1. Схема подготовки эталонных описаний объектов

На первом этапе с целью устранения влияния фона при подготовке эталонов производится сегментация РЛИ, которая включает в себя следующие шаги:

- предварительную сегментацию, например, с помощью детектора CFAR (constant false alarm rate) [4];
- устранение ложных срабатываний CFAR при помощи морфологической обработки изображения;
- объединение в связную область при помощи морфологической обработки изображения.

На рис. 2 показаны этапы сегментации РЛИ самолета. Результат предварительной сегментации (рис. 2,б) отображает ложные отметки, вызванные фоновыми помехами. Морфологическая обработка изображения устраняет большую часть ложных тревог и создает связную область объекта, как показано на рис. 2,в,г.

На втором этапе производится поиск ЦР на реальных изображениях. В качестве метода обнаружения используется подход, описанный в [5]. В данном случае за ЦР принимается точка экстремума функции. Кроме того, в качестве ЦР принимаются точки отражения, в которых сосредоточено 70–80% энергии отраженного сигнала. Результат представляется в виде

таблицы, в которую заносятся координаты центра рассеяния и его значение ЭПР, где первое значение соответствует ЦР с максимальной ЭПР. Следует отметить, что значения ЭПР не являются устойчивым признаком и не могут быть использованы в качестве ДП. Вместе с тем, часть ЦР, отражающих положение ключевых точек объекта, может быть потеряна вследствие низкого уровня отраженного сигнала.

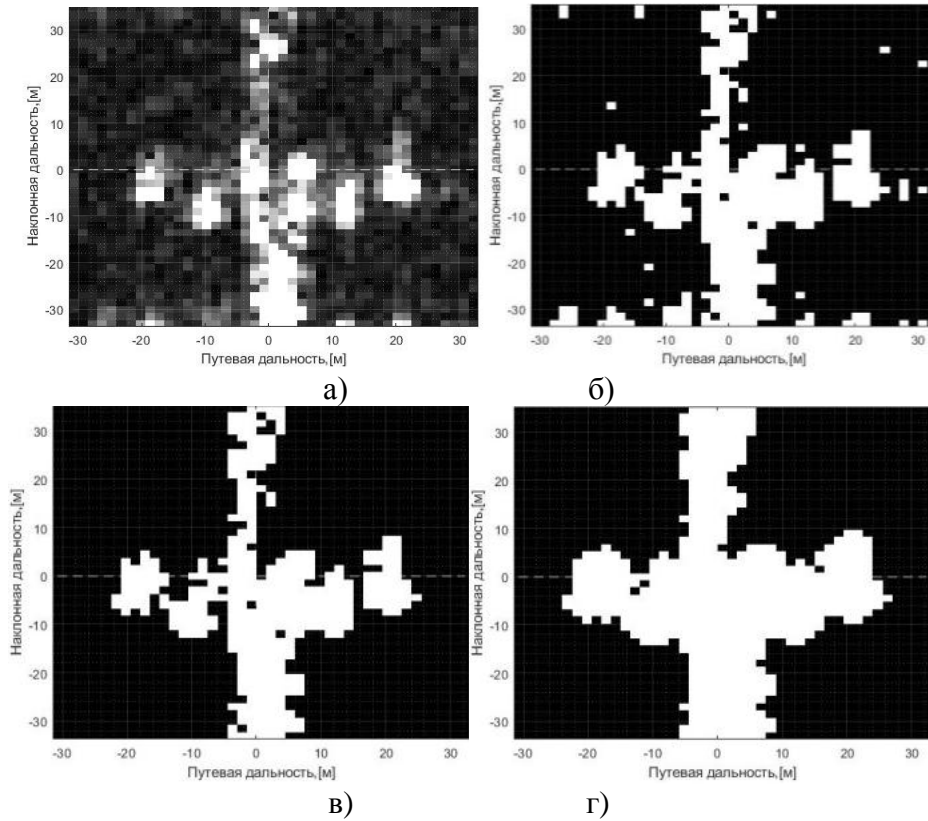


Рис. 2. Этапы сегментации РЛИ:
 а – исходное РЛИ; б – предварительная сегментация;
 в – устранение ложных отметок; г – получение связной области объекта

На *третьем этапе* производится моделирование РЛИ объекта на основе модели ЦР, описанной в работе [3], в которой цель представляет собой сумму N отдельных центров рассеяния. Значит,

$$s(f, \varphi, \Theta) = \sum_{i=1}^N s_i(f, \varphi, \Theta_i) \quad (1)$$

где N – порядок модели.

Каждый ЦР представлен как функция частоты f и ракурса φ :

$$s_i(f, \varphi, \Theta_i) = A_i \left(j \frac{f}{f_c} \right)^{\alpha_i} \sin c \left(\frac{2\pi f}{c} L_i \sin(\varphi - \bar{\varphi}_i) \right), \quad (2)$$

$$\cdot \exp \left(\frac{-j4\pi f}{c} (x_i \cos \varphi + y_i \sin \varphi) \right) \exp(-2\pi f \gamma_i \sin \varphi),$$

где f – центральная частота РСА;
 c – скорость света.

Каждый из ЦР характеризуется семью параметрами:

(x_i, y_i) – положением центра рассеяния на плоскости;

A_i – относительной амплитудой;

L_i – длиной центра рассеяния;

$\bar{\varphi}$ – углом его ориентации;

α_i – параметром, характеризующим частотную зависимость ЦР;

γ_i – параметром, характеризующим зависимость ЭПР от угла обзора.

Модель рассеяния описывается набором параметров $\Theta = [\Theta_1 \dots \Theta_N]$, где каждый вектор $\Theta_i = [x_i, y_i, A_i, \alpha_i, L_i, \bar{\varphi}, \gamma_i]$ представляет собой совокупность из семи параметров, описывающих каждый центр рассеяния. Результат моделирования представлен на рис. 3

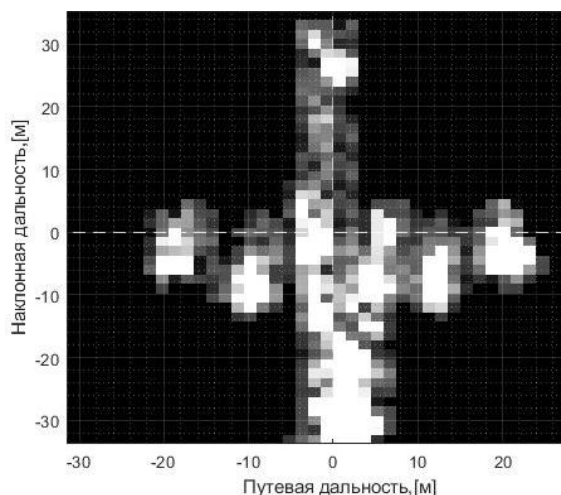


Рис. 3. Результат моделирования объекта на основе ЦР

На следующем этапе производится формирование эталона на основе двух выше описанных подходов. На данном этапе вся область объекта заключается в прямоугольник минимального размера и разбивается на девять регионов при помощи наложения сетки, как показано на рис. 4,а и б. Для каждого региона ЦР сортируются по амплитудам в порядке убывания и формируется их перечень ЦР. Далее производится сопоставление ЦР реального изображения и полученного путем моделирования, где за основу принимается модельное изображение. В случае совпадения положения ЦР сохраняется.

Количество ключевых точек для каждого региона фиксируется на этапе моделирования и на выходе данной процедуры сохраняется. Исключение составляют области отражения с амплитудой, превышающей установленный порог. Положение таких ЦР сохраняется, и они уточняются на этапе моделирования. Важным этапом при подготовке эталонов является накопление статистики, что позволит выявить устойчивые ЦР и более эффективно производить моделирование объектов.

На заключительном этапе производится формализация эталонных описаний объекта. Исследование полученных РЛИ показало, что для распознавания целей в качестве ДП могут использоваться численные массивы (матрицы смежности ЦР), описывающие уровни ЭПР и положение центров отражения. При этом общее количество учитываемых ЦР зависит от характеристик самого объекта (например, для самолета для различных ракурсов оно, как правило, не превышает 10 точек).

Формализованные описания эталонов представляются для объектов наблюдения при различных ракурсах и углах визирования. Пример матрицы смежности представлен на рис. 4,з). Следует отметить, что достоинством данного метода представления эталонного описания

является возможность его адаптации к пространственному разрешению снимка при расчете формализованных ДП объекта.

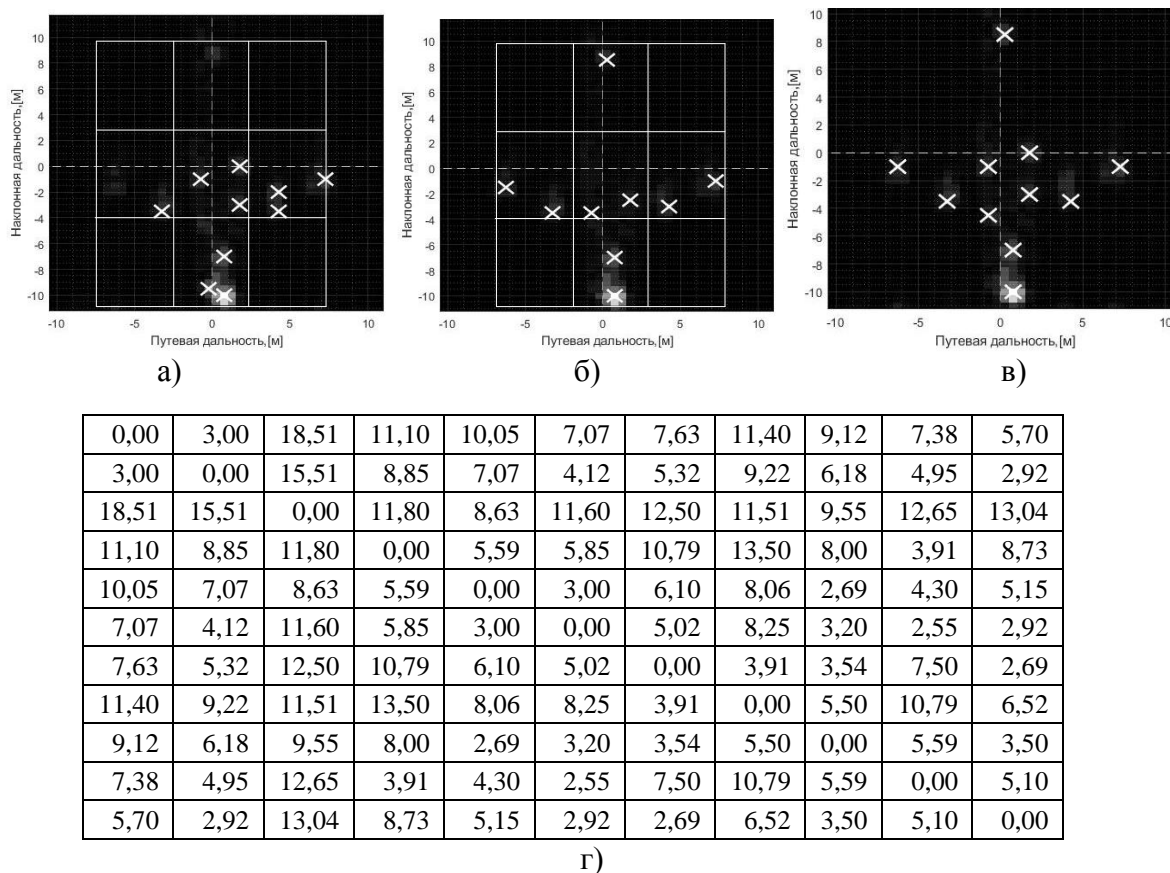


Рис. 4. Этапы формирования эталонного описания объекта:
а – реальное изображение объекта; б – модель изображения объекта; в – результат формирования ЦР; г – матрица смежности ЦР

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Формализованное описание эталона объекта имеет важное практическое значение для реализации автоматизированного дешифрирования космических РЛИ. Предложенный подход подготовки эталонных описаний объектов в СВЧ диапазоне позволяет хранить эталоны в формализованном виде, а также производить расчет формализованных ДП для алгоритмов автоматического распознавания объектов на РЛИ.

Использование в качестве исходных данных как модельных, так и реальных изображений позволяет подготовить наиболее точные эталонные описания объектов и, тем самым, повысить вероятность правильного распознавания объектов на РЛИ. Важной особенностью такого описания является возможность адаптации его под технические характеристики съемочной аппаратуры непосредственно по эталонной информации.

Список используемых источников

1. Школьный Л.А. РЛС воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений. Под ред. Л.А. Школьного. – М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского. – 2008. – 531 с.

2 *B. Ding, G. Wen, X. Huang, X. Yang.* Data Augmentation by Multilevel Reconstruction Using Attributed Scattering Center for SAR Target Recognition // *IEEE Geoscience and Remote Sensing.* – 2017. – Vol. 14, № 6. – P. 979–983

3 *H.-C. Chiang, R. L. Moses, and L. C. Potter.* Model-based classification of radar images // *IEEE Trans. Inf. Theory.* – 2000. – Vol. 46, № 5. – P. 1842–1854.

4 *G. Gao, L. Liu, L. Zhao, G. Shi, and G. Kuang.* An adaptive and fast CFAR algorithm based on automatic censoring for target detection in high-resolution SAR images // *IEEE Geoscience and Remote Sensing.* – 2009. – Vol. 47, № 6. – P. 1685–1697.

5 *А.Л. Ильин, К.И. Титов, А.В. Шульженко* Формирование эталонных изображений для космических радиолокаторов по данным авиационных средств // *Труды XXX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред» / под общ. ред. Ю.В. Кулешова.* – СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2017. – Вып. 12, т. 1. – С. 97–107.

С.Н. Гусев,
кандидат технических наук;
М.Ю. Ортиков,
кандидат технических наук;
А.С. Хазов,
кандидат военных наук

МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ПОЛУЧАЕМЫХ С УЧЕТОМ КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ АТМОСФЕРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

В статье предложена методика формирования радиолокационных изображений, получаемых с учетом компенсации влияния атмосферных искажений. Методика позволяет повысить качество синтеза радиолокационных изображений и отличается от существующих наличием этапа совместного учета и компенсации влияния искажений тропосферы и ионосферы на качество таких изображений при формировании опорной функции по азимуту. В работе отражены зависимости ошибки измерения дальности от угла визирования для частотных диапазонов, используемых в современных радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны. Приведены результаты синтеза радиолокационного изображения в P -диапазоне с учетом компенсации погрешностей, вносимых атмосферой Земли.

Ключевые слова: дистанционное зондирование Земли, радиолокатор с синтезированной апертурой антенны, атмосферные искажения, радиолокационное изображение.

ВВЕДЕНИЕ

За последние десятилетия существенно актуализировалась необходимость в качественном решении задач по круглосуточному всепогодному оперативному мониторингу земной (подстилающей) поверхности, созданию цифровых моделей рельефа, обновлению топографических карт, контролю за изменением фоноцелевой обстановки. Сегодня решение данного перечня задач не представляется возможным без систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), в которых наиболее востребованы радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны (РСА) космического базирования.

Современные РСА функционируют в VHF , UHF , P , L , S , C , X , Ku , Ka диапазонах частот и могут обеспечить получение радиолокационных изображений (РЛИ) с разрешением до единиц сантиметров. Использование низкочастотных диапазонов позволяет с высокой эффективностью применять РСА для картографирования растительных покровов, зондирования подповерхностных объектов.

Вместе с тем при размещении РСА в околоземном космическом пространстве становится необходимым учет ряда проблемных факторов. К таким факторам следует отнести амплитудные и фазовые искажения траекторного сигнала, обусловленные отражающими, преломляющими и поглощающими свойствами атмосферы Земли. Атмосферные искажения приводят к разрушению когерентной структуры сигнала радиолокатора, что является причиной снижения потенциального пространственного разрешения РЛИ, появления геометрических искажений, возникающих при формировании цифровой модели рельефа местности (картографировании).

На сегодняшний день данной проблематике посвящено значительное количество публикаций [1–6], но подходы к решению задачи повышения качества РЛИ путем компенсации влияния атмосферных искажений практически не рассмотрены.

МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ПОЛУЧАЕМЫХ С УЧЕТОМ КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ АТМОСФЕРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Цифровая обработка траекторных сигналов в РСА проводится в два этапа: первый – предварительная цифровая обработка и второй – основная. На первом этапе осуществляются изменение временного масштаба поступающих с аналого-цифрового преобразователя отсчетов сигнала в каждом периоде зондирования и предварительная фильтрация сигналов. На втором этапе проводится основная обработка – синтез РЛИ. В настоящее время существует множество алгоритмов синтеза РЛИ, типовыми из которых являются: алгоритм прямой свертки, алгоритм быстрой свертки и алгоритм гармонического (спектрального) анализа [5, 6].

Высокая производительность и простота перестройки обуславливают преимущество алгоритма быстрой свертки. Алгоритм представлен набором процедур [6]:

1) сжатие по дальности:

$$\dot{U}_R(m, n) = FFT^{-1} \{ FFT [\dot{U}(m, n)] \dot{F}_{HR}(m) \}, \quad (1)$$

где $FFT \{ \}$ – прямое быстрое преобразование Фурье (БПФ) (*Fast Fourier Transform – FFT*);

$FFT^{-1} \{ \}$ – обратное быстрое преобразование Фурье;

$\dot{U}(m, n)$ – входная радиоголограмма;

$\dot{F}_{HR}(m)$ – спектр опорного сигнала по дальности;

2) сжатие по азимуту:

$$\dot{U}_{RX}(m, n) = FFT^{-1} \{ FFT [\dot{U}_R(m, n)] \dot{F}_{HX}(m, n) \}, \quad (2)$$

где $\dot{F}_{HX}(m, n)$ – спектр опорного сигнала по азимуту.

Так как изменение траектории распространения радиоволн в атмосфере, в частности их преломление и изменение дальности до объектов подстилающей поверхности, приводит к появлению на РЛИ масштабных искажений (при пересчете наклонной дальности в горизонтальную дальность в соответствии с изменением углов падения), то процедуру формирования РЛИ целесообразно проводить с учетом компенсации рассматриваемых искажений.

Обобщенная структурно-функциональная схема методики формирования радиолокационных изображений, получаемых с учетом компенсации влияния атмосферных искажений, представлена на рис. 1.

На *первом этапе* осуществляется формирование исходных данных:

1) данные для синтеза РЛИ: $R_{КА}$ – вектор положения космического аппарата (КА), R_j – вектор положения объекта, f – рабочая частота РСА, t – время излучения зондирующего сигнала;

2) данные для расчета показателя преломления: $n(N(z))$ – данные восстановления вертикального профиля по космическим данным и $N'(z)$ – данные восстановления вертикального профиля по данным радиозондирования; W – индекс солнечной активности; I – данные о полном электронном содержании по данным сигналов спутниковых радионавигационных систем (СРНС).

На *втором этапе* осуществляется процедура сжатия по дальности.

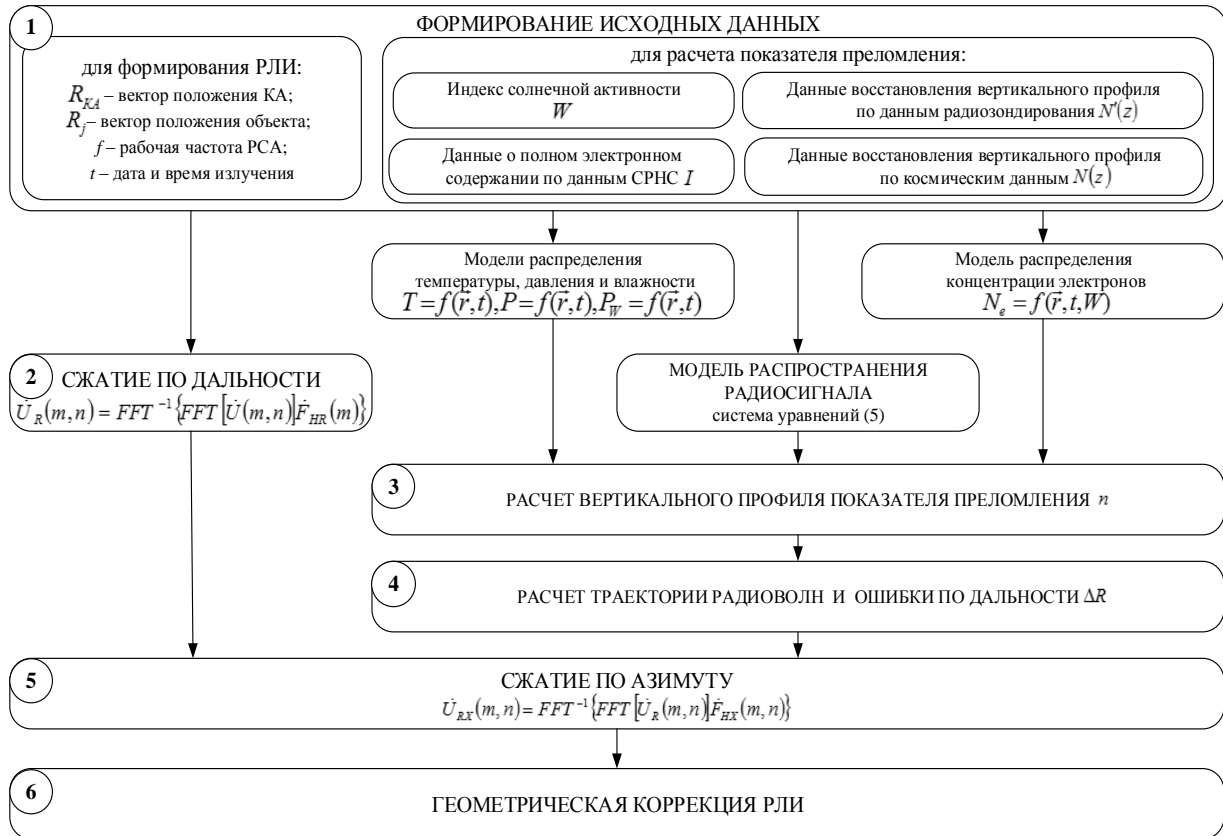


Рис. 1. Структурно-функциональная схема методики формирования радиолокационных изображений, получаемых с учетом компенсации атмосферных искажений

На третьем этапе, на основе аналитических моделей, позволяющих учесть влияние тропосферы и ионосферы, осуществляется формирование вертикального распределения показателя преломления, который характеризует влияние атмосферы на характеристики радиосигнала.

Наиболее распространенной математической моделью, достаточно информативно описывающей структуру средней диэлектрической проницаемости в тропосфере является экспоненциальная модель [7]:

$$n_{\text{троп}}(z) = 1 + \left(k_1 \frac{P}{T} + k_2 \frac{P_W}{T} + k_3 \frac{P_W}{T^2} \right) 10^{-6} e^{(-bz)}, \quad (3)$$

где z – высота вертикального профиля;

k_1 – k_3 – эмпирические коэффициенты;

P – атмосферное давление, гПа;

T – температура воздуха, К;

P_W – парциальное давление водяного пара, гПа;

b – параметр, характеризующий скорость убывания индекса рефракции по высоте (0,128–0,135), м^{-1}

Для описания распространения электромагнитных волн в ионосфере целесообразно использовать эмпирические модели ионосферы *IRI* (*International Reference Ionosphere*) и *NeQuick*, которые позволяют определить характеристики ионосферы для заданных координат и времени, при заданном индексе солнечной активности.

Вертикальное распределение показателя преломления с учетом ионосферы описывается выражением

$$n_{\text{ион}}(z) = \frac{40,3}{f^2} N_e(z), \quad (4)$$

где $N_e(z)$ – концентрация электронов.

Траектория и направление волнового вектора луча в среде с показателем преломления в общем случае описывается системой дифференциальных уравнений [8]:

$$\begin{cases} \frac{\partial \vec{r}}{\partial t} = \left(\frac{C^2 \vec{k}}{\omega^2 n} - \frac{\partial n}{\partial k} \right) / \left(\frac{n}{\omega} - \frac{\partial n}{\partial \omega} \right), \\ \frac{\partial \vec{k}}{\partial t} = \frac{\partial n}{\partial \vec{r}} / \left(\frac{n}{\omega} - \frac{\partial n}{\partial \omega} \right). \end{cases} \quad (5)$$

где \vec{r} – пространственные координаты;

C – скорость света;

\vec{k} – волновой вектор;

ω – угловая частота;

n – показатель преломления.

В рамках выбранной системы уравнений фаза и время распространения сигнала будут определяться интегральными выражениями вдоль трассы распространения:

$$n_{\Sigma}(z) = 1 + \left(k_1 \frac{P}{T} + k_2 \frac{P_w}{T} + k_3 \frac{P_w}{T^2} \right) 10^{-6} e^{(-bz)} - \frac{40,3}{f^2} N_e(z). \quad (6)$$

На *четвертом этапе* осуществляется расчет траектории радиоволн с учетом полученного показателя преломления и определяется ошибка по дальности ΔR .

Учитывая явления многолучевости и рассеяния, ошибки по дальности целесообразно рассматривать как разницу между фазовым путем и геометрическим расстоянием, групповую задержку, обусловленную отличием скорости распространения энергии в среде от скорости света [8]:

$$\Delta R = \int_{X_1}^{X_2} n dr_0 - \int_{X_1}^{X_2} dr_0 \quad (7)$$

где X_1 и X_2 – точки расположения фазового центра антенны и центра зоны обзора;

dr_0 – элемент прямого пути от X_1 к X_2 ;

При таком подходе точность учета атмосферных искажений будет определяться точностью описания показателя преломления n .

На *пятом этапе* осуществляется процедура сжатия по азимуту.

На *шестом этапе* осуществляется геометрическая коррекция РЛИ с учетом новых значений по дальности.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ АТМОСФЕРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ

В соответствии с этапами представленной методики проведем оценивание уровня атмосферных погрешностей для диапазонов частот, используемых в современной радиолокации.

В качестве исходных данных в ходе моделирования было принято:

- вектор положения КА $R_{КА}$ (координаты: широта $\lambda = 55,0$; долгота $\varphi = 37,5$; высота $h = 420$ км);
- вектор положения объекта R_j (координаты вычисляются для значений угла падения в диапазоне 30–80 градусов, $h = 0$ км);
- стандартные значения температуры и давления на уровне земной поверхности ($P = 1013,25$ гПа; $T = 288,15$ К).

В качестве модели ионосферы использовалась модель *IRI-Plas*, уровень солнечной активности определялся индексом солнечной активности – число Вольфа $W = 250$.

На рис. 2 представлены результаты оценивания погрешностей, вносимых атмосферой Земли, для различных диапазонов частот современных РСА.

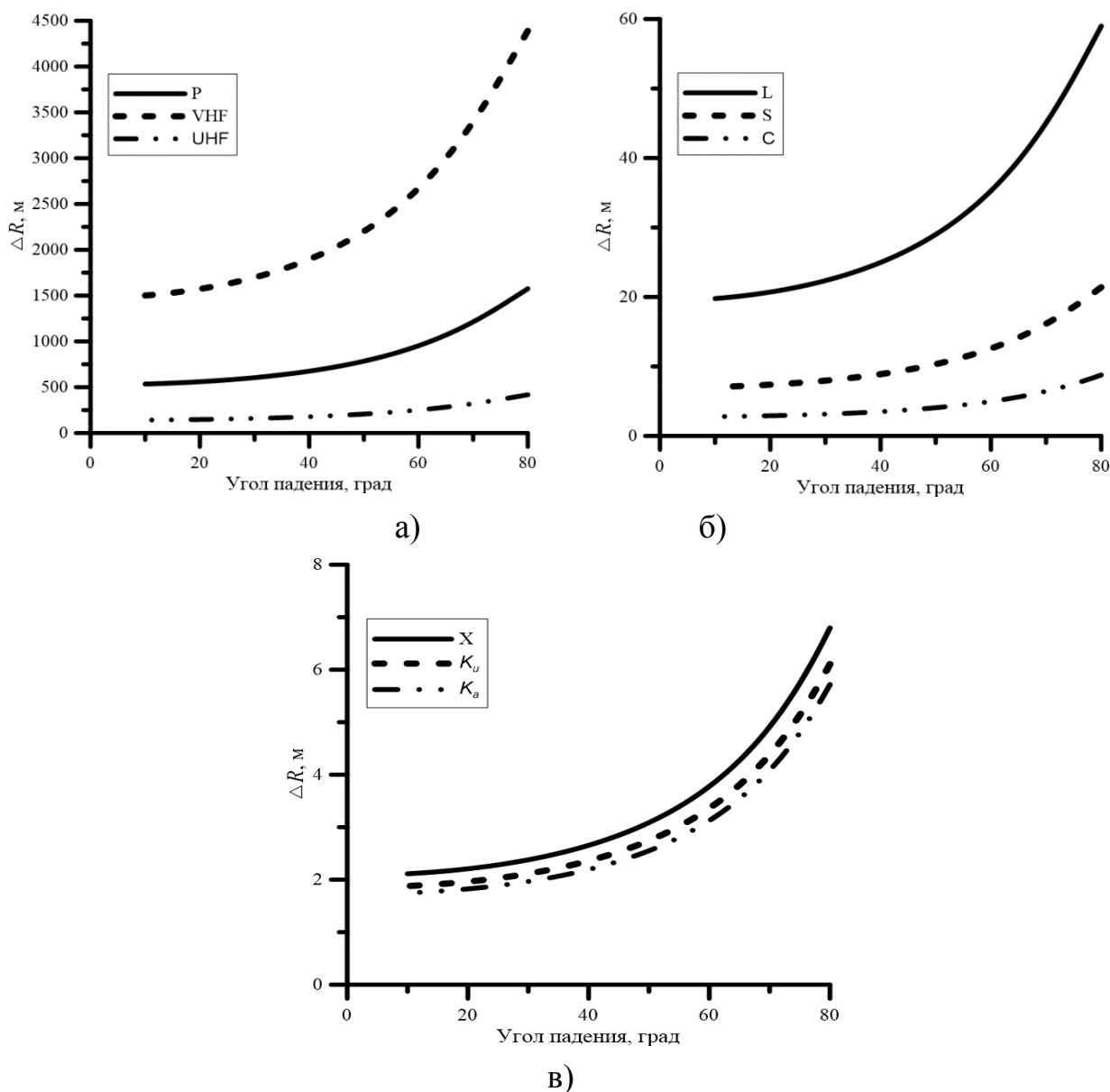


Рис. 2. Зависимость ошибки измерения дальности от угла падения для следующих диапазонов:
 а – VHF, UHF, P; б – L, S, C; в – X, Ku, Ka

Для углов падения 30–80 градусов величина ошибки по дальности составила: VHF – 0,8–2 км; UHF – 0,3–150 м; P – 0,015–2,5 км; L – 18–50 м; S – 7,5–16 м; C – 3,75–7,5 м; X – 3,75–

7,5 м; Ku – 3,62–7,23 м; Ka – 3,61–7,11 м. Результаты расчетов показали, что для диапазонов C , X , Ku и Ka ошибки по дальности практически совпадают, что является свидетельством незначительного влияния ионосферы для указанных частот.

Рассмотрим влияние ионосферных искажений на качество синтеза РЛИ в P -диапазоне (рис. 3 и 4).

В качестве исходных данных были приняты:

- высота орбиты носителя РСА $h = 420$ км;
- несущая частота $f_0 = 435$ МГц;
- угол визирования $\beta = 60^\circ$;
- ширина спектра зондирующего сигнала $\Delta F = 30$ МГц;
- ширина диаграммы направленности в угломерной плоскости $\theta = 3,5^\circ$.

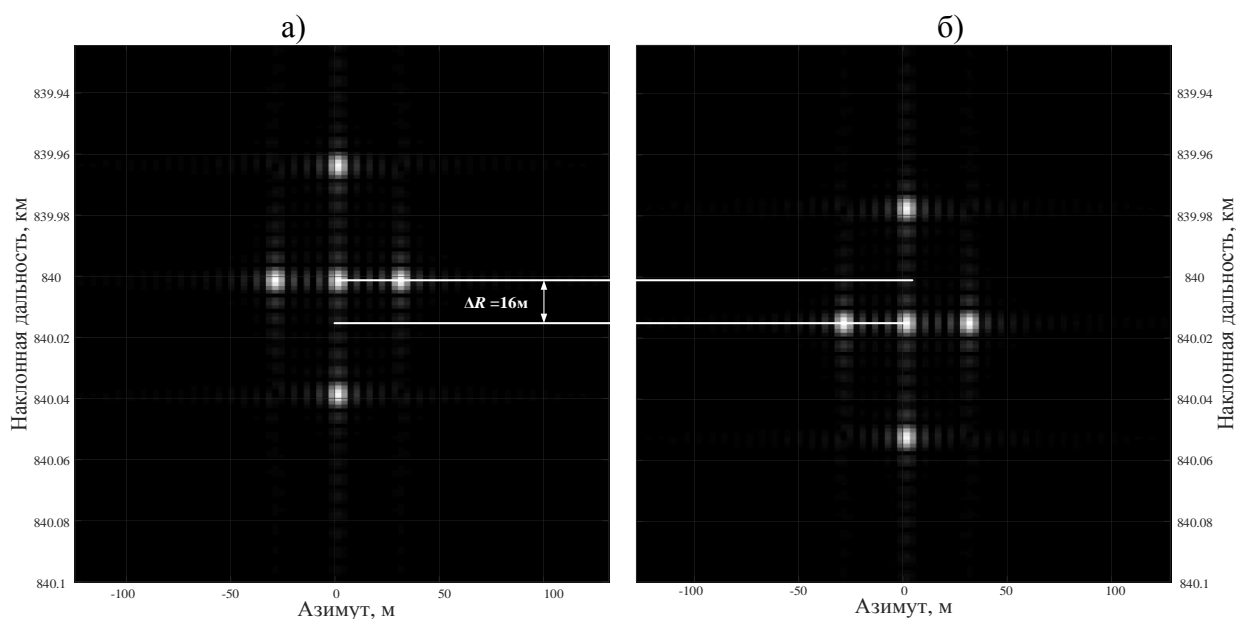


Рис. 3. РЛИ угловых отражателей до (а) компенсации ионосферных погрешностей и после них (б)

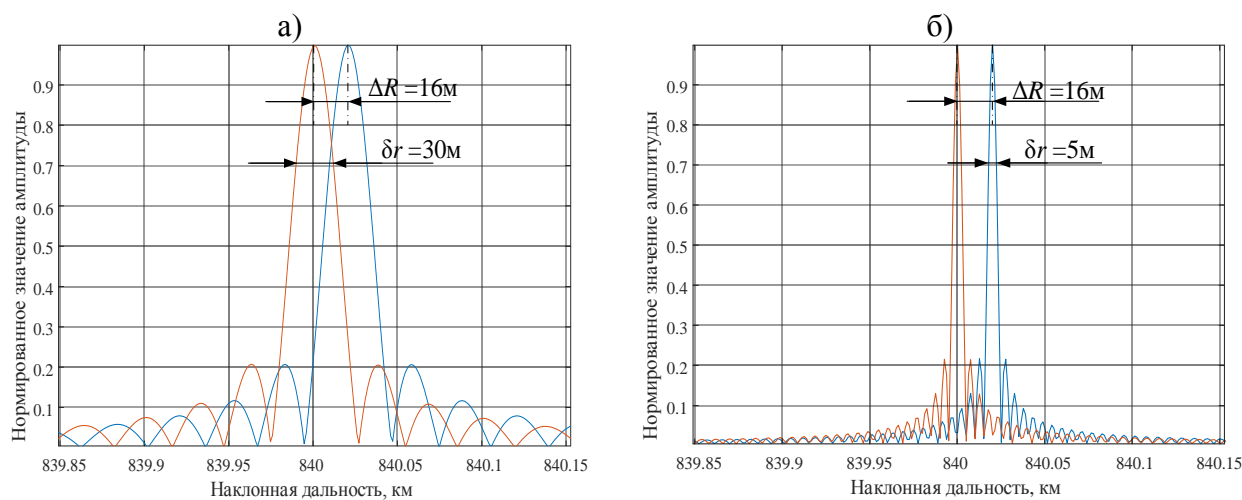


Рис. 4. Сечение РЛИ по дальности при ширине спектра зондирующего сигнала: 6 МГц (а) и 30 МГц (б)

Из характеристик полученного РЛИ следует, что для заданных условий (полоса захвата $L = 100$ км) величина геометрических искажений на дальнем крае РЛИ составляет $\Delta R = 16$ м.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, результаты имитационного моделирования показали наличие ошибок по дальности, обусловленных атмосферными искажениями, значения которых нелинейно изменяются в пределах полосы съемки РСА и имеют существенные различия на краях формируемого РЛИ. Игнорирование указанных ошибок на этапе обработки радиолокационных данных приводит к возникновению масштабных искажений на РЛИ, что при решении задачи формирования цифровых моделей рельефа в условиях отсутствия опорных точек может снизить точность координатной привязки РЛИ. Решение данной проблемы осуществляется за счет геометрической коррекции РЛИ по координате дальности в соответствии со значениями ошибок по дальности, рассчитанными на основе рассмотренной методики.

Список используемых источников

1. О преодолении деструктивного влияния ионосферы на разрешающую способность транссионосферной РЛС УКВ-диапазона волн при дистанционном зондировании Земли / В.Б. Штейншлейгер [и др.] // *Успехи физических наук*. – 1998. – Т. 168, № 12. – С. 1361–1364.
2. *Горячкин О.В.* Влияние атмосферы Земли на деградацию характеристик изображений космических радиолокационных станций с синтезированной апертурой // *Компьютерная оптика*. – 2002. – Вып. 24. – С. 177–183.
3. *Горячкин О.В.* Компенсация искажений радиоимпульса в транссионосферных РСА УКВ диапазона // *Электромагнитные волны и электронные системы*. – 2004. – Т. 9, № 6. – С. 38–45.
4. *Горячкин О.В., Женгуров Б.Г., Маслов И.В.* Моностатический радиолокационный комплекс Р-диапазона для перспективного малого космического аппарата // *Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета*. – 2016. – Т. 15, № 1. – С. 38–45.
5. *Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю.* Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
6. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В.С. Верба [и др.]. – М.: Радиотехника, 2010. – 675 с.
7. Мощные надгоризонтные РЛС дальнего обнаружения: разработка, испытания, функционирование / С.В. Боев [и др.]. – М.: Радиотехника, 2013. – 168 с.
8. Ионосферное обеспечение средств локации, навигации и связи: учеб. пособие / Б.В. Троицкий [и др.]. – СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2011. – 235 с.

Д.А. Денисенков,
кандидат физико-математических наук;
В.Ю. Жуков,
доктор физико-математических наук;
О.А. Королёва;
Г.Г. Щукин,
доктор физико-математических наук, профессор

ВОЗМОЖНОСТИ НЕКОГЕРЕНТНОГО РАДИОЛОКАТОРА В ОПРЕДЕЛЕНИИ ЗОН НЕОДНОРОДНОСТИ ПОЛЯ СКОРОСТИ ВЕТРА

Рассмотрена возможность применения некогерентных метеорологических радиолокаторов для распознавания опасных явлений погоды, связанных с ветром. Сделано предположение об эффективном использовании для этих целей нового параметра – базы принимаемого сигнала. Приведены теоретические расчеты, и представлены графики зависимости базы от параметров наблюдаемой неоднородности, подтверждающие сделанное предположение.

Ключевые слова: метеорологическая радиолокация, распознавание опасных явлений погоды, первичная обработка сигнала.

ВВЕДЕНИЕ

Общепринятым считается утверждение о том, что различные явления погоды, связанные с ветром, способен обнаруживать только когерентный радиолокатор. Отчасти это правильно, поскольку только он имеет возможность оценивать среднее по разрешаемому объему значение радиальных скоростей гидрометеоров. Однако зачастую величина указанного объема оказывается настолько большой, что эффекты, порождаемые интересующими нас неоднородностями (сдвиг ветра, вертикальные потоки воздуха, смерч, шквал), сглаживаются и не могут быть распознаны. Например, характерным признаком наблюдения смерча является резкий скачок оценки средней радиальной скорости частиц в двух смежных по азимуту разрешаемых элементах. Но его появление возможно только при условии, что линейный размер луча антенны как минимум в 2 раза меньше диаметра смерча. Поскольку последний составляет сотни метров, дальность обнаружения смерча радиолокатором, имеющим ширину луча 1 градус (наиболее распространенное значение у современных метеорологических радиолокаторов), оказывается равной примерно 25 км, что очевидно недостаточно.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Разрешение указанной проблемы возможно двумя путями. Первый – сжатие антенного луча, для чего требуется либо уменьшать длину волны несущего колебания, либо увеличивать диаметр антенны. И тот и другой ресурсы уже исчерпаны, и добиться каких-либо существенных успехов в этом направлении вряд ли получится.

Остается второй путь – изыскивать новые методы обработки принимаемых радиолокационных сигналов. Например, использовать оценки ширины спектра скоростей и осуществлять дальнейший анализ их пространственного распределения [1]. В частности, был разработан метод распознавания на их основе сдвига ветра [2], а также выдвинуто предположение об использовании нового параметра – базы принимаемого сигнала. Последний выгодно отличается тем, что позволяет распознать именно ярко выраженные неоднородности поля ветра.

При этом игнорируются плавные изменения его параметров, не представляющих опасности, но способных вызвать значительное расширение спектра сигнала.

Интересным аспектом предлагаемой обработки является то, что она применима как при когерентном режиме работы радиолокатора, так и при некогерентном, т. е. при обычном амплитудном детектировании [3]. Это открывает хорошие перспективы для увеличения эффективности работы считающейся морально устаревшей техники типа радиолокаторов МРЛ-5, с одной стороны, и для удешевления новых разработок за счет отказа от построения системы обеспечения когерентности – с другой.

Высказанное утверждение основывается на данных теории, которые показывают, что корреляционные функции исходного сигнала и того, что получается после его амплитудного детектирования, связаны следующими соотношениями [4]:

– для линейного детектора

$$R(\tau) \approx \frac{\pi\sigma^2}{2} R_0^2(\tau), \quad (1)$$

где $R_0(\tau)$ – корреляционная функция низкочастотной части входного узкополосного случайного процесса;

σ^2 – дисперсия этого процесса;

– для квадратичного детектора

$$R(\tau) = R_0^2(\tau). \quad (2)$$

Очевидно, что принципиальных отличий между результатами двух видов детектирования нет, и можно ограничиться рассмотрением одного квадратичного детектора.

Неоднородность поля ветра представим в виде зоны, внутри которой параметры ветра отличаются от тех, что имеют место в окружающем пространстве. При ее наблюдении радиолокатором в его луче оказываются одновременно две массы воздуха, каждая из которых формирует отражение с корреляционной функцией

$$R_i(\tau) = P_i \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma_{\tau i}^2} + j\omega_{0i}\tau\right), \quad (3)$$

где P_i – мощность отражения;

ω_{0i} – его средняя частота;

$\sigma_{\tau i}$ – интервал корреляции. Аппроксимация спектра гауссовой кривой выбрана как наиболее распространенная для отражений от метеообразований [5].

Принимаемый радиолокатором сигнал в данном случае является суммой отражений от каждой из упомянутых масс воздуха. Поскольку эти слагаемые независимы, корреляционная функция суммарного сигнала

$$R_{\Sigma}(\tau) = P_1 \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma_{\tau 1}^2} + j\omega_{01}\tau\right) + P_2 \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma_{\tau 2}^2} + j\omega_{02}\tau\right). \quad (4)$$

Квадрат интервала корреляции сигнала после амплитудного квадратичного детектирования имеет вид

$$\begin{aligned} \sigma_{\tau \text{АКД}}^2 &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 R_{\Sigma}^2(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} R_{\Sigma}^2(\tau) d\tau} = \\ &= 0,5 \frac{\sigma_{\tau 1}^3 + \varepsilon^2 \sigma_{\tau 2}^3 + 2\varepsilon(1-I)\exp(-I/2)}{\sigma_{\tau 1} + \varepsilon^2 \sigma_{\tau 2} + 2\sqrt{2}\varepsilon\sigma_{\tau 1}\sigma_{\tau 2}(\sigma_{\tau 1}^2 + \sigma_{\tau 2}^2)^{-1/2}\exp(-I/2)} \left(\frac{2\sigma_{\tau 1}^2\sigma_{\tau 2}^2}{\sigma_{\tau 1}^2 + \sigma_{\tau 2}^2}\right)^{3/2}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\text{где } \varepsilon = P_2/P_1, I = \frac{(\omega_{01}-\omega_{02})^2 \sigma_{\tau 1}^2 \sigma_{\tau 2}^2}{\sigma_{\tau 1}^2 + \sigma_{\tau 2}^2}.$$

Далее ищем ширину энергетического спектра этого сигнала. Сначала находим сам спектр как преобразование Фурье корреляционной функции

$$S_{\Sigma}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\Sigma}^2(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau. \quad (6)$$

Квадрат ширины этого спектра

$$\sigma_{\omega \text{ АКД}}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 S_{\Sigma}(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} S_{\Sigma}(\omega) d\omega} = \frac{2}{(1+\varepsilon)^2} \left(\frac{1}{\sigma_{\tau 1}^2} + \frac{\varepsilon}{\sigma_{\tau 2}^2} + \varepsilon \left(\frac{1}{\sigma_{\tau 1}^2} + \frac{1}{\sigma_{\tau 2}^2} + \frac{(\omega_{01}-\omega_{02})^2}{2} \right) \right). \quad (7)$$

Искомая величина базы принимаемого сигнала

$$B = \sigma_{\tau \text{ АКД}}^2 \sigma_{\omega \text{ АКД}}^2 \quad (8)$$

выражается слишком громоздкой формулой для того, чтобы приводить ее здесь полностью. Гораздо больший интерес представляют рассчитанные по ней зависимости величины базы от соотношения мощностей слагаемых, разности их средних частот и различных значений ширины спектра, приводимые ниже (рис. 1, 2).

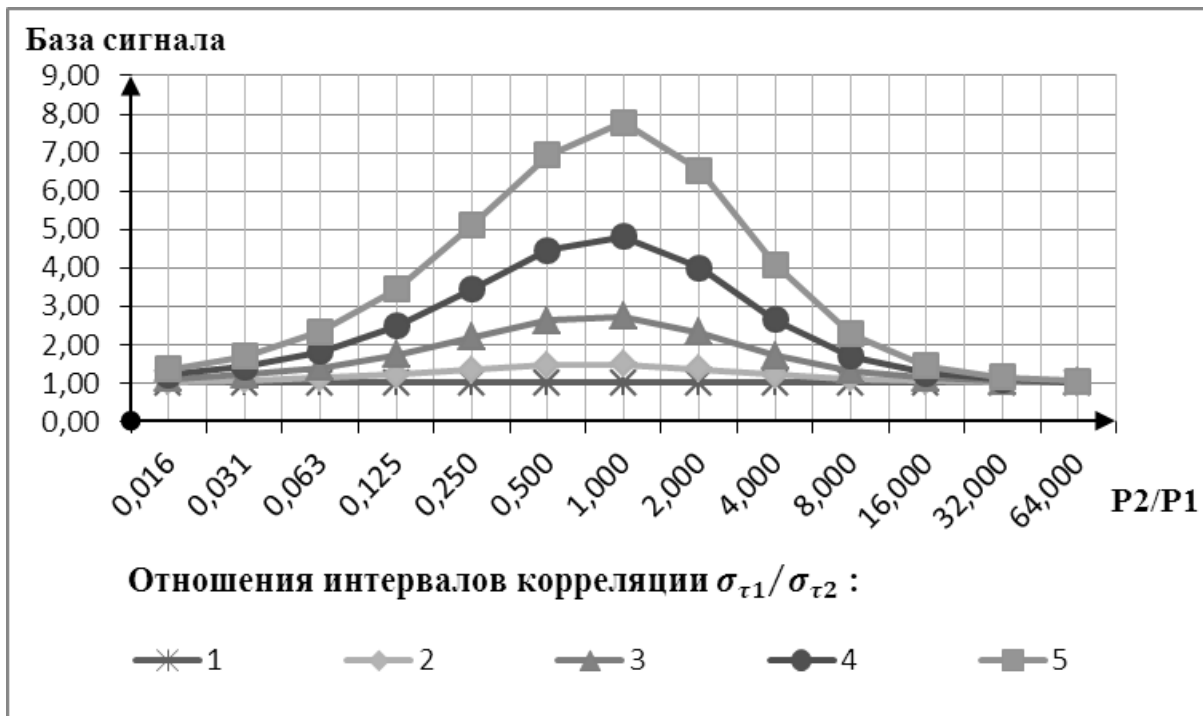


Рис. 1. Зависимость базы сигнала от отношения мощностей составляющих для различных отношений интервалов корреляции

На рисунках хорошо видно, что величина базы реагирует на неоднородность поля ветра, выражающуюся в присутствии воздушных масс с разной шириной спектра скоростей частиц

или с различными средними значениями этих скоростей, в широких пределах соотношения мощностей создаваемых ими отражений. Особенно интересен уже отмечавшийся ранее [6] эффект уменьшения базы до величин, меньших единицы, при малых значениях разности средних значений спектра, который может служить хорошим предиктором наблюдения вертикального воздушного потока на малых углах места антенны радиолокатора.

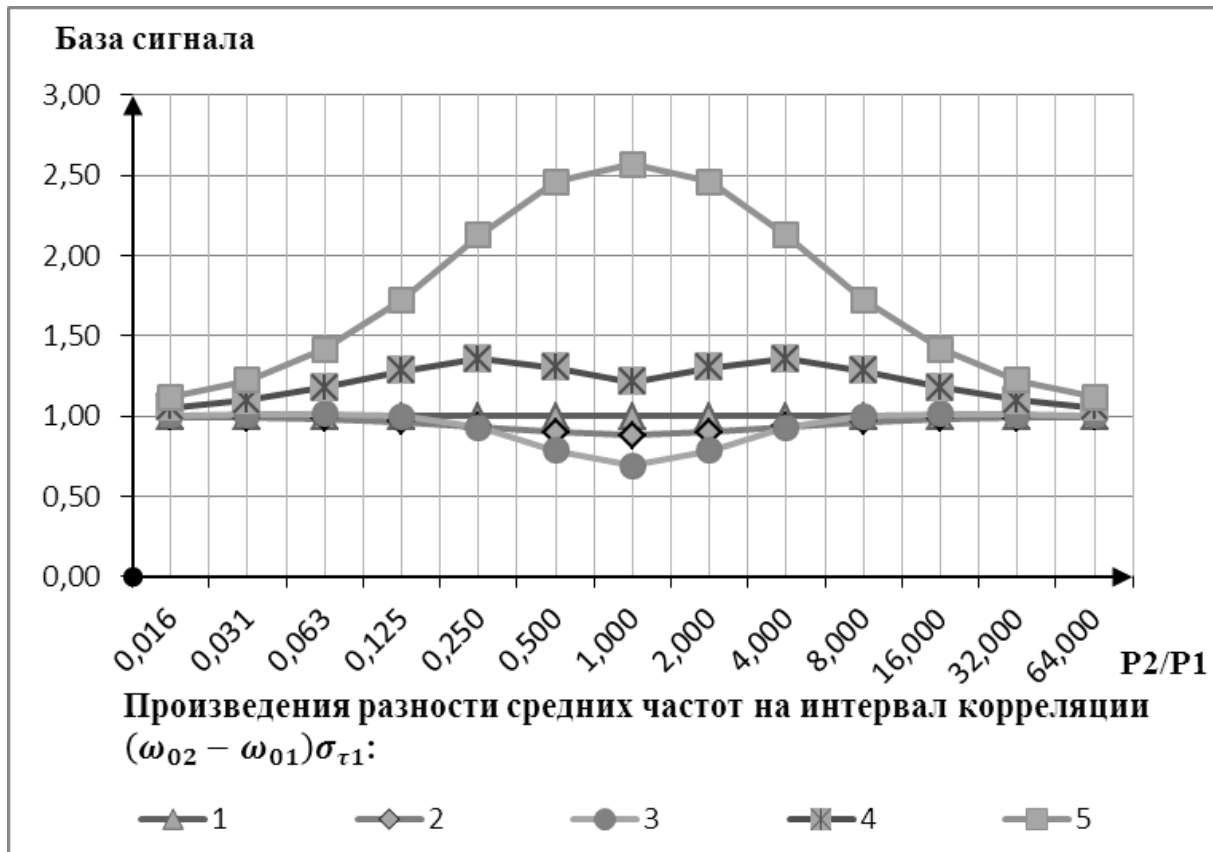


Рис. 2. Зависимость величины базы сигнала от отношения мощностей составляющих для различных значений произведений разности средних частот на интервал корреляции

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из приведенных выше данных следует, что база принимаемого сигнала в некогерентном радиолокаторе может служить хорошим показателем присутствия в исследуемом разрешаемом объеме пространства ярко выраженных неоднородности параметров ветра. Ее изменения вызваны либо разницей средних значений радиальной скорости ветра в двух одновременно наблюдаемых областях пространства, либо различными значениями интенсивности турбулентности, либо и тем и другим одновременно. Это подтверждает возможность распознавания связанных с ветром опасных явлений погоды некогерентными метеорологическими радиолокаторами.

Список используемых источников

1. Восстановление поля скорости воздушных потоков в метеорологической доплеровской радиолокации / А.М. Девяткин [и др.] // Метеорология и гидрология. – 2018. – № 1 – С.107–115.
2. Денисенков Д.А., Жуков В.Ю., Шукин Г.Г. Распознавание сдвига ветра по данным метеорологического радиолокатора // Метеорология и гидрология. – 2019. – № 11. – С. 109–118.
3. Бычков А.А., Жуков В.Ю., Шукин Г.Г. Дополнительные информативные возможности малогабаритного метеорологического радиолокатора «Контур МЕТЕО-01» // V Всероссийские Армандовские чтения «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике»: материалы V Всеросс. науч. конф. – Муром: ВлГМУ, 2015. – С.115–119.
4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
5. Зрнич Д., Довиак Р. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения. – Л.: Гидрометеоиздат, 1988. – 512 с.
6. Применение оценки ширины спектра радиолокационного сигнала для распознавания вертикальных воздушных потоков / Д.А. Денисенков [и др.] // Метеорология и гидрология. – 2020. – № 12. – С.110–116.

Д.П. Егоров*;
Б.Г. Кутуза*,
доктор физико-математических наук, профессор
*Институт радиотехники и электроники
имени В.А. Котельникова РАН, г. Москва.

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ СТРУКТУРА ЯРКОСТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ АТМОСФЕРЫ В К-ДИАПАЗОНЕ ПРИ НАЛИЧИИ КУЧЕВОЙ ОБЛАЧНОСТИ

Рассматривается модель Планка для генерации случайных разорванных облачных полей в трехмерной расчетной области. Создана программная модель неподвижного наземного радиометра с меняющимся по высоте пространственным разрешением. Радиометр регистрирует спектры яркостной температуры нисходящего излучения при любых модификациях профилей метеопараметров в расчетной области, включая модификации профиля влажности, заданного на этапе генерации облачного поля. Получены первые результаты сравнения модельных значений яркостной температуры с данными физического эксперимента по длительному измерению спектров нисходящего излучения атмосферы в области резонанса поглощения водяного пара 18–27,2 ГГц.

Ключевые слова: атмосфера, яркостная температура, К-диапазон, кучевая облачность, модель Планка.

ВВЕДЕНИЕ

СВЧ-радиометрический метод позволяет по яркостной температуре излучения атмосферы оценить такие интегральные параметры, как полная масса водяного пара, водозапас облаков. При наземных наблюдениях нисходящего излучения обычно элемент пространственного разрешения СВЧ-радиометра намного меньше размера облака, что позволяет исследовать пространственно-временную изменчивость поля влагосодержания атмосферы. В то же время пространственная разрешающая способность современных спутниковых СВЧ-радиометров в частотном диапазоне 10–40 ГГц составляет 12–30 км, что существенно больше горизонтальных размеров кучевых облаков. При решении обратной задачи, как правило, принимается однородная плоскостная модель, которая не учитывает свойства неоднородной структуры облачного поля. А учитывая нелинейность зависимости яркостной температуры атмосферы от водозапаса облаков, эта особенность приводит к систематическим ошибкам в определении указанных выше интегральных параметров. В настоящее время широкое распространение получила Планковская модель кучевой облачности [1], учитывающая ее разрывную структуру. В данной работе рассматривается эта модель, и обсуждаются возможности ее применимости в задачах дистанционного зондирования атмосферы. Проводится непосредственное численное моделирование яркостных температур нисходящего излучения разрывной кучевой облачности на различных частотах микроволнового диапазона с использованием Планковской модели облачного поля. Полученные значения сравниваются с данными физического эксперимента по измерению спектров нисходящего излучения атмосферы в области резонанса поглощения водяного пара в К-диапазоне.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯ ОБЛАЧНОСТИ И ЯРКОСТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

Рассмотрим модель Планка для генерации случайных разорванных облачных полей. По результатам обработки обширной базы стереоскопических фотографий облачности в районе полуострова Флорида (США) Планком в работе [1] была предложена следующая формула:

$$n(D) = K \cdot e^{-\alpha D}, \quad 0 \leq D \leq D_m. \quad (1)$$

Здесь D – диаметр облака;
 $n(D)$ – количество облаков определенного диаметра
 D_m – максимальный диаметр облака в ансамбле;
 K – нормировочный коэффициент;
 α – параметр, зависящий от времени суток и различных локальных климатических условий.

Связь между мощностью (высотой) H и диаметром D облака при этом имеет вид

$$H = \eta D \left(\frac{D}{D_m} \right)^\beta, \quad (2)$$

где η и β – параметры [1]. Ограничимся рассмотрением конвекционных облаков типа Cumulus (кучевые). Средние значения эффективной температуры, водозапаса, мощности и высоты нижней границы облаков Cu hum/med/cong приведены в работах [2, 3]. Высотный профиль водности такого облака может быть рассчитан как [4]

$$w(\xi) = w(\xi_0) \frac{\xi^{\mu_0} (1-\xi)^{\psi_0}}{\xi_0^{\mu_0} (1-\xi_0)^{\psi_0}} = \frac{W}{H} \cdot \frac{\Gamma(2+\mu_0+\psi_0)}{\Gamma(1+\mu_0)\Gamma(1+\psi_0)} \xi^{\mu_0} (1-\xi)^{\psi_0}, \quad (3)$$

где ξ – приведенная высота внутри облака, $\xi = h/H$;
 H – мощность облака, км;
 W – (интегральный) водозапас облака, кг/м²;
 $w(\xi)$ – водность облака, кг/м³;
 $w(\xi_0)$ – водность облака, кг/м³;
 ξ_0 – приведенная высота максимальной водности;
 μ_0 и ψ_0 – безразмерные параметры.

Согласно работе [2] значения параметров равны: $\mu_0=3.27$, $\psi_0=0.67$, $\xi_0=0.83$.

Зададим расчетную область Ω с площадью 50 x 50 км (Oxy), высотой 10 км (Oz) и сеткой в 300 x 300 x 500 узлов соответственно. Форму облаков будем считать цилиндрической. Примем также, что границы облаков не имеют пересечений. Установив значения модельных параметров K , D_m , α , β , η и назначив фиксированный интервал высот, в котором может меняться нижняя граница облаков, сгенерируем поле разрывной кучевой облачности. Количественное распределение облаков по диаметрам получим из выражения (1), подставив на место D величину $k \cdot D_m \cdot r^{-1}$, где k – целое, $1 \leq k \leq r$, а r подбирается, исходя из подробности имеющейся расчетной сетки.

Сгенерировав поле облачности, определим в каждой точке плоскости $h=0$ профиль водности $\tilde{w}(h)$, такой, что $\tilde{w}(h) = w((h-H_0)/H)$, если h внутри облака с высотой нижней границы H_0 и мощностью H , и $\tilde{w}(h) = 0$, если h лежит вне облака. Для расчета радиоярких температур, помимо профиля водности, необходимо знать профили термодинамической температуры $T(h)$, атмосферного давления $P(h)$ и влажности воздуха $\rho(h)$. Примем стандартную модель атмосферы с экспоненциальными законами распределения температуры, давления и влажности по высоте. Яркая температура нисходящего в направлении θ излучения атмосферы как многослойной однородной среды представима в виде [2]

$$T_b^\theta(\nu) = \int_0^\infty T(h) \gamma(\nu, h) \sec \theta \cdot \exp\left(-\int_0^h \gamma(\nu, z) \sec \theta dz\right) dh. \quad (4)$$

Здесь $T_b^\theta(\nu)$ – яркостная температура на частоте ν в направлении θ ;

$\gamma(\nu, h)$ – совокупный по атмосферным составляющим погонный коэффициент поглощения, нп/км, при этом

$$\gamma(\nu, h) = \gamma_o(\nu, h) + \gamma_p(\nu, h) + \gamma_\omega(\nu, h), \quad (5)$$

где γ_o и γ_p – погонные коэффициенты поглощения в кислороде и водяном паре соответственно [5];

γ_ω^* – погонное поглощение в облаке [2, 3].

СРАВНЕНИЕ МОДЕЛИ С ДАННЫМИ ФИЗИЧЕСКОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Эксперимент по измерению яркостной температуры нисходящего излучения атмосферы в области резонанса поглощения водяного пара 18–27,2 ГГц проведен на базе Фрязинского филиала Института радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН (г. Фрязино Московской области). Спектры яркостной температуры регистрировались из окна лабораторной комнаты под зенитным углом 51° при помощи специального 47-канального микроволнового радиометра-спектрометра с высокой температурной стабильностью коэффициента усиления, флуктуационной чувствительностью 0.02 К и временем получения полного спектра ~11 сек. Угловое разрешение радиометра составляет от 5 до 7 градусов в зависимости от частоты. Продолжительность сеанса измерений – от 2 до 5 ч. Данные одного из таких сеансов от 09 июня 2018 г. представлены на рис. 1. Рассмотрен интервал измерений от 10:50 до 12:15 по московскому времени. В ходе сеанса наблюдалась облачность типа Cu hum/med.

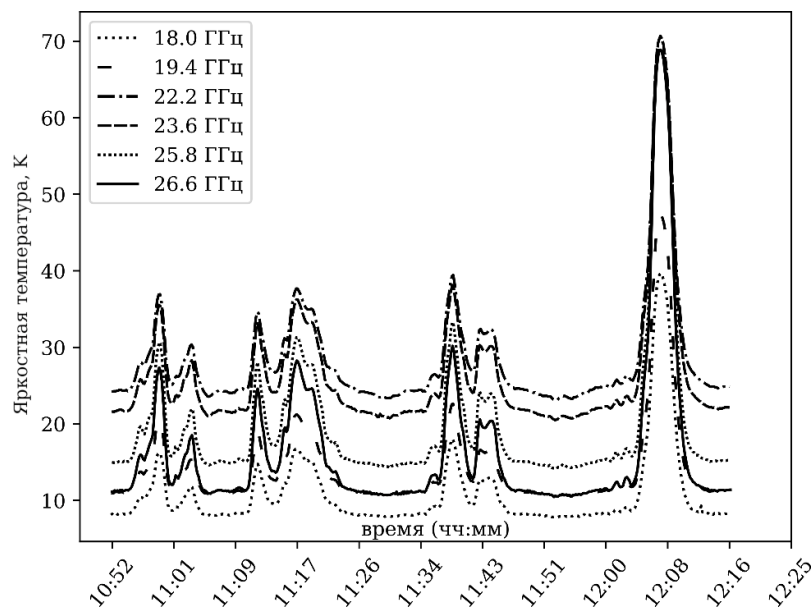


Рис. 1. Временной ход яркостной температуры по данным сеанса измерений от 09 июня 2018 г., 10:52–12:17 UTC+3

Расчет модельных значений яркостной температуры $T_b^0(v, t)$ (рис. 2) выполнен с учетом ненулевого зенитного угла [см. выражение (4)] и заявленного углового разрешения. «Поле зрения» радиометра представляет собой конус усреднения с поворотом на угол α_x вокруг оси Ox , угол β_y вокруг оси Oy и с центром в точке $\{25, 25\}$ (км) плоскости $h = 0$. Связь углов поворота α_x , β_y с направлением θ имеет вид

$$\theta = \arctg\left(\sqrt{\operatorname{tg}^2\alpha_x + \operatorname{tg}^2\beta_y}\right). \quad (6)$$

Значения модельных параметров выбраны следующим образом: $K = 70$, $D_m = 3,2$ км, $\alpha = 1$, $\beta = 0,5$; $\eta = 1$. Минимальная возможная высота нижней границы облака составляет 1 км, максимальная – 2 км. Границы облаков не имеют пересечений, однако, облака могут располагаться друг под другом, таким образом, частично или полностью перекрывая друг друга в проекции на плоскость $h = 0$. Развертка по времени для модельных значений яркостной температуры получена путем циклической перестановки полей метеопараметров T , P , ρ , \tilde{w} в расчетной области (аналог замкнутых граничных условий по Ox). Горизонтальная составляющая скорости ветра принята равной $V_x = 15$ м/с. Временной эквивалент смещения полей на один узел расчетной сетки по направлению Ox составил $50000 / 300 / 15 \approx 11$ сек.

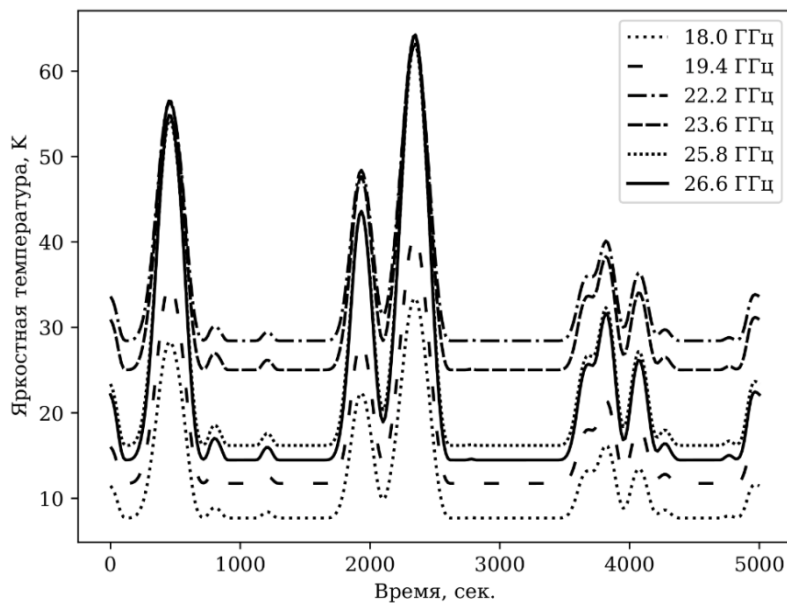


Рис. 2. Модельные значения яркостной температуры $T_b^0(v, t)$ с учетом усреднения профилей метеопараметров по полю зрения радиометра

Для анализа динамики хода яркостных температур на рис. 1 и 2 как динамики двух случайных нестационарных процессов воспользуемся аппаратом временных структурных функций [2]. Введем структурную функцию $D_{v,\theta}(\tau)$ временного хода яркостной температуры $T_b^0(v, t)$ при фиксированных v и θ как средний по времени t квадрат модуля разности «флуктуационных компонент»:

$$D_{v,\theta}(\tau) = \left\langle \left| T_b^0(v, t + \tau) - T_b^0(v, t) \right|^2 \right\rangle_t. \quad (7)$$

Тогда квадратный корень структурной функции $S_{\nu,\theta}(\tau) = \sqrt{D_{\nu,\theta}(\tau)}$ выступит в роли естественной меры интенсивности флуктуаций (возмущений) яркостной температуры.

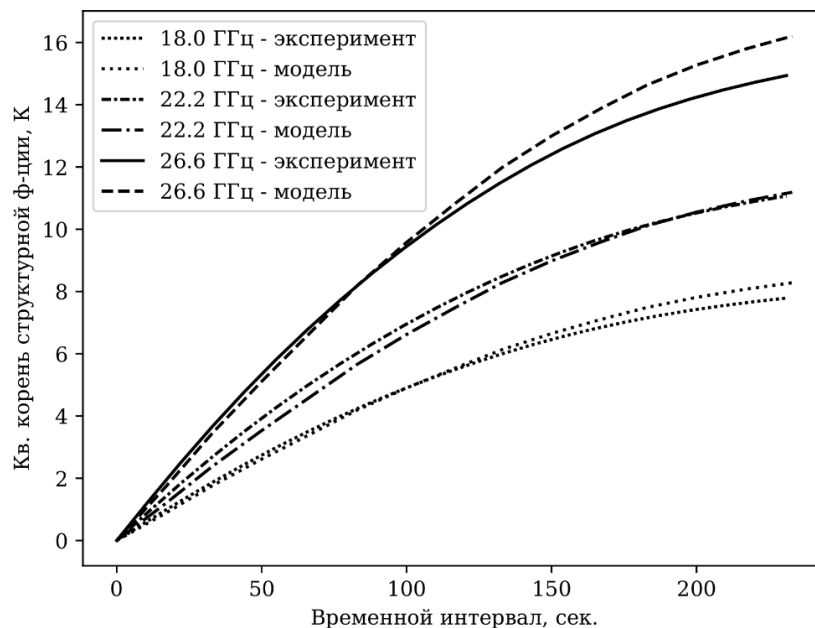


Рис. 3. Квадратный корень структурной функции $S_{\nu,\theta}(\tau)$ яркостной температуры при $\theta = 51^\circ$, $\nu = 18,0; 22,2; 26,6$ ГГц

На рис. 3 для частот $\nu = 18,0; 22,2; 26,6$ ГГц представлены зависимости квадратного корня структурной функции $S_{\nu,\theta}(\tau)$ от временного интервала τ вплоть до значений 250 сек. Кривые $S_{\nu,\theta}(\tau)$ рассчитаны по модельным значениям яркостной температуры (*модель*), а также по данным яркостных температур от 09 июня 2018 г., 10:52–12:17 UTC+3 (*эксперимент*). Отметим довольно близкое расположение кривых $S_{\nu,\theta}(\tau)$ при равных значениях частоты ν . Для более точного совпадения структурных функций необходимо решать задачу оптимизации на модельные параметры.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен эксперимент по длительному измерению спектров нисходящего излучения атмосферы в области резонанса поглощения водяного пара 18–27,2 ГГц. Разработан алгоритм расчета временного хода яркостной температуры нисходящего в заданном направлении излучения на различных частотах микроволнового диапазона, использующий Планковскую модель поля разрывной кучевой облачности.

Кроме того, проведен численный эксперимент. При модельных расчетах были учтены характеристики реального радиометра. Модельные значения яркостной температуры удовлетворительно согласуются с данными физического эксперимента. Наблюдаются лишь незначительные различия структурных функций. Дальнейшие исследования будут направлены на более полный сравнительный анализ модельных и экспериментальных данных.

Список используемых источников

1. *Planck V.G.* The size distribution of cumulus clouds in representative Florida populations // *J. Appl. Met.* – 1969. – Vol. 8, № 1. – P. 46–67.
2. *Кутуза Б.Г., Данилычев М.В., Яковлев О.И.* Спутниковый мониторинг Земли. Микроволновая радиометрия атмосферы и поверхности. – М., 2016. – 336 с.
3. *Аквилонова А.Б., Кутуза Б.Г.* Радиотепловое излучение облаков // *Радиотехника и электроника.* – 1978. – Т. 23, № 9. – С. 1792–1806.
4. *Войт Ф.Л., Мазин И.П.* Водность кучевых облаков // *Известия АН СССР.* – 1972. – Т. 8, № 11. – С. 1166.
5. Recommendation ITU-R P.676-6. Attenuation by atmospheric gases (Question ITU-R 201/3). // *International Telecommunication Union.* – 2005.

А.А. Каменев,
кандидат технических наук, снс;
С.В. Савин

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ НА ВЫХОДЕ ФОТОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО СРЕДСТВА С УЧЕТОМ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕМЕНТОВ КАНАЛА НАБЛЮДЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Разработана методика оценивания отношения сигнал/шум на выходе фотоприемного устройства оптико-электронного средства, позволяющая учесть спектральные характеристики элементов канала наблюдения в дальнем инфракрасном диапазоне. Приведен пример расчета отношения сигнал/шум на выходе высокочувствительного матричного фотоприемника наземного оптико-электронного средства при наблюдении космических объектов. Оценено влияние спектральных распределений параметров на конечное отношение сигнал/шум для рассмотренной ситуации наблюдения.

Ключевые слова: оптическая система, отношение сигнал/шум, квантовая эффективность, инфракрасный диапазон.

ВВЕДЕНИЕ

Математический аппарат для расчета отношения сигнал/шум (Ψ) и принятые допущения при его применении рассмотрены в работе [1]. В настоящей статье описана методика предназначенного для расчета отношения сигнал/шум на выходе матричного фотоприемного устройства (МФПУ) оптико-электронного средства (ОЭС). Эта методика реализуется при наблюдении космических объектов (КО) с учетом спектральных распределений силы излучения наблюдаемого объекта, пропускания оптической системы (ОС) и трассы распространения излучения между КО и входным зрачком оптической системы, а также квантовой эффективности матричного фотоприемника (МФП) и яркости излучения внешнего фона. Применение методики позволяет повысить достоверность оценивания обнаружительных возможностей ОЭС различных классов и видов базирования.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ

Исходными данными для проведения расчета с использованием методики являются:

- 1) расстояние между объектом и ОЭС (R , м), площадь входной апертуры ОС (S , м²), время накопления сигнала (t , с), границы рабочего спектрального диапазона ОЭС (λ_1 и λ_2 , мкм), ρ – коэффициент собирания потока фотонов фоточувствительным элементом (ФЧЭ) МФПУ;
- 2) спектральное пропускание трассы [$\tau_r(\lambda)$], спектральная сила излучения объекта [$J(\lambda)$, Вт/ср×мкм], спектральное пропускание оптической системы ОЭС [$\tau_{oc}(\lambda)$], спектральная квантовая эффективность используемого фотоприемника [$\eta(\lambda)$];
- 3) данные о количестве темновых электронов (N_{et}) ФЧЭ за время накопления сигнала.

Для расчета отношения сигнал/шум используется формула из работы [1]. Шумы МФПУ задаются в виде количества темновых электронов ФЧЭ за время накопления сигнала и среднеквадратичной величины шумов считывания ($\sigma_{сч(фп)}$), выраженной в электронах. Внешний фон учитывается как источник излучения постоянной яркости (L_ϕ) во всем поле зрения ОЭС. Внутренний тепловой фон учитывается как излучение диффузной излучающей поверхности

с площадью входной апертуры ОЭС, удаленной от поверхности ФЧЭ на расстояние, равное фокусному [2].

Основные допущения и ограничения, принятые в методике:

- цель является точечной и излучает в пространственный угол 4π стерадиан;
- излучение внешнего фона, падающее на входной зрачок ОЭС, стационарно по времени и пространству за время накопления сигнала;
- первичный сигнал сформирован суммарным электронным зарядом, создаваемым излучением от цели и фона, накопленным ФЧЭ за время формирования кадра (за время накопления);
- шумы на выходе МФПУ распределены по нормальному закону.

Данное приближение позволяет получить минимально возможное значение внутреннего фона оптической системы, так как учитывает собственное тепловое излучение конструктивных элементов ОС (оправок, светоделителей, бленд и т. п.), а также рассеянное ими излучение.

Соотношение, используемое для расчета отношения сигнал/шум Ψ , имеет вид [1]

$$\Psi = \frac{N_{\text{eko}}}{\left[(N_{\text{eko}} + N_{\text{ef}} + N_{\text{et}}) + \sigma_{\text{сч(фп)}}^2 \right]^{1/2}}, \quad (1)$$

где N_{eko} – количество первичных электронов от КО за время t ;

N_{ef} – количество первичных электронов от фона за время t .

Количество первичных электронов от КО за время t рассчитывается по формуле

$$N_{\text{eko}}(\Delta\lambda) = \frac{S}{R^2} \times t \times \frac{1}{hc} \times \rho \times \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \tau_{\text{T}}(\lambda) \times \tau_{\text{OC}}(\lambda) \times \eta(\lambda) \times J_{\text{ц}}(\lambda) \lambda d\lambda, \quad (2)$$

где h – постоянная Планка;

c – скорость света в вакууме.

Количество первичных электронов от фона за время t рассчитывается по формуле

$$N_{\text{ef}}(\Delta\lambda) = \frac{S}{f^2} \times t \times \frac{1}{hc} \times a^2 \times \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \tau_{\text{T}}(\lambda) \times \tau_{\text{OC}}(\lambda) \times \eta(\lambda) \times L_{\text{ф}}(\lambda) \lambda d\lambda, \quad (3)$$

где $L_{\text{ф}}$ – спектральная яркость фона;

a^2 – площадь ФЧЭ.

РАСЧЕТ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ ДЛЯ ТИПОВОЙ СИТУАЦИИ НАБЛЮДЕНИЯ ГЕОСТАЦИОНАРНОГО КО НАЗЕМНЫМ ОЭС

Разработанная методика позволяет повысить точность оценивания значения отношения сигнал/шум на выходе высокочувствительного МФПУ ОЭС, расположенной на поверхности Земли, при наблюдении КО. В качестве тестового примера, иллюстрирующего повышение чувствительности методики к вариациям исходных данных, рассмотрена типовая ситуация наблюдения КО в виде сферы диаметром 1 м на геостационарной орбите. Характеристики ОЭС приведены в табл. 1 [3, 4]. Для пропускания оптической системы ОЭС принята оценка $\tau_{\text{oc}}(\lambda) = 0,5$ для обоих спектральных диапазонов, а температура ОС (T_{oc}) равна 283 К [5].

Для расчета пропускания атмосферы были использован программно-моделирующий комплекс *Radlimb* [6]. Расчеты проведены при использовании ряда исходных данных, к которым относятся следующие: высота над уровнем моря (3055 м), Северное полушарие, лето, при-

морский аэрозоль, азимут оптической оси ОЭС (расположенный под углом 60° от направления на Солнце).

Таблица 1

**Характеристики длинноволновых измерительных ИК каналов ОЭС АЕОС
Центра АМОС, используемых для получения сигнатур КО**

Наименование характеристик, их размерность	Каналы инфракрасного диапазона	
	дальнего ИК	сверхдальнего ИК
Класс МФП	гибридные МФП с примесной фотопроводимостью с ФЧЭ из Si:As на основе ВІВ-структуры	
Формат МФП	128×128	128×128
Размеры ФЧЭ, мкм	40×40	40×40
Динамический диапазон, дБ	80	80
Число выходов МФП	1	1
Шум считывания АЦП, электроны	160	160
Фактор заполнения, %	80	80
Диапазон длин волн $\Delta\lambda$, мкм	8–14	17–23
Температура охлаждения МФП $T_{\text{мфп}}$, К	10	10
Средняя квантовая эффективность МФП в рабочем спектральном диапазоне, $\eta_{\text{ср}}$	0,15	0,23
Время накопления сигнала t , с	$5 \times 10^{-3} \div 1$	$5 \times 10^{-3} \div 1$
Частота кадров $F_{\text{к}}$, Гц (максимальная)	200	200
$NEFD$, Вт/см ² Гц ^{1/2}	10^{-19}	2×10^{-19}
СКЗ шума на выходе МФПУ $\sigma_{\text{шк}}$, электроны	2500	5000
Угловое разрешение, мкрад	2,0	2,0

Результаты расчета отношения сигнал/шум, выполненные по формуле (1), представлены в табл. 2.

Таблица 2

**Значения отношения сигнал/шум для типовой ситуации наблюдения
геостационарного КО наземным ОЭС АЕОС**

Температура КО	Используемые каналы наблюдения	
	Канал дальнего ИК	Канал сверхдальнего ИК
276 К	1,9/1,5	112/123
246 К	3,4/2,7	159/174

Примечание. В таблице значение в числителе соответствует методике расчета с использованием спектральных зависимостей параметров, в знаменателе – усредненных параметров.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная методика позволяет повысить достоверность оценивания значения отношения сигнал/шум на выходе МФПУ информационных каналов ОЭС при известных спектральных распределениях силы излучения наблюдаемого КО, параметров оптической системы, квантовой эффективности фотоприемника и яркости излучения внешнего фона (по сравнению с алгоритмами, использующими усредненные значения указанных параметров по спектральному диапазону).

Тестовый расчет проведен для ситуации наблюдения геостационарного космического объекта сферической формы, излучающего как серое тело. Использование предложенного методического подхода позволило повысить точность оценивания отношения сигнал/шум на 20% для канала дальнего ИК-диапазона и на 10% для канала сверхдальнего ИК-диапазона.

Список используемых источников

1. *Иванов В.Г., Каменев А.А.* Применение широкоформатных инфракрасных матричных фотоприемных устройств в оптико-электронных средствах наблюдения за космической обстановкой. – СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2015. – 227 с.
2. *Поспелов Г.В., Савин С.В.* Оптимизация рабочего спектрального диапазона оптико-электронных средств, обнаруживающих точечные объекты на фоне космоса // Оптический журнал. – 2018. – Т. 85, № 7. – С. 50–53.
3. *Иванов В.Г., Каменев А.А.* Оценивание возможностей обнаружения космических объектов в сверхдальнем инфракрасном диапазоне оптико-электронными средствами с матричными фотоприемниками на основе ВІВ-структуры // Вопросы электроники. Сер. Техника телевидения. – 2019. – № 4. – С. 9–18.
4. Large-format Blocked-Impurity-Band focal plane arrays for long-wavelength infrared astronomy / M.G. Stapelbroek [et al.] // Proceedings SPIE. – 1995. – Vol. 2475(41). – P. 42–48.
5. / Sensor Suite for Advanced Electro-Optical System (AEOS) 3,6-Meter Telescope / M.L. Vigil [et al.] // Proceedings SPIE. – 1996. – Vol. 2819. – P.151–169.
6. Свид. о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программно-моделирующий комплекс расчета спектроэнергетических характеристик системы Земля – атмосфера в широком оптическом диапазоне / А.А. Каменев, А.И. Богоявленский, Д.В. Найшулер. – № 2016619929; опубл. 1.09.2016.

А.А. Каменев,
кандидат технических наук, снс;
А.Ю. Тонышев

ФИЗИЧЕСКИЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ОПТИЧЕСКИХ КОНТРАСТОВ СЮЖЕТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЛАНДШАФТА И БАЗА ДАННЫХ ПО СПЕКТРАЛЬНЫМ ЗАВИСИМОСТЯМ ИХ КОНТРАСТОВ В ВИДИМОМ И БЛИЖНЕМ ИНФРАКРАСНОМ ДИАПАЗОНАХ

Рассмотрены физические процессы, определяющие формирование оптических контрастов между типовыми подстилающими поверхностями ландшафта, а также основные положения методики их расчета, основанной на процедуре свертки спектральноэнергетических характеристик падающего потока солнечного излучения с коэффициентами их спектральной яркости. Для формирования базы данных по спектральным зависимостям оптических контрастов сюжетных элементов ландшафта использовалась представительная выборка по коэффициентам спектральной яркости типовых подстилающих поверхностей наземной сцены.

Ключевые слова: видимый диапазон, ближний инфракрасный диапазон, коэффициент спектральной яркости, оптико-электронное средство, подстилающая поверхность, спектральная плотность энергетической освещенности поверхности.

ВВЕДЕНИЕ

Важной задачей, решаемой при разработке и эксплуатации систем технического зрения (СТЗ), регистрирующих отраженный от подстилающей поверхности (ПП) световой поток в видимом и ближнем инфракрасном (ИК) диапазонах (0,4–2,5 мкм), является расчет оптических (яркостных) контрастов между типовыми ПП наземной сцены в различных узких спектральных диапазонах. Так как различные типы ПП имеют свои спектральные распределения коэффициента спектральной яркости (КСЯ), происходит дополнительная трансформация светового потока, уходящего в направлении бортового информационного оптико-электронного средства (ОЭС). В связи с этим для расчета оптического (яркостного) контраста между подстилающими поверхностями наземной сцены необходимо осуществить процедуру спектральной свертки спектральноэнергетических характеристик (СЭХ) потока солнечного излучения, прошедшего через атмосферу и падающего на эти ПП, с КСЯ соответствующих пар ПП.

РАСЧЕТ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ОБЛУЧЕННОСТИ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

Основным источником подсветки подстилающих поверхностей Земли является излучение Солнца. Спектральное распределение солнечного света на верхней границе атмосферы Земли достаточно полно изучено и описывается спектральной плотностью энергетической освещенности (СПЭО) Солнца на верхней границе атмосферы [1, 2].

Уравнение для расчета спектральной плотности энергетической яркости (СПЭЯ) однократно диффузно рассеянного от ПП солнечного излучения, прошедшего через атмосферу Земли в направлении ОЭС, записывается в следующем виде:

$$L_{\lambda}(z) = \frac{S_{\lambda}}{4} \int_{z_0}^{z_{\text{оэс}}} p_{\lambda}(z_{\text{тоа}}, z, \varphi_{s0}) \omega_{\lambda}(z) x_{\lambda}(z, \varphi_s, \gamma_s) p_{\lambda}(z, \varphi) dz, \quad (1)$$

- где S_λ – спектральная плотность мощности солнечного излучения на верхней границе атмосферы (ВГА), Вт/м² мкм;
- p_λ – спектральный коэффициент пропускания атмосферного слоя z ;
- φ_{S0} – зенитный угол направления солнечного излучения на верхней границе атмосферы;
- φ_S – зенитный угол направления солнечного излучения, входящего в слой атмосферы на соответствующей высоте z (z_0 соответствует высоте ВГА);
- ω_λ – альbedo однократного рассеяния солнечного излучения от ПП;
- x_λ – индикатриса рассеяния ПП солнечного излучения для заданной длины волны λ ;
- γ_S – азимутальный угол направления падения солнечного излучения;
- γ – азимутальный угол проекции линии визирования ОЭС относительно направления на север в горизонтальной плоскости ($z_{\text{оэс}}$ соответствует высоте ОЭС);

Коэффициент пропускания p_λ характеризует долю излучения на длине волны λ , прошедшего сквозь атмосферу вдоль оптической трассы с учетом атмосферного ослабления излучения. Коэффициент пропускания рассчитывается по формуле

$$p_\lambda = e^{(-\tau_\lambda)}, \quad (2)$$

где τ_λ – оптическая толщина вдоль оптической трассы,

$$\tau_\lambda = \sec \theta \int_{z_l}^{z_u} k_\lambda(z') dz'; \quad (3)$$

k_λ – коэффициент объемного ослабления слоя атмосферы, км⁻¹;

z_l, z_u – граничные значения координат в начале и конце участка оптической трассы, км.

Коэффициент k_λ для текущей высоты z и длины волны λ рассчитывается в виде суммы спектральных коэффициентов:

$$k_\lambda = k_{\lambda,MA} + k_{\lambda,MS} + k_{\lambda,AE}, \quad (4)$$

где $k_{\lambda,MA}$ – коэффициент объемного ослабления, обусловленного молекулярным поглощением;

$k_{\lambda,MS}$ – коэффициент объемного ослабления, обусловленного молекулярным рассеянием;

$k_{\lambda,AE}$ – коэффициент объемного ослабления, обусловленного аэрозольным ослаблением.

В отличие от коэффициентов $k_{\lambda,MS}$ и $k_{\lambda,AE}$, коэффициент $k_{\lambda,MA}$ имеет ярко выраженную спектральную селективность. Для учета молекулярного поглощения и определения тонкой структуры деформации спектра при моделировании переноса широкополосного излучения необходимо исследуемый диапазон разбить на спектральные подынтервалы. При этом в пределах указанных интервалов коэффициент рассеяния можно считать не зависящим от длины волны. Кроме того, для каждого подынтервала необходимо вычислить функцию пропускания данного атмосферного слоя, обусловленную молекулярным поглощением.

В работах [1, 2] принято допущение о том, что перенос излучения подчиняется экспоненциальному закону, что не позволяет учесть деформацию тонкой структуры спектра при реальной немонахроматической функции пропускания. Для устранения этого недостатка разработана адаптивная численная методика расчета эффективных коэффициентов ослабления излучения света поглощающими атмосферными газами. Она позволяет повысить достоверность моделирования пропускания атмосферы [3], в соответствии с которой эффективный коэффициент ослабления молекулярного поглощения газовой компоненты атмосферы с индексом j для длины волны λ описывается формулой:

$$k_{\lambda,MA,j} = a_{\lambda} \left[X_{v\lambda} \left(\frac{P}{P_0} \right)^{pp_{\lambda}} \left(\frac{T_0}{T} \right)^{tt_{\lambda}} \right]^{b_{\lambda}}, \quad (5)$$

где $X_{v\lambda}$ – относительное объемное содержание j -го газа в слое атмосферы;
 P, T – атмосферное давление и температура атмосферы, К;
 P_0, T_0 – стандартные давление и температура атмосферы;
 $a_{\lambda}, b_{\lambda}, pp_{\lambda}, tt_{\lambda}$ – эмпирические параметры, значения которых зависят от λ и $\Delta\lambda$.

Оптимальная совокупность эмпирических параметров рассчитывается с адаптацией к конкретной прикладной задаче. Параметры $a_{\lambda}, b_{\lambda}, pp_{\lambda}, tt_{\lambda}$ зависят от длины волны λ , спектрального разрешения $\Delta\lambda$ и формы аппаратной функции. Параметры определяются с использованием методов математической статистики [3] на основе прямой численной аппроксимации результатов детальных расчетов эффективных оптических толщ атмосферных слоев. При этом учитываются коэффициенты значимости каждого получаемого численного результата.

При расчете спектральных зависимостей пропускания атмосферы и соответствующих спектральных плотностей энергетической яркости ландшафтов в спектральном диапазоне 0,4–2,5 мкм в методике учитывается молекулярное поглощение света оптически активными газовыми компонентами: $H_2O, CO_2, O_3, O_2, N_2O, CH_4, CO, NO_2, NO, SO_2$. Для расчета пропускания света в оптическом диапазоне использованы известные литературные данные о сечениях поглощения молекул атмосферных газов в узких спектральных диапазонах [4].

На основе представленных соотношений (1)–(5) разработан алгоритм расчета СПЭО Солнцем поверхности Земли и СПЭЯ крупномасштабных областей системы «Земля – атмосфера» для различных условий наблюдения [5], а также реализующий его программно-моделирующий комплекс (ПМК) [6], позволяющий рассчитывать интегральные и спектральные зависимости этих спектроэнергетических характеристик (СЭХ) для обеспечения ОЭС с низким пространственным разрешением. На рис. 1 показаны зависимости спектральных плотностей энергетической освещенности Солнцем ПП $E_{\text{сум}}(\lambda)$ для $h_{\odot} \in [1,10]$ град. и $h_{\odot} = 15, 30, 45, 60$ град., полученные с использованием ПМК [5] для безоблачной атмосферы при низких уровнях освещенности.

РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА СПЕКТРАЛЬНОЙ ЯРКОСТИ И СПЭЯ ПОДСТИЛАЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ НАЗЕМНОЙ СЦЕНЫ

Отражательные свойства локальных подстилающих поверхностей наземной сцены достаточно полно описываются с помощью спектральных зависимостей КСЯ, для получения которых могут использоваться нормативные документы и справочники [7], а также расчетно-экспериментальные модели [8, 9]. КСЯ является функцией фотометрической величины, характеризующей спектральную структуру отражённого ПП излучения в зависимости от длины волны λ , условий освещения и расположения носителя ОЭС.

В соответствии с [7] КСЯ ПП – отношение СПЭЯ данной ПП $L_{\lambda}(\Theta, \varphi_{\odot}, E_{\lambda})$ к СПЭЯ идеально рассеивающей эталонной поверхности $L_{\lambda}^{\text{ст}}(E_{\lambda})$:

$$r_{\lambda}(\Theta, \varphi_{\odot}, E_{\lambda}) = \frac{L_{\lambda}(\Theta, \varphi_{\odot}, E_{\lambda})}{L_{\lambda}^{\text{ст}}(E_{\lambda})}. \quad (6)$$

Получение КСЯ предполагает строгое обеспечение одинаковых условий освещения исследуемой и эталонной подстилающих поверхностей, что достигается путем проведения со-

путствующих синхронных наземных измерений с использованием полевых видеоспектрометров и спектрорадиометров (при условии их калибровки).

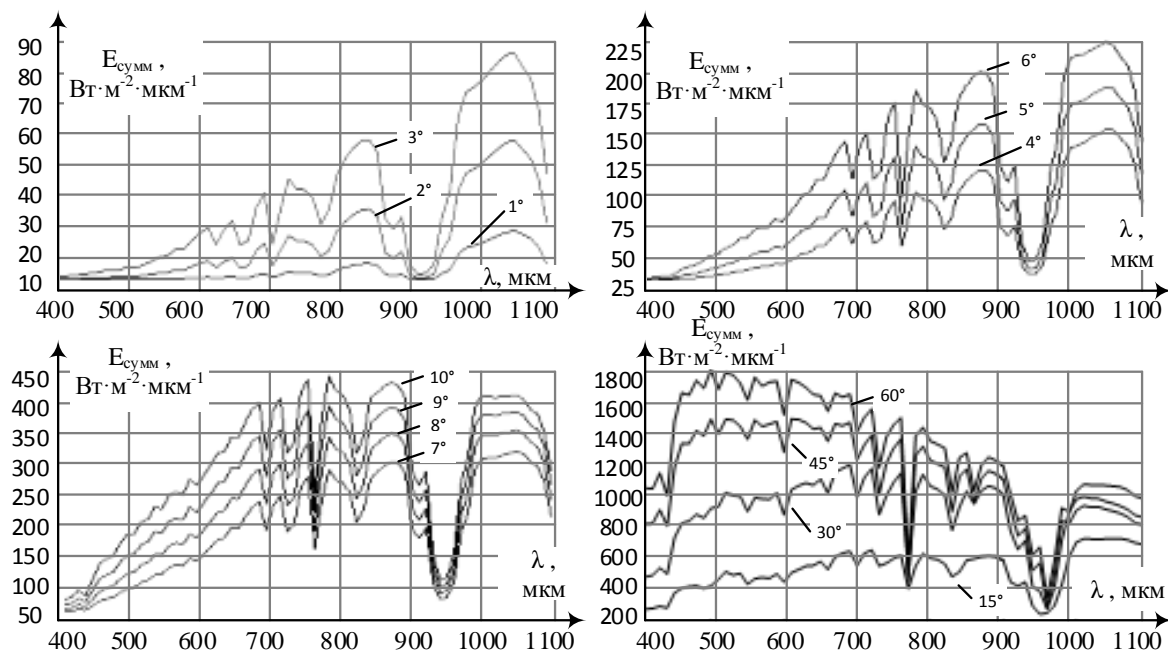


Рис. 1. Зависимости СПЭО Солнцем поверхностью Земли $E_{\text{сум}}(\lambda)$ при $h_{\odot} \in [1, 10], 15, 30, 45, 60$ град. для средних широт Северного полушария (метеорологическая дальность видимости 23 км)

Яркость идеальной эталонной подстилающей поверхности постоянна при любых значениях пространственного положения Θ носителя ОЭС и угла Солнца φ_{\odot} и зависит только от освещённости: $L_{\lambda}^{\text{гр}} = E_{\lambda} / \pi$. Таким образом, зная КСЯ реальной ПП, можно найти её спектральную плотность энергетической яркости с использованием значения освещённости:

$$L_{\lambda}(\Theta, \varphi_{\odot}, E_{\lambda}) = \frac{r_{\lambda}(\Theta, \varphi_{\odot}, E_{\lambda}) E_{\lambda}}{\pi}. \quad (7)$$

В действительности эталонная поверхность, как и все реальные ПП, по своим отражательным свойствам отличаются от диффузных рассеивателей, что требует учёта их неортоотропности. Однако в случае регистрации отражательных характеристик ПП преимущественно в секторе углов вблизи надира допустимо полагать, что значения КСЯ ПП зависят только от высоты Солнца h_{\odot} и освещённости E_{λ} [8, 9].

РАСЧЕТ СПЕКТРАЛЬНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ ОПТИЧЕСКОГО КОНТРАСТА МЕЖДУ ПП, ХАРАКТЕРНЫМИ ДЛЯ СЕВЕРО-ЗАПАДНОГО РЕГИОНА РФ

В табл. 1 представлен перечень типовых ПП (природных и антропогенных элементов ландшафта), характерных для северо-западного региона РФ, по которым имеются представительные выборки КСЯ для различных сезонов и их фенологических периодов [8]. Представительные выборки КСЯ (с объемами до 50 реализаций) получены для типовых ПП в спектральной области 0,4–1,1 мкм, что обусловило выбор этой спектральной области для формирования базы данных спектральных зависимостей оптического контраста [10].

Таблица 1

Типовые ПП, характерные для северо-западного региона РФ

Класс	Тип	Подтип
1. Обнажения	1.1. Подзолистые почвы	1.1.1. Поверхностно-глеево-подзолистая почва
	1.2. Лесные почвы	1.2.1. Перегнойно-карбонатные
	1.3. Песчаные берега и пляжи	
	1.4. Поверхности антропогенного происхождения	1.4.1. Бетон
1.4.2. Асфальт		
2. Растительные образования	2.1. Темнохвойные и светлохвойные вечнозеленые	2.1.1. Темнохвойные
		2.1.2. Светлохвойные
	2.2. Лиственные	
	2.3. Смешанные с преобладанием лиственных	
	2.4. Смешанные с преобладанием хвойных	
	2.5. Вырубки	
	2.6. Сельскохозяйственные земли	2.6.1. Рожь
2.6.2. Разнотравный луг		
2.7. Низинные болота с преобладанием растительного покрова		
3. Водные поверхности	3.1. Реки, озера	

Расчет оптического контраста между различными сочетаниями (парами) типовых ПП проводился в соответствии с описанной выше методикой. Вначале по формулам (1)-(7) рассчитывались значения СПЭО и СПЭЯ для выбранных типов ПП при различных условиях освещенности, определяемых углом Солнца h_{\odot} . Затем путем интегрирования СПЭЯ в спектральных областях, соответствующих используемым в различных ОЭС КА ДЗЗ мультиспектральным каналам [11], получены значения яркостей ПП $L_{i,j}(\Delta\lambda)$, где i – тип ПП в соответствии с табл. 2, а j – номер спектрального канала (1 – 450–520 нм; 2 – 520–600 нм; 3 – 610–680 нм; 4 – 670–700 нм; 5 – 700–730 нм; 6 – 720–800 нм; 7 – 800–900 нм; 8 – 970–1100 нм, 9 – 580–800 нм).

В настоящей статье при расчете оптического контраста между типовыми ПП использовано выражение:

$$C_{\text{опт}} = \frac{(L_{\text{об}} - L_{\text{ф}})}{(L_{\text{об}} + L_{\text{ф}})} \quad (8)$$

где $L_{\text{об}}$ – яркость объекта;
 $L_{\text{ф}}$ – яркость фона.

Данное выражение известно как контраст Вебера. Его целесообразно использовать, когда значения яркостей ПП отличаются существенно.

Результаты расчета значений оптического контраста для ряда пар типовых ПП (см. табл. 1) приведены в табл. 2.

Большие оптические контрасты $C_{\text{опт}}$ в видимом диапазоне наблюдаются для СЭ ландшафта в виде участков леса из хвойных деревьев с другими типами ПП. Для остальных элементов ландшафта (в виде растительных сообществ) характерно увеличение оптического контраста $C_{\text{опт}}$ в области ближнего ИК диапазона по сравнению с коротковолновой и длинноволновой областями видимого диапазона. Это позволяет рекомендовать использование ряда спектральных областей ближнего ИК диапазона (720–800 нм; 800–900 нм; 970–1100 нм) для расширения функциональных возможностей высокоразрешающих ботовых ОЭС в усло-

виях низкой освещенности местности. Для водных поверхностей характерны более высокие оптические контрасты $C_{\text{онт}}$ в области коротких длин волн $\lambda = 450 \div 520$ нм. В дневных условиях наблюдения оптические контрасты в видимом диапазоне для типовых ПП (см. табл. 1) повышаются, но при этом сохраняется тенденция, в соответствии с которой в более узких спектральных областях оптические контрасты повышаются.

Таблица 2

Значения оптического контраста для сюжетных элементов (СЭ) ландшафта

Типовые СЭ ландшафта	j	Углы Солнца, град.													
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	15	30	45	60
3.1–1.3	9	0	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,03	0,04	0,04	0,05	0,15	0,17	0,18	0,18
	1	0,23	0,26	0,27	0,29	0,29	0,30	0,30	0,31	0,31	0,32	0,37	0,37	0,37	0,37
2.7–2.6.2	9	0,02	0,04	0,06	0,07	0,08	0,09	0,10	0,11	0,11	0,12	0,06	0,08	0,08	0,09
	1	0,30	0,32	0,33	0,34	0,34	0,35	0,36	0,36	0,36	0,36	0,33	0,34	0,34	0,34
2.4–2.6.1	9	0,11	0,09	0,04	0,01	-0,01	-0,02	-0,04	-0,05	-0,04	-0,04	-0,03	-0,08	-0,08	-0,09
	6	0,40	0,42	0,43	0,44	0,44	0,45	0,45	0,45	0,46	0,46	0,39	0,39	0,39	0,39
2.2–2.6.1	9	0,10	-0,01	-0,05	-0,07	-0,10	-0,11	-0,11	-0,10	-0,10	-0,10	-0,02	-0,09	-0,08	-0,09
	6	0,32	0,35	0,36	0,37	0,38	0,38	0,39	0,39	0,39	0,39	0,46	0,39	0,40	0,4
2.3–1.4.2	9	-0,05	-0,10	-0,11	-0,13	-0,14	-0,16	-0,16	-0,17	-0,17	-0,18	-0,18	-0,17	-0,17	-0,17
	7	0,44	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,46	0,46	0,47	0,46	0,45	0,45	0,45	0,45
2.6.2–1.1.1	9	0,15	0,10	0,07	0,05	0,03	0,01	0	-0,01	-0,02	-0,03	-0,05	-0,09	-0,09	-0,10
	7	0,48	0,48	0,48	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,50	0,49	0,49	0,49	0,49
1.1.1–1.4.2	9	0,10	0,09	0,08	0,07	0,06	0,06	0,05	0,05	0,04	0,04	0,02	0	0	-0,01
	8	0,29	0,28	0,28	0,28	0,28	0,27	0,27	0,27	0,26	0,26	0,27	0,28	0,28	0,28
2.6.2–1.4.2	9	0,22	0,19	0,17	0,12	0,10	0,08	0,06	0,04	0,02	0,01	-0,03	-0,09	-0,09	-0,11
	8	0,59	0,58	0,58	0,57	0,56	0,54	0,57	0,58	0,58	0,58	0,58	0,58	0,58	0,58

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Рассмотренные физические закономерности формирования оптического контраста, расчет которого основан на использовании процедуры спектральной свертки СЭХ (с детальным спектральным разрешением 1–10 нм), падающего на подстилающие поверхности потока солнечного излучения с коэффициентами их спектральной яркости, позволяют выбирать информативные каналы бортовых мультиспектральных ОЭС с максимальным оптическим контрастом для планируемых сезонно-суточных условий наблюдения с учетом фенологических периодов природных и антропогенных элементов ландшафта.

2. Анализ полученных спектральных зависимостей оптических контрастов между типовыми ПП позволил выявить физические закономерности, связанные со структурной трансформацией спектра солнечного излучения при распространении в атмосфере Земли под *малыми* углами (менее 10 град.), соответствующими условиям низкой освещенности. Большие оптические контрасты в интегральном видимом диапазоне наблюдаются для участков леса из хвойных деревьев с другими типами ПП. Для остальных элементов ландшафта (в виде растительных сообществ) контрасты в рассмотренных областях ближнего ИК диапазона (720–800 нм; 800–900 нм; 970–1100 нм) превосходят контрасты в видимом диапазоне (400–740 нм). Показано, что водные поверхности имеют более высокие значения оптического контраста в коротковолновой спектральной области $\Delta\lambda = 450 \div 520$ нм.

3. В дневных условиях наблюдения оптические контрасты между типовыми ПП в видимом диапазоне (400–740 нм) остаются значительно меньшими соответствующих значений в более узких спектральных областях.

Список используемых источников

1. *Кондратьев К.Я.* Перенос излучения в атмосфере. – Л.: Гидрометеиздат, 1972. – 402 с.
2. *Тимофеев Ю.М., Васильев А.В.* Теоретические основы атмосферной оптики. – СПб.: Наука, 2003. – 474 с.
3. *Яковлев А.А.* Использование банков спектроскопических данных при разработке адаптивных методов моделирования излучения и поглощения немонохроматического света атмосферными газами // *Оптический журнал.* – 2001. – Т. 68, № 10. – С. 3–8.
4. The HITRAN 2012 molecular spectroscopic database / L.S. Rothman [et al.] // *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer.* – 2013. – Vol. 130. – P. 4–50.
5. *Каменев А.А., Махров А.С.* Структура программного комплекса расчёта спектрально-энергетических характеристик атмосферы Земли в ультрафиолетовом, видимом и инфракрасном диапазонах // *Сборник алгоритмов и программ прикладных задач.* – СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2014. – Вып. 31. – С. 173–176.
6. Свид. о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программно-моделирующий комплекс расчета спектрально-энергетических характеристик системы Земля – атмосфера в широком оптическом диапазоне / А.А. Каменев, А.И. Богоявленский, Д.В. Найшулер. – № 2016619929; опублик. 1.09.2016.
7. *Чапурский Л.И.* Отражательные свойства природных объектов в диапазоне 400–2500 нм. – МО СССР, 1986. – 160 с.
8. *Каменев А.А., Тонышев А.Ю.* Модель формирования отражательных характеристик типовых подстилающих поверхностей наземных сцен в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах // *Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения.* – 2020. – № 4. – С. 45–53.
9. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа моделирования отражательных характеристик подстилающих поверхностей наземных сцен в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах / А.Ю. Тонышев, А.А. Каменев, А.А. Алексеев. – № 2020662696; опублик. 16.10.2020.
10. *Григорьева О.В., Чапурский Л.И.* Проблемы создания и информационного наполнения базы данных по коэффициентам спектральной яркости объектов наземных экосистем // *Современные проблемы ДЗЗ из космоса.* – 2012. – Т. 9, № 3. – С. 18–25.
11. *Бакланов А.И.* Фотоприемники ПЗС космических систем наблюдения высокого разрешения // *Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения.* – 2012. – № 2. – С. 3–19.

В.В. Каряев*;

И.Н. Ростокин*,

доктор технических наук, доцент;

Е.А. Росточкина*,

кандидат технических наук;

Е.В. Федосеева*,

доктор технических наук, доцент;

Г.Г. Щукин**,

доктор физико-математических наук, профессор

*Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых», Владимирская обл., г. Муром.

**ВКА имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург.

РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ СБОРА И ОБРАБОТКИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ МНОГОЧАСТОТНОЙ МИКРОВОЛНОВОЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С АКТИВНЫМ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ КАНАЛОМ

В статье рассмотрены основные принципы построения и функционирования системы сбора, обработки и отображения информации, получаемой в процессе измерений многочастотной микроволновой радиометрической системой с активным поляризационным каналом. Такая система предназначена для оперативного контроля и обнаружения опасных атмосферных метеорологических явлений, связанных с эволюцией конвективной облачности и оказывающих значительное влияние на безопасность воздушного движения.

Ключевые слова: система сбора и обработки данных, микроволновое радиометрическое исследование облачной атмосферы, активный поляризационный канал, опасные атмосферные метеорологические явления.

ВВЕДЕНИЕ

Метеорологические условия оказывают значительное влияние на безопасность авиационных полетов. Риски потери устойчивости летательных аппаратов (ЛА) при взлете и посадке, попадании ЛА во время авиационного полета в зону потенциально опасных метеорологических явлений зависят от атмосферных явлений, связанных с конвекцией (например, шквалистый ветер, ливень, град) и от атмосферных явлений, ухудшающих видимость до критического минимума (туман, изморозь и т. п.) [1, 2].

Особо необходимо отметить опасность обледенения ЛА, которая возникает при сочетании таких факторов, как облачность или осадки в виде дождя и отрицательные значения температуры. Своевременное распознавание подобных погодных явлений позволит подготовиться к ним и принять необходимые меры для устранения нежелательных, а зачастую и катастрофических последствий.

Повышение качества мониторинга метеорологических условий и своевременное обеспечение пилотов информацией о наступлении опасных погодных явлений всецело зависят от точности определения местоположения атмосферных фронтов, анализа скорости и направления их перемещений.

В настоящее время авиационные прогнозы составляются исходя из верхней границы краткосрочного прогнозирования, которая принята равной 72 ч [3].

Прогнозы по метеорообстановке вдоль авиамаршрута, которые включают данные по полям ветра и температуры, формируются для рассматриваемого события предварительно от 6 до 36 ч с интервалом каждые 3 ч. Но время изменчивости атмосферных явлений, приводящих к

изменению границ видимости, облачности и перемещению фронтальных разделов, как правило, исчисляется минутами [4].

МЕТОДЫ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Известно, что интенсивность осадков и их характер в основном зависят от температуры, влагозапаса облаков и скорости ветра, поэтому для прогнозирования зон возможных опасных метеоявлений необходимо количественное определение этих параметров. Применяемые на сегодняшний день дистанционные методы пассивной и активной радиолокации в метеорологии решают основные проблемы получения данной информации, но каждый метод имеет свои недостатки.

Использование активного радиолокационного зондирования облачности позволяет определять ее пространственную структуру и отслеживать динамику развития, в то же время при определении среднего влагозапаса, основанного на корреляционной связи между радиолокационной отражаемостью и влагозапасом, информация искажается из-за различия по размерам капель облаков.

Пассивные радиолокационные методы, основанные на приеме собственного радиотеплового излучения метеобъектов, применяются для получения количественной информации о содержании водяного пара в воздухе, окружающем облако; о влагозапасе мелкокапельной фракции облаков и крупнокапельной фракции слоя осадков. Основным недостатком СВЧ-радиометрии является невозможность определения пространственных границ объектов. Однако успешное функционирование спутниковых микроволновых радиометров Special Sensor Microwave/Imager (SSM/I) на спутниках Министерства обороны США Defense Meteorological Satellite Program (DMSP), запуск в 2022 году американского AQUA и японского ADEOS-II спутников с микроволновым радиометром Advanced Microwave Scanning Radiometer (AMSR-E на борту Aqua и AMSR на борту ADEOS-II) – все это указывает на интерес мирового сообщества к использованию микроволновой радиометрии.

Совместный анализ результатов радиометрических и радиолокационных исследований позволяет получить качественно новую и более полную оперативную информацию об атмосферных явлениях по сравнению с использованием каждого метода в отдельности. Отсюда большая заинтересованность в применении пассивно-активного метода исследования атмосферы. Для реализации данного метода требуется комплекс радиотехнических средств, позволяющий одновременно получать от одних и тех же объектов зондируемого пространства как многочастотную микроволновую радиометрическую, так и метеорадиолокационную информацию.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА МНОГОЧАСТОТНОЙ МИКРОВОЛНОВОЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С АКТИВНЫМ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ КАНАЛОМ

На рис. 1 показана структурная схема многочастотной микроволновой радиометрической системы с активным поляризационным каналом [5, 6].

Антенна трехдиапазонной рассматриваемой системы предусматривает трехканальный режим выполнения измерений на общее зеркало антенны по двум основным каналам (на вертикальной и горизонтальной поляризациях) в пассивном и активном режимах, а также по дополнительному антенному каналу. Прием по дополнительному каналу необходим для исключения воздействия фоновых шумов с возможностью определения по поляризационным данным измерений характеристик метеообразований [7, 8].

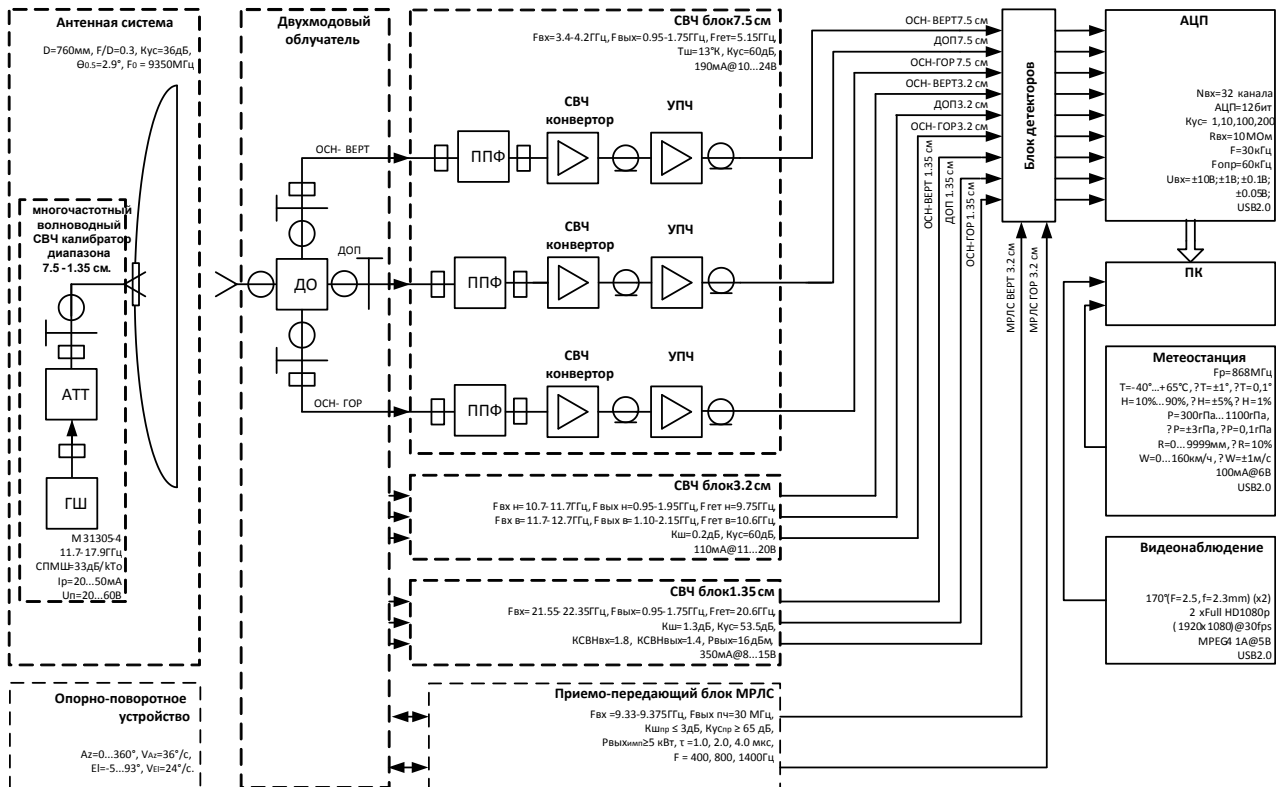


Рис. 1. Структурная схема многочастотной микроволновой радиометрической системы с активным поляризационным каналом:

ГШ – полупроводниковый генератор шума; АТТ – волноводный управляемый аттенюатор; ДО – двухмодовый облучатель; ППФ – волноводный полосно-пропускающий фильтр; УПЧ – усилитель промежуточной частоты; КД – многоканальный квадратичный детектор; АЦП – аналогово-цифровой преобразователь; ПК – персональный компьютер для сбора, хранения и обработки данных; ОСН-ГОР – сигнал основного измерительного канала горизонтальной поляризации; ОСН-ВЕРТ – сигнал основного измерительного канала вертикальной поляризации; ДОП – сигнал дополнительного измерительного канала

Одним из основных элементов предлагаемой многочастотной микроволновой радиометрической системы с активным поляризационным каналом является системы сбора, обработки и отображения экспериментальных данных, которая должна выполнять следующие основные функции:

- управление антенным модулем в автоматическом режиме;
- управление антенным модулем в полуавтоматическом режиме (позиционировать антенный модуль согласно азимуту и углу места заданным оператором либо сканировать заданную оператором область);
- предварительную обработку данных, полученных от АЦП антенного модуля;
- хранение обработанных данных в локальной базе данных;
- двустороннюю передачу данных и управляющих сигналов;
- отображение получаемых данных на индикаторе кругового обзора – специального индикаторного блока или на его модели, сформированной программно на экране монитора персонального компьютера;
- моделирование карты местности и обнаруженных метеоявлений.

Передача получаемых экспериментальных данных может осуществляться как прямым подключением с помощью кабельного соединения, так и при помощи радиоканалов. Исполь-

зование радиомодуля позволит использовать систему в отдалении от населенных пунктов и при этом оперативно получать необходимые данные.

В качестве основы радиомодуля могут выступать современные микрокомпьютеры как отечественного, так и зарубежного производства. Преимуществом данного подхода служит возможность использования на данных микрокомпьютерах современных операционных систем семейства «Linux», что позволяет легко изменять и наращивать программный функционал.

В качестве рабочего места оператора может выступать обычный персональный компьютер или ноутбук, с которого производится управление всей системой.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выполненные исследования позволили определить и сформулировать основные принципы и условия построения и функционирования системы сбора, обработки и отображения информации, получаемой в процессе измерений многочастотной микроволновой радиометрической системой с активным поляризационным каналом, обеспечивающей оперативный контроль и обнаружение опасных метеорологических явлений, связанных с эволюцией конвективной облачности и оказывающих сильное влияние на безопасность воздушного движения.

Результаты исследований позволяют практически реализовать предлагаемую систему сбора, обработки и отображения метеоданных при преимущественном применении отечественной радиоэлектронной элементной базы.

Список используемых источников

1. Баранов А.М. Облака и безопасность полетов. – Л.: Гидрометеиздат, 1983. – 321 с.
2. Federal Aviation Administration. Incident Data System Database. – 1998.
3. ВМО-№ 485. Наставление по глобальной обработке данных и прогнозированию. – Т. 1. Глобальные аспекты. Дополнение к IV Техническому регламенту ВМО. – 2010.
4. ICAO Doc 9750-AN/963. 2013-2028 Global Air Navigation Plan. – 2013.
5. Компенсация помех в работе СВЧ радиометрических систем / Е.В. Федосеева [и др.] // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – № 1. – С. 50–62.
6. Ростокин И.Н. Многочастотный микроволновый радиометрический метод обнаружения и контроля опасных атмосферных метеоявлений, устойчивый к изменяющимся условиям измерений // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер. Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2018. – № 1 (37). – С. 6–21.
7. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Шукин Г.Г. Оценка условий приема в двухканальной СВЧ радиометрической системе по внешнему тестовому сигналу // Известия высших учебных заведений. Физика. – Томск, 2016. – Т. 59, № 12(3). – С. 116–120.
8. Ростокин И.Н. Многочастотный микроволновый радиометрический метод обнаружения и контроля опасных атмосферных метеоявлений, устойчивый к изменяющимся условиям измерений: автореф. дис. ... д-р техн. наук. – Казань, 2018. – 48 с.

Л.М. Митник*,
доктор физико-математических наук, профессор;
Е.С. Хазанова*
*Тихоокеанский океанологический институт
имени В.И. Ильичева ДВО РАН, г. Владивосток.

ФОРМИРУЮЩИЙСЯ ЛЕДЯНОЙ ПОКРОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ СПУТНИКОВЫХ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ, РАБОТАЮЩИХ В САНТИМЕТРОВОМ И ДЕЦИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНАХ

Применение спутниковых радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) позволяет получать больше информации о структуре и пространственно-временной изменчивости различных типов морского льда. В данной работе рассматривается изменчивость сигнатур РСА морского льда в зимний и весенний сезоны. Определение участков молодого льда важно для повышения эффективности транспортных операций и востребовано при изучении биологических явлений и климата.

Ключевые слова: РСА, РСА в сантиметровом диапазоне, РСА в дециметровом диапазоне, Sentinel-1A, ALOS-2, морской лед, начальные виды льда, ледяное сало, гистограммы, УЭПР, Охотское море.

ВВЕДЕНИЕ

Измерения спутниковых РСА, работающих на различных частотах и поляризациях, существенно увеличили объем сведений о структуре и пространственно-временной изменчивости различных типов морского льда. Это обусловлено возможностью изучения поверхности независимо от погоды и освещенности, чувствительностью рассеянных радиолокационных (РЛ) сигналов к вариациям характеристик ледяного покрова и моря, высоким пространственным разрешением и доступностью данных [1, 2]. Индикация районов вновь образующегося льда важна для повышения эффективности транспортных операций, востребована в исследованиях биологических явлений и климата.

Свойства льда, в том числе и регистрируемые дистанционно, во многом определяются условиями его формирования, среди которых в первую очередь следует упомянуть температуру воздуха, скорость приводного ветра и волнение. Вопросам формирования и эволюции ледяного покрова в различных физико-географических условиях, а также связям ледяного покрова с изменениями климата посвящены многочисленные исследования (например, работы [2–5]). Оперативная информация и результаты научных исследований размещаются на сайте National Snow and Ice Data Center ([https:// nsidc.org/](https://nsidc.org/)). Для изучения физических закономерностей, описывающих сложное взаимодействие ветра с взволнованной морской поверхностью, частично покрытой формирующимся льдом, продолжаются судовые и спутниковые эксперименты.

Данная работа основана на анализе РСА изображений, полученных со спутников Sentinel-1A/-1B (ESA) и ALOS-2 (JAXA) над Охотским морем и Татарским проливом Японского моря в 2015–2021 годах [6, 7]. Вариации яркости изображений определяются вариациями шероховатости поверхности, которая характеризуется значением удельной эффективной площади рассеяния (УЭПР) σ° . Значения УЭПР льда и морской поверхности (фона) меняются в широких пределах и зависят от типа и сплоченности льда и состояния морской поверхности (скорости ветра W), от частоты ν и поляризации p зондирующих сигналов при излучении и приеме. Зависимость σ° от W , ν , p , угла падения θ и угла между плоскостью распространения

сигналов и вектором ветра φ описывается геофизической модельной функцией (ГМФ) $\sigma^\circ = F(v, p, \theta, \varphi)$ с эмпирически подобранными коэффициентами.

Для детального исследования были отобраны изображения РСА, полученные при прохождении глубоких циклонов, сопровождающихся сильным ветром. Поле УЭПР взволнованной морской поверхности визуализирует последовательные стадии процесса формирования льда. По вариациям яркости (σ°) РСА изображения можно судить о влиянии динамических явлений в атмосфере и океане на структуру и эволюцию ледяного покрова, о пространственной изменчивости направления и скорости ветра.

ФОРМИРУЮЩИЙСЯ ЛЕДЯНОЙ ПОКРОВ В ЗАЛИВЕ ТЕРПЕНИЯ

Из анализа массива спутниковых оптических и РЛ изображений следует, что у северо-западного побережья Охотского моря, в заливах Терпения и Анива и в ряде других мест, процесс формирования льда может наблюдаться несколько раз на протяжении холодного периода. Обусловлено это тем, что сильные ветры северных румбов, сопровождающие холодные вторжения и циклоны синоптического масштаба, уносят льды от побережий, а в образовавшихся полыньях формируется новый лед. Под влиянием ветра и волнения происходит трансформация начальных видов льда в нилас, а затем в блинчатый, серый и серо-белый лед. Толщина и торосистость льда при этом растут. При смене синоптической ситуации направление ветра меняется, лед дрейфует на юг, появляются пространства открытой воды, и процесс формирования льда возобновляется.

Рассмотрим изменчивость ледовой обстановки в заливе Терпения 13–18 февраля 2021 года по изображениям РСА в С- и L-диапазонах, полям облачности со спутников Terra, Aqua и GCOM-C, картам приземного анализа и показаниям береговых метеостанций. На изображении РСА за 13 февраля (рис. 1,а) в северной части залива наблюдаются темные области открытой воды и ледяного сала. По данным метеостанции в Поронайске с 7 до 11 UTC $W = 0 \div 2$ м/с, и температура воздуха $t = -(6 \div 8)^\circ \text{C}$. Южнее, а также на шельфе Сахалина по значениям и структуре полей σ° выделены начальные виды, серые и серо-белые льды. Отмечены ледяные поля, принесенные Восточно-Сахалинским течением.

При приближении циклона, который образовался 14 февраля восточнее Хонсю, ледовая обстановка меняется. При рассмотрении карт приземного анализа Японского метеорологического агентства JMA нетрудно сделать вывод, что 15 февраля в 06 UTC центр циклона находился на 36° с. ш., 141° в. д., давление в центре $P_{\text{ц}} = 976$ гПа, а в 12 ч координаты центра были 40° с. ш., 144° в. д., $P_{\text{ц}} = 958$ гПа. Скорость ветра W в южной половине циклона на расстояниях до ≈ 2500 км от центра составляла $15\text{--}30$ м/с.

О сильном северо-восточном ветре на изображении РСА за 15 февраля свидетельствуют высокая яркость открытых участков моря в заливе Терпения, в Татарском проливе и на восточном шельфе Сахалина (рис. 1,б). Под действием ветра лед сконцентрировался в области к востоку от перешейка. Большие и гигантские ледяные поля в этой области характеризуются низким рассеянием $\sigma^\circ = -(14 \div 17)$ дБ. Скорее всего, эти поля серо-белого и белого льда образовались к северу от Сахалина и были вынесены на юг Восточно-Сахалинским течением. По более яркому тону выделяется лед в заливе Анива ($\sigma^\circ = -(7 \div 11)$ дБ). К западу и востоку от него – взволнованная морская поверхность. Направление приводного ветра указывают контрастные полосы.

На спутниковых видимых изображениях за 16–17 февраля большая часть Охотского моря и Татарский пролив были закрыты облачностью циклона. Причем 16 февраля центр циклона находился на 46° с. ш., 145° в. д., $P_{\text{ц}} = 946$ гПа, $W = 15 \div 30$ м/с. Вскоре циклон стал медленно (2 гПа/6 ч), а затем быстро (8 гПа/6 ч) заполняться, и ветер ослабел.

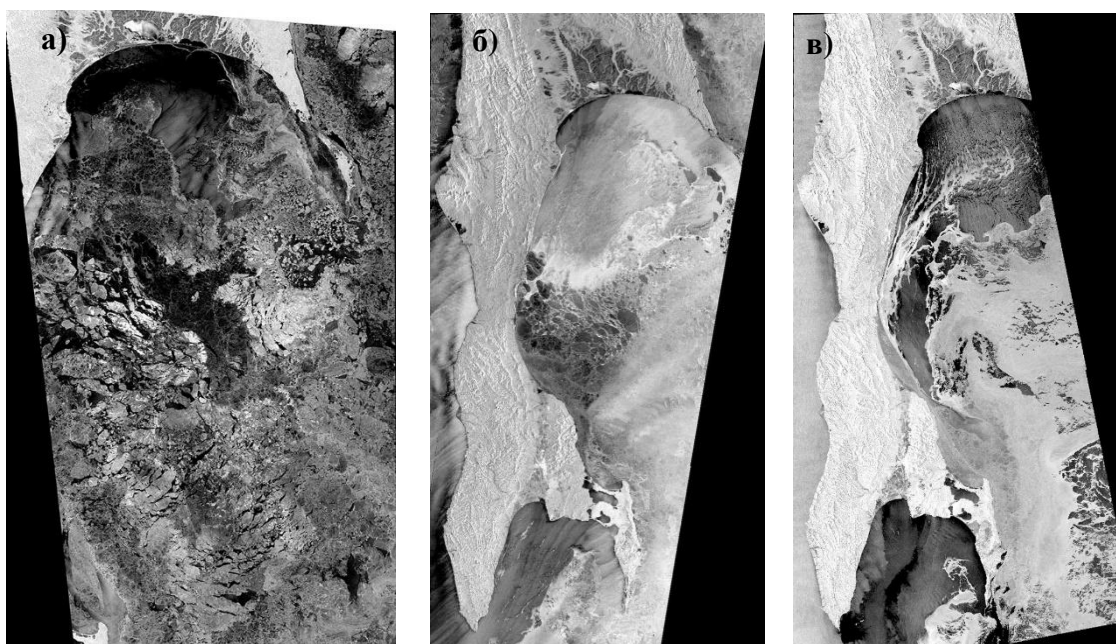


Рис.1. Ледяной покров в заливах Терпения и Анива, а также на шельфе Сахалина на изображениях РСА на ВВ-поляризации, полученных со спутника Sentinel-1A в 08:13 UTC 13 февраля (а), в 20:39 UTC 15 февраля (б) и в 08:21 UTC 18 февраля (в) 2021 года

При зондировании 18 февраля (рис. 1,в) температура воздуха $t = -(5 \div 7)^\circ \text{C}$, а скорость ветра $W = 6 \div 7$ м/с (по данным метеостанции в г. Поронайске), что при температуре поверхности моря около точки замерзания способствовало формированию и быстрой трансформации форм льда. Направление ветра указывают полосы переменной яркости на свободной от льда морской поверхности в заливах Терпения и Анива.

Коррекция гистограмм яркости визуализирует стадии образования льда, что показано на рис. 2,а. Изменчивость УЭПР на разных стадиях оценена по гистограммам (рис. 3), на которых для областей 1–4 приведены средние и среднеквадратичные значения σ° . В области 2 льда еще нет, и шероховатость определяется только ветром. Вниз по потоку (область 3) скорость ветра возрастает, но являются и вытянутые по ветру узкие полосы ледяного сала, хорошо различимые на изображении с полным разрешением (размер пикселя 10×10 м), образовавшие хорошо различимую извилистую темную полосу ледяного сала 1. Большая яркость области 4, скорее всего, обусловлена блинчатым льдом.

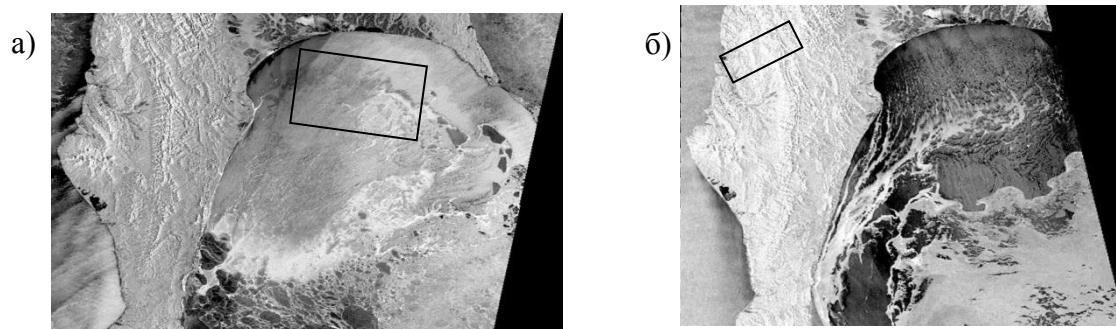


Рис. 2. Лед в заливе Терпения на изображениях РСА, полученных 15 (а) и 18 февраля (б) (прямоугольники показывают границы областей, представленных далее в статье на рис. 3 и 4)

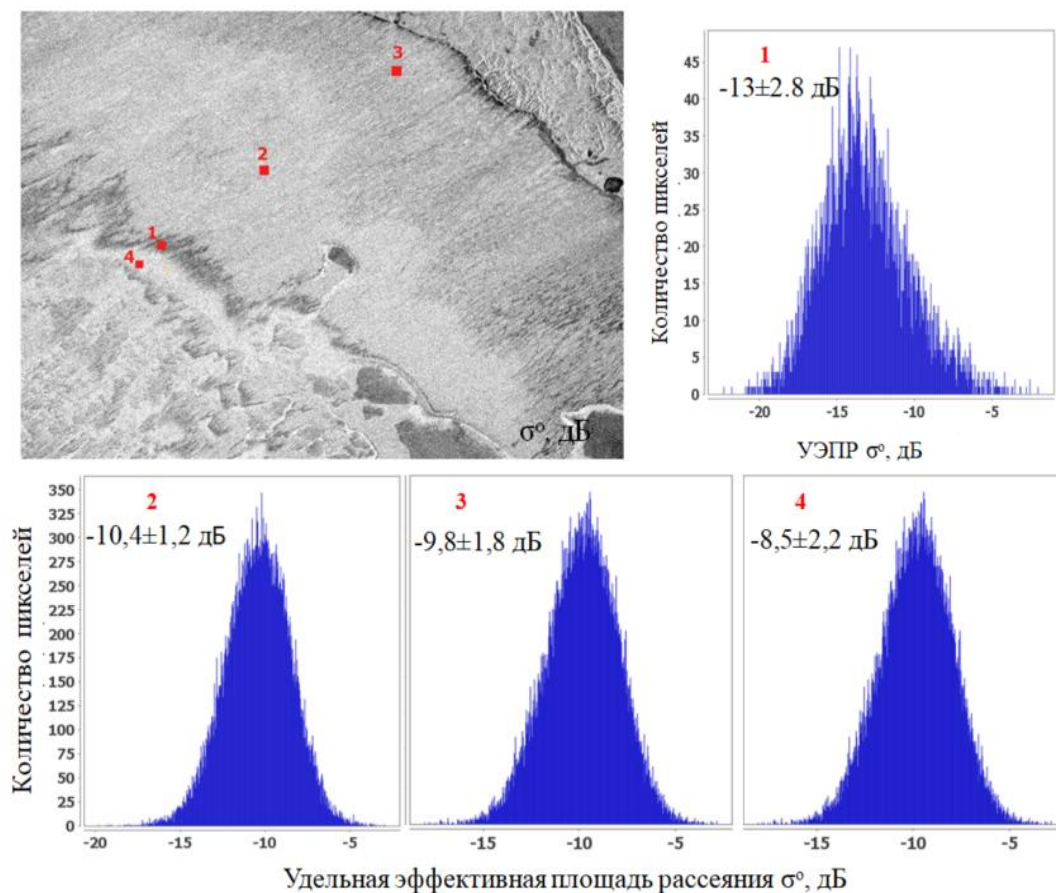


Рис. 3. Гистограммы распределения УЭПР в областях 1–4 на фрагменте изображения РСА за 15 февраля, ограниченном прямоугольником на рис. 2,а

Рассеяние формирующегося ледяного покрова на изображении за 18 февраля (рис. 3,б) выглядит иначе (рис. 4). По величине яркости можно выделить три градации: ледяное сало, открытая морская поверхность и блинчатый лед. Для них были получены следующие значения σ° : $-23,1 \pm 2,19$, $-16,4 \pm 1,75$ и $13,93 \pm 1,95$ дБ, которые существенно меньше, чем для аналогичных зон на рис. 3.

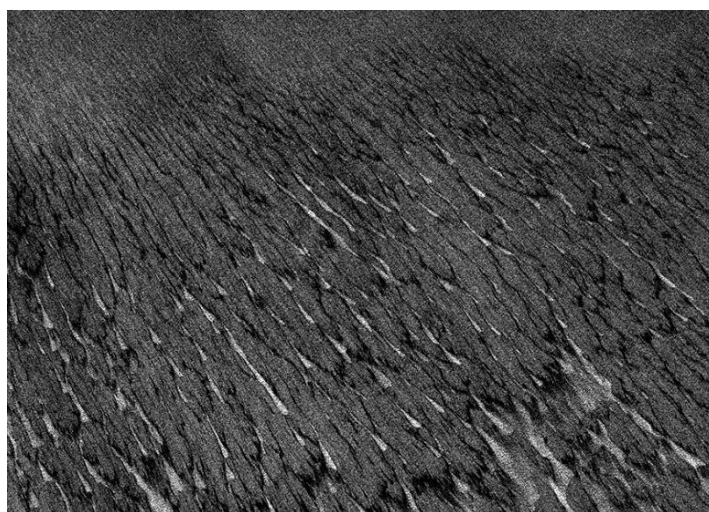


Рис. 4. Формирующийся ледяной покров у северного берега залива Терпения в области, ограниченной прямоугольником на рис. 2,б

Различные стадии формирования льда надежно выявляются и на РСА изображениях в L-диапазоне, полученных со спутника ALOS-2 [7, 8]. Пространственное распределение УЭПР на рис. 5 заметно отличается от распределений, приведенных на рис. 2 и 4. Узкие темные полосы ледяного сала образованы циркуляцией Ленгмюра. Темные (гладкие) ледяные поля окружены взволнованной морской поверхностью, на которой также видны полосы сала.



Рис. 5. Фрагмент изображения ледяного покрова в северной части залива Терпения на изображении РСА PALSAR на ВВ поляризации со спутника ALOS-2 за 4 февраля 2017 года

ВЫВОД

В работе рассмотрены сигнатуры формирующегося ледяного покрова в Охотском море, выявленные на спутниковых РСА изображениях С- и L-диапазонов; приведены значения удельной эффективной площади рассеяния начальных типов льда и морской поверхности в С-диапазоне.

Исследование выполнено при поддержке гранта РНФ № №20-17-00179 («Применение активных и пассивных микроволновых спутниковых данных для мониторинга состояния морской поверхности, морского льда и атмосферы») и в рамках госзадания (регистрационный номер 121021500054-3).

Список используемых источников

1. Synthetic Aperture Radar Marine User's Manual / C.R. Jackson [et al.] // US Dept of Commerce. – 2004. – 464 p.
2. Ager T.P. An introduction to synthetic aperture radar imaging // Oceanography. – 2013. – Vol. 2, № 2. – P. 20–33. – URL: <http://dx.doi.org/10.5670/oceanog.2013.28> (дата обращения: 08.04.2021).
3. X-, C-, and L-band SAR signatures of newly formed sea ice in Arctic leads during winter and spring / M. Johansson [et al.] // Remote Sensing of Environment. – 2018. – Vol. 204. – P. 162–180.
4. Дистанционные методы исследования морских льдов / З.Х. Вагапов [и др.]. – СПб.: Гидрометеоздат, 1983. – 343 с.

5. *Carsey F.D.* Microwave Remote Sensing of Sea Ice: geophysical monograph // American Geophysical Union. – Washington. – 1992. – 462 p.
6. *Митник Л.М., Хазанова Е.С.* Радиолокационные, термические и оптические контрасты морского льда в Охотском море зимой // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2019. – Т. 16, № 5. – С. 255–267.
7. *Митник Л.М., Кузлякина Ю.А.* Ледяной покров залива Петра Великого на изображениях РСА PALSAR со спутника ALOS // Вестник ДВО РАН. – 2013. – № 6. – С. 50–58.
8. *Митник Л.М., Хазанова Е.С.* Нефтяные пленки и ледяное сало на изображениях РСА со спутников ALOS-1 и ALOS-2 // Материалы V Всероссийской научной конференции «Проблемы военно-прикладной геофизики и контроля состояния природной среды» / под общ. ред. Ю.В. Кулешова. – СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2018. – С. 690–693.

В.А. Плющев,
кандидат технических наук;
А.А. Черниенко,
кандидат технических наук

МНОГОРАКУРСНЫЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЙ ПОРТРЕТ ОБЪЕКТА В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Проведен анализ поляризационных параметров отражающего элемента радиолокационного объекта. Исследована поляризационная калибровка отражающего элемента радиолокационного объекта. Получены выражения для калибровки кросс-поляризационных ЭПР и компонент матрицы комплексных коэффициентов обратного рассеяния элемента разрешения. Дана оценка количества параметров, описывающих пространственную поляризационную диаграмму обратного рассеяния объекта.

Ключевые слова: радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА), многокурсовый, радиолокатор

ВВЕДЕНИЕ

Главной тенденцией развития современной радиолокации (особенно с синтезированной апертурой) является увеличение объема информации, получаемой об объектах наблюдения. Так, существенное улучшение разрешающей способности, обеспечиваемое современными и перспективными радиолокаторами с синтезированной апертурой (РСА), позволяет получать радиолокационный образ объекта, с одной стороны, в какой-то мере близкий к оптическому образу объекта, а с другой стороны – отражающий специфику изображения объекта в радиодиапазоне [1].

В однопозиционных системах РСА получают двумерные изображения подстилающей поверхности и объектов, интенсивность элементов которых пропорциональна соответствующей эффективной площади обратного рассеяния. Эффективная площадь обратного рассеяния элемента разрешения зависит от его геометрических и электрофизических свойств, которые, в свою очередь, определяются частотным диапазоном, видом поляризации, ракурсом визирования, параметрами съемки. А поляризационные свойства радиолокационных сигналов позволяют существенно повысить информативность радиолокационного наблюдения.

Отражающий элемент пространства, будучи сложным геометрическим и электрофизическим объектом, в общем случае характеризуется комплексной поляризационной матрицей рассеяния для данного ракурса визирования и частотного диапазона [2].

В случае, когда реальный объект представляется в виде совокупности его элементов разрешения, совокупность соответствующих комплексных поляризационных матриц рассеяния (для данного ракурса и частотного диапазона) определяет его поляризационный портрет.

При работе в нескольких частотных диапазонах имеется возможность формировать многомерный образ объекта в каждом диапазоне и, соответственно, получать его многомерный спектральный образ.

В статье рассмотрено исследование многокурсового поляризационного портрета объекта в РСА и показано его формирование.

ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ПАРАМЕТРЫ ОТРАЖАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБЪЕКТА

Стабильный отражающий элемент радиолокационного объекта для данного ракурса визирования и частотного диапазона может быть представлен некоторым восьмиполусником S , который описывается матрицей комплексных коэффициентов обратного рассеяния [3].

Матрица комплексных коэффициентов обратного рассеяния

$$S = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix}, \quad (1)$$

определяющая преобразование параметров волны при ее обратном рассеянии от элемента разрешения радиолокационного объекта, является поляризационной матрицей обратного рассеяния отражающего элемента радиолокационного объекта для данного ракурса визирования и частотного диапазона.

В случае, когда реальный объект представляется в виде совокупности элементов разрешения, его поляризационный портрет определяется набором соответствующих комплексных поляризационных матриц обратного рассеяния для данного ракурса визирования и частотного диапазона.

В случае линейности характеристик стабильного отражающего элемента радиолокационного объекта теорема взаимности определяет равенство диагональных элементов матрицы обратного рассеяния S_{12} и S_{21} , и число параметров сокращается до шести.

Кроме этого, при реальном зондировании в принятом сигнале дополняется информация, связанная с трассой распространения сигнала, в том числе неизвестная фазовая компонента, определяемая дальностью.

В связи с этим целесообразно рассмотреть не абсолютных фазовых компонент элементов матрицы, а относительных, что может быть реализовано вычитанием фазовой компоненты одного из элементов матрицы из других. Таким образом, число поляризационных параметров отражающего элемента объекта сокращается до пяти (для данного ракурса визирования и частотного диапазона).

Поскольку при расчетах характеристик обнаружения используются эффективные площади рассеяния (ЭПР) объектов, то элементы матрицы комплексных коэффициентов обратного рассеяния целесообразно представить в виде

$$S_{ij}^* = (\sigma_{ij}; \varphi_{ij}), \quad (2)$$

где σ_{ij} – ЭПР элемента разрешения при облучении поляризацией i и приеме поляризации j ;

φ_{ij} – фазовый сдвиг поляризационной компоненты при облучении поляризацией i и приеме поляризации j .

В случае вычитания фазового сдвига кросс-поляризационной компоненты матрица комплексных коэффициентов обратного рассеяния примет вид:

$$S(\theta, \mu, \lambda) = \begin{vmatrix} \sigma_{11}, \varphi_{11}; & \sigma_{12}, \varphi_{12} \\ \sigma_{21}, \varphi_{21}; & \sigma_{22}, \varphi_{22} \end{vmatrix} \quad (3)$$

где (θ, μ) – направления визирования;

λ – длина волны.

ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ КАЛИБРОВКА ОТРАЖАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБЪЕКТА

Задачей поляризационной калибровки является формирование для каждого элемента разрешения его матрицы комплексных коэффициентов обратного рассеяния при данных ракурсах визирования и частотном диапазоне. Это традиционно решается с помощью размещения отражателей с известной ЭПР в зоне съемки, а в качестве отражателей используются уголкового отражатели. Поскольку при отражении от уголкового отражателя плоскость поляризации

не меняется, то применение уголкового отражателя с известной ЭПР позволяет провести калибровку поля радиолокационного изображения только по основной поляризации, а на кросс-поляризации отраженный от них сигнал практически отсутствует. Для калибровки поля радиолокационного изображения по основной поляризации и кросс-поляризации необходимо разработать отражатели с известным коэффициентом вращения плоскости поляризации, что при использовании сигнала с большой шириной полосы и переменными ракурсами визирования технически сложно.

Для L диапазона реализовать такой вариант уголкового отражателя с поляризационными осями (с приемлемыми техническими характеристиками) в широкой относительной полосе сигнала не удастся. Решение возможно при реализации практически одновременного получения четырех комплексных основных компонент излучения и кросс-поляризационных.

Блок-схема получения поляризационной информации на каждой длине волны представлена на рис. 1.

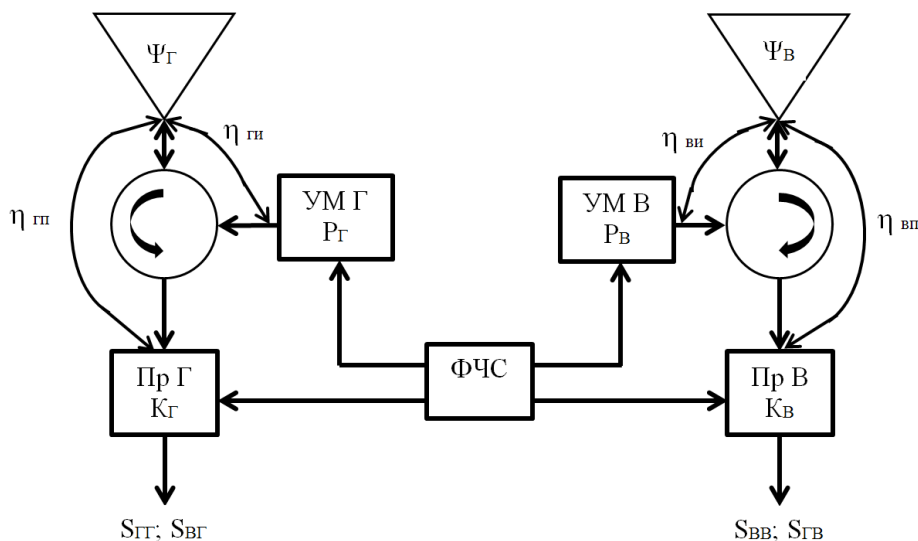


Рис. 1. Блок-схема получения поляризационной информации

На рис. 1 введены следующие обозначения:

$\Psi_{Г}, \Psi_{В}$ – диаграммы направленности антенны по мощности на горизонтальной и вертикальной поляризациях соответственно;

$\eta_{Гп}, \eta_{Гн}$ – коэффициенты передачи тракта горизонтальной поляризации на прием и излучение соответственно;

$\eta_{Вп}, \eta_{Вн}$ – коэффициенты передачи тракта вертикальной поляризации на прием и излучение соответственно;

УМ Г, УМ В – усилители мощности горизонтальной и вертикальной поляризаций соответственно;

$P_{Г}, P_{В}$ – мощности на горизонтальной и вертикальной поляризациях соответственно;

Пр Г, Пр В – приемники горизонтальной и вертикальной поляризаций соответственно;

$K_{Г}, K_{В}$ – коэффициенты передачи приемников горизонтальной и вертикальной поляризаций соответственно.

Радиолокатором попеременно излучаются сигналы двух поляризаций, и при каждом излучении принимаются обе поляризации.

Сигнал $S_{ГГ}$ на выходе приемника Г (Пр Г), пропорциональный принятой мощности в режиме излучения поляризации Г, будет следующим:

$$S_{ГГ} = P_{Г} \cdot \eta_{Гн} \cdot \Psi_{Г} \cdot \Psi_{Г} \cdot \eta_{Гп} \cdot K_{Г} \cdot \sigma_{ГГ}. \quad (4)$$

Сигнал $S_{ГВ}$ на выходе приемника В (Пр В), пропорциональный принятой мощности в режиме излучения поляризации Г,

$$S_{ГВ} = P_{Г} \cdot \eta_{ГГ} \cdot \Psi_{Г} \cdot \Psi_{В} \cdot \eta_{ВВ} \cdot K_{В} \cdot \sigma_{ГВ}. \quad (5)$$

Сигнал $S_{ВВ}$ на выходе приемника В (Пр В), пропорциональный принятой мощности в режиме излучения поляризации В,

$$S_{ВВ} = P_{В} \cdot \eta_{ВВ} \cdot \Psi_{В} \cdot \Psi_{В} \cdot \eta_{ВВ} \cdot K_{В} \cdot \sigma_{ВВ}. \quad (6)$$

Сигнал $S_{ВГ}$ на выходе приемника Г (Пр Г) пропорциональный принятой мощности в режиме излучения поляризации В

$$S_{ВГ} = P_{В} \cdot \eta_{ВВ} \cdot \Psi_{В} \cdot \Psi_{Г} \cdot \eta_{ГГ} \cdot K_{Г} \cdot \sigma_{ВГ}. \quad (7)$$

Теорема взаимности определяет равенство диагональных элементов матрицы обратного рассеяния, поэтому имеем

$$\sigma_{ГВ} = \sigma_{ВГ}. \quad (8)$$

Решая систему уравнений (4)–(8) относительно кросс-поляризационной ЭПР, получим

$$\sigma_{ГВ} = \sigma_{ВГ} = \sqrt{\sigma_{ВВ} \sigma_{ГГ} \frac{S_{ВГ} S_{ГВ}}{S_{ВВ} S_{ГГ}}}. \quad (9)$$

Нахождение ЭПР элемента разрешения по основным поляризациям решается с помощью традиционной калибровки по уголковым отражателям.

Фазовые компоненты матрицы комплексных коэффициентов обратного рассеяния элемента разрешения определяются из соответствующих комплексных компонент.

С выхода каждого приемника поступают синусная A_s и косинусная A_c квадратуры сигнала, соответствующие сигналу S , пропорциональному принятой мощности:

$$S = A_s^2 + A_c^2, \quad (10)$$

где $A_s = \sqrt{A_s^2 + A_c^2} \sin \varphi$;

$A_c = \sqrt{A_s^2 + A_c^2} \cos \varphi$;

$A^* = \sqrt{A_s^2 + A_c^2} e^{j\varphi}$ – комплексная компонента;

$\varphi = \arctan \frac{A_s}{A_c}$ – фаза.

Фазовые компоненты матрицы комплексных коэффициентов обратного рассеяния элемента разрешения будут составлять

$$\varphi_{ГГ} = \arctan \frac{A_{SГГ}}{A_{СГГ}} - \arctan \frac{A_{SГВ}}{A_{СГВ}}, \quad (11)$$

$$\varphi_{ВВ} = \arctan \frac{A_{SВВ}}{A_{СВВ}} - \arctan \frac{A_{SВГ}}{A_{СВГ}}, \quad (12)$$

$$\varphi_{ГВ} = \varphi_{ВГ} = 0. \quad (13)$$

Для повышения эффективности распознавания необходимо использовать полный поляризационный портрет объекта.

ФОРМИРОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ДИАГРАММЫ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ЭЛЕМЕНТА РАЗРЕШЕНИЯ ОБЪЕКТА

Элемент разрешения объекта под воздействием подающего излучения является вторичной излучающей антенной, и пространственные характеристики отраженного поля определяются его геометрическими размерами и амплитудно-фазовыми характеристиками наведенного поля. Минимальная ширина лепестка вторичной диаграммы направленности в случае оптимальных амплитудно-фазовых характеристик наведенного поля определяется отношением

$$\Delta\theta = \lambda d, \quad (14)$$

где d – соответствующий размер элемента разрешения.

В РСА, как правило, радиолокационные изображения имеют одинаковое разрешение по обеим координатам.

В РСА X-диапазона при детальной обработке по обеим координатам реализуется разрешающая способность 10 см при длине волны 3,2 см, что соответствует $\Delta\theta \approx 0,3$ или $\approx 20^\circ$.

Поскольку портрет объекта должен быть сформирован для азимутального ракурса в диапазоне углов $0-360^\circ$, а для угломестного ракурса в диапазоне углов $0-45^\circ$, то для оценивания азимутального сечения вторичной диаграммы обратного рассеяния достаточно 20 измерений с шагом $\approx 20^\circ$, а для оценивания угломестного сечения вторичной диаграммы обратного рассеяния достаточно 3-го измерения с шагом $\approx 20^\circ$. Соответственно, в этом случае элемент разрешения объекта пространственно описывают 60 матриц комплексных коэффициентов обратного рассеяния. В РСА L-диапазона при детальной обработке по обеим координатам реализуется разрешающая способность 50 см при длине волны 23 см. Соответственно, в этом случае элемент разрешения объекта пространственно описывают 40 матриц комплексных коэффициентов обратного рассеяния.

ФОРМИРОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ДИАГРАММЫ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ОБЪЕКТА

Если объект имеет площадь S_0 , а элемент разрешения по дальности и азимуту имеет размеры $d_x d_y$, то количество элементов разрешения, описывающих объект будет следующим:

$$M_\Sigma = \frac{S_0}{d_x d_y}. \quad (15)$$

Количество поляризационных матриц, описывающих элемент разрешения объекта в угловом пространственном секторе (θ_0, φ_0) согласно (14), –

$$N_\Sigma = (\theta_0 \varphi_0) \frac{d_x d_y}{\lambda^2} \quad (16)$$

Количество поляризационных матриц, описывающих объект в угловом пространственном секторе (θ_0, φ_0) согласно (15), (16) при $\theta_0=360^\circ=2\pi$, $\varphi_0=45^\circ=\pi/2$, –

$$K_\Sigma = M_\Sigma N_\Sigma = \frac{S_0 \pi^2}{2\lambda^2} \quad (17)$$

и определяется площадью объекта и длиной волны радиолокатора, независимо от разрешающей способности.

Однако значения M_Σ и N_Σ изменяются в соответствии с разрешающей способностью.

ФОРМИРОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ДИАГРАММЫ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ЭЛЕМЕНТА РАЗРЕШЕНИЯ ОБЪЕКТА ПРИ ИЗМЕНЕНИИ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ

Разрешающие способности РСА при работе в различных режимах могут варьироваться в значительных пределах, что требует использования соответствующих портретов объектов.

Пространственный поляризационный образ обратного рассеяния объекта, полученный с высокой разрешающей способностью, позволяет сформировать соответствующие образы объекта с разрешающими способностями, худшими в целое число раз, используя при этом его комплексное радиолокационное изображение.

В азимутальном направлении задача может решаться когерентным суммированием элементов разрешения и синтезированием изображений в соответствующих лучах.

В угломестном направлении задача может решаться электродинамическим расчетом поля по соответствующему амплитудно-фазовому распределению.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для эффективного обнаружения и распознавания объектов на любых снимках (оптических или радиолокационных) необходимо создание алгоритмов, учитывающих максимальное количество доступной информации. Так, для ИК-снимков доступна информация только о тонах серого в диапазоне значений от 0 до 255. Для цветных оптических изображений доступно 3 параметра: интенсивность красного, зеленого и синего каналов, что существенно повышает достоверность обнаружения и распознавания.

В настоящее время наиболее распространены и эффективны алгоритмы, основанные на нейронных сетях. В противовес своей эффективности нейронные сети имеют и свои недостатки, основным из которых является объем данных для обучения сети: в среднем для эффективного обучения необходимо порядка 20000 снимков каждого объекта со всевозможных ракурсов.

Радиолокационный портрет для заданных ракурса и длины волны характеризуется пятью параметрами, три из которых ЭПР (матрица интенсивности поляризаций ГГ, ВВ, ГВ) и два фазовые компоненты.

Количество поляризационных матриц (количество съемок), описывающих объект в угловом пространственном секторе (θ_0, φ_0), зависит только от площади объекта и длины волны и не зависит от разрешающей способности.

Существует возможность применять базу данных многоракурсных поляризационных портретов высокого разрешения к радиолокационным изображениям более низкого разрешения, полученных с любых видов носителей.

Список используемых источников

1. Системы мониторинга воздушного, космического пространства и земной поверхности / В.С. Верба [и др.]. – М.: Радиотехника, 2010. – 675 с.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с. – (Радиолокация).
3. Сколник М. Справочник по радиолокации. – М.: Сов. радио, 1976.

А.П. Алёшкин,
доктор технических наук, профессор;
С.Н. Балакирев;
В.И. Невзоров,
кандидат технических наук, доцент;
П.В. Савочкин,
кандидат технических наук, доцент

ПОВЫШЕНИЕ УГЛОВОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В ОБЛАСТИ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИ ЗАДАННОМ ДИСКРЕТНОМ ИНТЕРВАЛЕ РАЗРЕШЕНИЯ

В работе рассматривается метод повышения угловой разрешающей способности антенной решетки за счет формирования веерной диаграммы направленности с учетом требуемого интервала разрешения и совместной линейной обработки сигналов, полученных в каждом лепестке данной диаграммы, путем решения линейных уравнений. Применение предлагаемого метода позволяет повысить разрешающую способность как минимум в два раза по сравнению с релейским разрешением. В отличие от других методов сверхразрешения данный метод позволяет определять амплитуду сигналов, а не вероятность нахождения объекта в данной области пространства.

Ключевые слова: угловая разрешающая способность, антенная решетка, сверхразрешение, диаграмма направленности антенны.

ВВЕДЕНИЕ

Основной целью радиолокационных наблюдений является получение информации о местоположении объекта с заданной точностью. Уменьшение габаритных размеров лоцируемых объектов и падение интенсивности отраженных сигналов приводят к необходимости повышения требований к точности радиолокационных измерений. Динамика роста этих требований оказывается заметно выше времени, необходимого для аппаратной модернизации радиолокационных средств. В этих условиях эффективным способом повышения угловой разрешающей способности является использование адаптированной цифровой пространственной обработки принимаемого сигнала.

Основной характеристикой, определяющей угловое разрешение радиолокационной системы, является ширина диаграммы направленности (ДН) ее приемной антенной системы, в качестве которой в основном используются антенные решетки (АР). В свою очередь ширина ДН АР зависит от геометрических размеров антенны. Изменение размеров в ряде случаев нецелесообразно как с экономической точки зрения, так и с конструктивной. Одним из возможных путей разрешения данного противоречия является применение алгоритмов сверхразрешения, позволяющих преодолеть релейский порог.

К настоящему времени известно большое количество алгоритмов сверхразрешения. Их можно разделить на две группы: спектральные и параметрические. Самый первый алгоритм сверхразрешения реализует метод Кейпона [1, 2], но наибольшее распространение получил алгоритм MUSIC (Multiple Signal Classification), основанный на разделении пространства на сигнальное и шумовое подпространства [2]. Эти алгоритмы основываются на квазиоптимальной обработке сигналов на фоне шумов. В результате такой обработки удается оценить вероятность нахождения объекта в заданном интервале разрешения.

В настоящей статье предлагается способ увеличения угловой разрешающей способности, основным отличием которого является получение информации об уровне сигналов в каждом

элементе разрешения, что в свою очередь позволяет судить не только о наличии объекта в данном угловом секторе, но и оценить его отражательные характеристики.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим эквидистантную линейную решетку, состоящую из однотипных изотропных излучателей. Характеристика направленности такой решетки будет определяться выражением

$$f(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{n}{2} (kd \cos \theta - \psi) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta - \psi) \right]}, \quad (1)$$

- где n – число элементов решетки;
 d – расстояние между элементами решетки;
 k – волновое число, $k = 2\pi/\lambda$;
 θ – угол, отсчитываемый от линии расположения излучателей;
 ψ – фазовый сдвиг между токами соседних излучателей.

Если в пределах основного лепестка такой АР будет находиться несколько целей, на расстоянии друг от друга менее половины ширины ДН, система определит их как одиночную цель, так как ее потенциальная разрешающая способность по углу определяется шириной основного лепестка ДН по уровню половинной мощности (уровень 0,707 по амплитуде) (рис. 1).

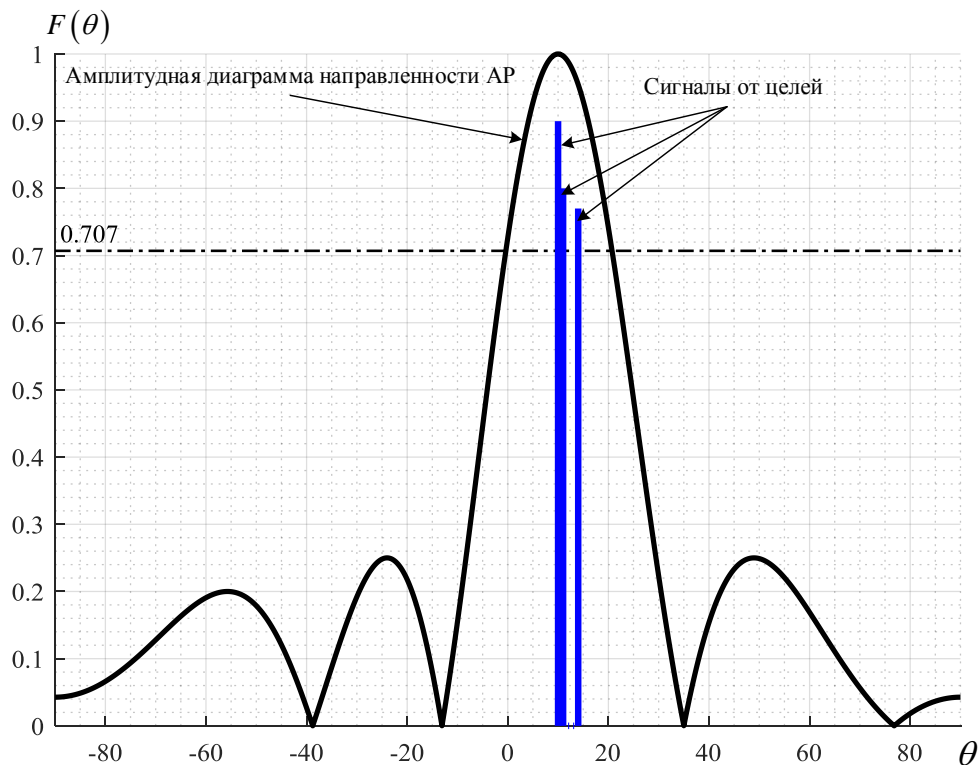


Рис. 1. Амплитудная диаграмма направленности антенной решетки и сигналы от объектов, находящихся в пределах основного лепестка

Для обнаружения этих объектов в пределах ширины основного лепестка ДН предлагается сформировать веерную ДН на основе технологии многоканальной обработки [3, 4].

В отличие от классической веерной ДН, где наложение отдельных лепестков осуществляется по уровню половинной мощности, в данном случае предлагается сформировать их через требуемый интервал разрешения Δ , который в свою очередь определяет расстояние между максимумами ДН соседних каналов (рис. 2).

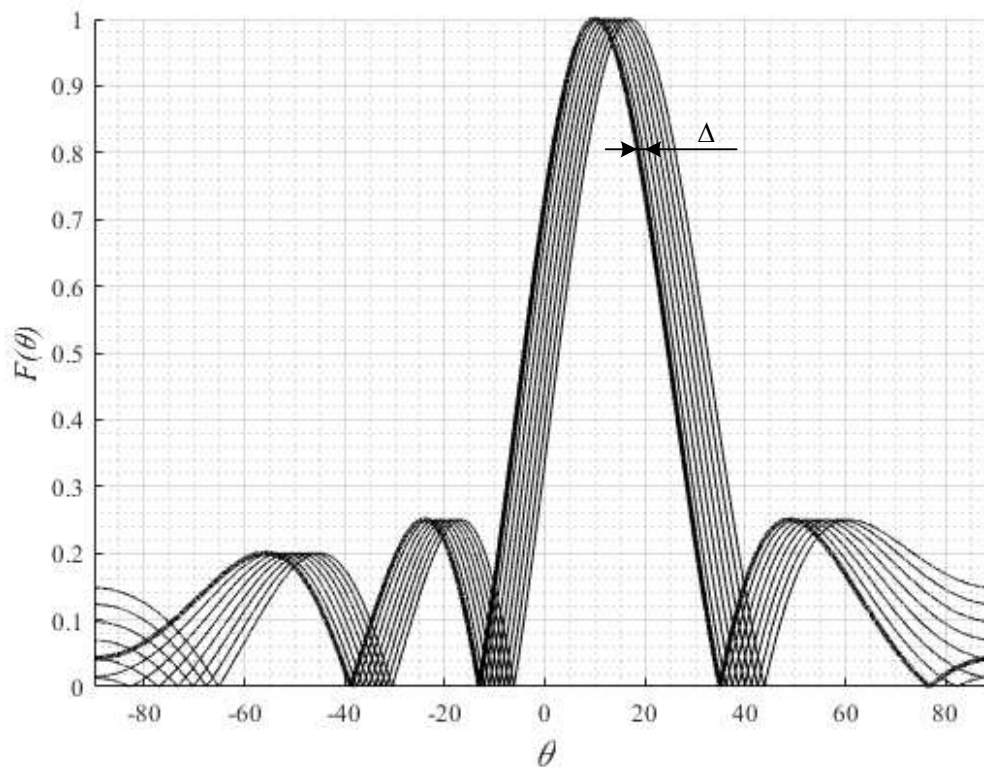


Рис. 2. Веерная диаграмма направленности антенной решетки, сформированная через интервал разрешения Δ

Если в пределах ширины основного лепестка ДН будет располагаться несколько объектов, можно составить систему линейных уравнений, где в общем виде отклик p -го канала (соответствующей ДН) на k целей может быть представлен следующим выражением:

$$a_p = \sum_{i=1}^k F\{[(k-1) + (p-1)]\Delta\} U_i(i+k-2), \quad (2)$$

где a_p — амплитуда сигнала на выходе p -го канала;

$F(\cdot)$ — расчетные значения ДН в исходных дискретных направлениях.

Решение этой системы уравнений дает точные значения амплитуд U_i от целей.

Решение получается точным, если направление на цели соответствует максимумам ДН каналов, в пределах которых данная цель обнаруживается. При смещении цели от максимума ДН появляется ошибка в определении амплитуд данных сигналов.

Повысить точность локации можно, уменьшая интервал разрешения Δ , или применяя методы формирования ДН с более крутыми скатами, например, ДН экспоненциальной формы, или разностную ДН.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Рассмотрим линейную АР, состоящую из пяти изотропных излучателей. Расстояние между излучателями $d = \lambda/2$. Направление фазирования решетки выберем $\theta_\phi = 10^\circ$. Пусть в пределах основного лепестка АР присутствуют три сигнала (см. рис. 1), амплитуды (первая строка) и направления (вторая строка) которых зададим матрицей

$$U = \begin{bmatrix} 0.9 & 0.7 & 0.8 \\ 10 & 11 & 14 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Можно составить систему уравнений:

$$\begin{cases} UU(1) + F(\Delta)UU(2) + F(4\Delta)UU(3) = a_1 \\ F(-\Delta)UU(1) + UU(2) + F(3\Delta)UU(3) = a_2 \\ F(-4\Delta)UU(1) + F(-3\Delta)UU(2) + UU(3) = a_3 \end{cases}, \quad (4)$$

где $UU(i)$ – искомые значения амплитуд принимаемых сигналов от цели.

Результаты решения данной системы уравнений представлены на рис. 3.

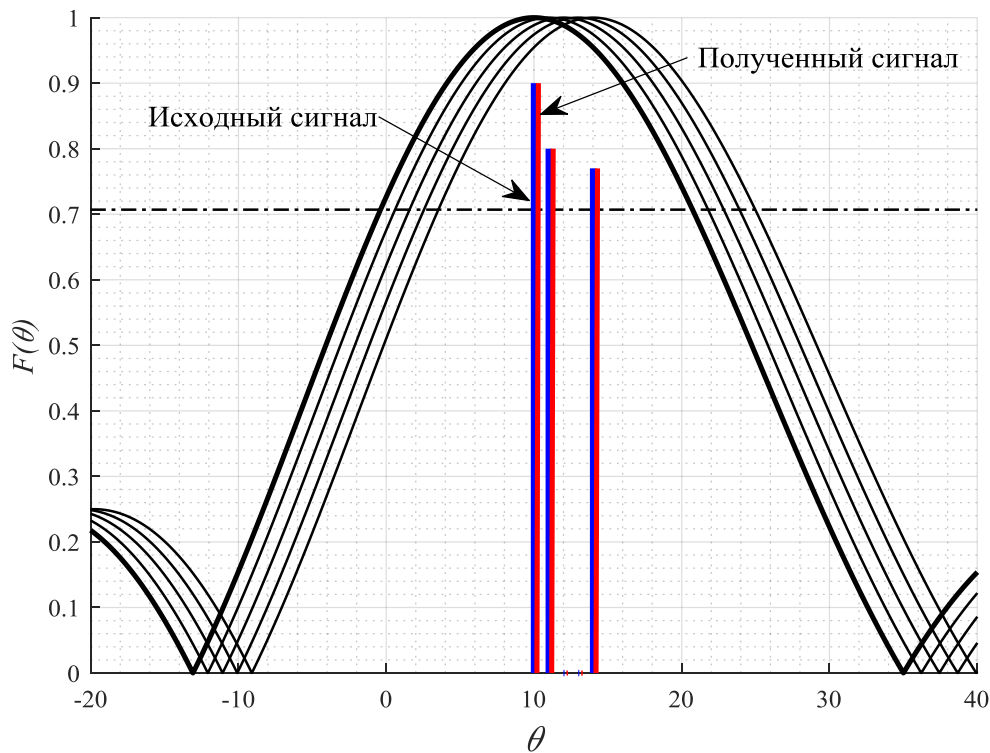


Рис. 3. Результат нахождения сигналов от объектов

Из рисунка видно, что в результате применения данного метода амплитуды сигналов от целей, полученные при решении системы уравнений (4) полностью соответствуют заданным значениям:

$$UU = \begin{bmatrix} 0.9 & 0.7 & 0.8 \\ 10 & 11 & 14 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Таким образом, применение данного метода обеспечивает повышение угловой разрешающей способности АР на величину $\theta_{0,5} / \Delta$, где $\theta_{0,5}$ – половина ширины ДН по уровню половинной мощности.

Оправданной диалектической платой за достижение положительного эффекта является увеличение объема выполняемых вычислительных операций, что не выглядит непреодолимым обстоятельством в сравнении с аппаратным совершенствованием радиолокационных средств [5].

ВЫВОД

Данный метод позволяет не только повысить угловую разрешающую способность АР, но и определить отражательные характеристики целей по амплитуде полученных сигналов, что в свою очередь может быть использовано при идентификации данных целей.

Список используемых источников

1. *Рытнинский М.В.* Адаптация и сверхразрешение антенных решеток. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
2. *Чистяков В.А., Куприц В.Ю.* Сверхразрешение в антенных решетках // Решетневские чтения / Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. – 2016. – Т. 1. – С. 310–312.
3. *Нечаев Ю.Б.* Сверхразрешающие алгоритмы в задачах азимутальной радиопеленгации с использованием кольцевых антенных решеток // Антенны. – 2007. – № 7. – С. 29–34.
4. Выделение парциальных траекторий с применением синтезируемой виртуальной апертуры антенны РЛС / В.И. Порсев [и др.] // Вестник воздушно-космической обороны. – 2016. – Вып. 3 (11). – С. 87–92.
5. Анализ проблем создания «сверхразрешающей» цифровой антенной решетки с помощью алгоритма полигармонической экстраполяции / И.Я. Орлов [и др.] // Труды 24-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2018. – С. 1–12.

В.С. Бахолдин,
кандидат технических наук, доцент;
Д.А. Гаврилов,
кандидат технических наук;
В.А. Добриков,
кандидат технических наук, доцент;
Д.А. Леконцев,
кандидат технических наук

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ СОЗДАНИЯ СПУТНИКОВЫХ РАДИОВЫСОТОМЕРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ

В статье рассматриваются состояние и перспективы реализации технологии синтезирования апертуры антенны в спутниковых радиовысотомерах, переход от традиционных спутниковых радиовысотомеров к радиовысотомерам на основе радиолокаторов с синтезированием апертуры антенны (РСА) – РСА-высотомерам. Проводится сравнительный анализ принципов построения используемых сигналов, алгоритмов обработки, недостатков традиционных радиовысотомеров и преимуществ РСА-высотомеров. Рассмотрены основные характеристики реализованных и перспективных РСА-высотомеров.

Ключевые слова: радиовысотомер, РСА-высотомер, быстрое преобразование Фурье, точность измерения высоты, разрешающая способность.

ВВЕДЕНИЕ

Спутниковые радиовысотомеры широко применяются в различных экономических, научных и военных приложениях. Радиовысотомеры используют радиолокационный принцип действия. Их основными характеристиками являются точность измерения высоты и связанных с ней параметров, а также разрешающая способность. В начале 2000-х годов произошел скачок в разрешающей способности спутниковых радиовысотомеров на основе использования принципов построения радиолокаторов с синтезированием апертуры антенны (РСА). В данной статье рассматриваются история, текущее состояние и перспективы развития спутниковой радиовысотометрии с синтезированием апертуры антенн.

СПУТНИКОВАЯ РАДИОВЫСОТОМЕТРИЯ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ

Радиовысотомеры традиционно используют технологию зондирования подстилающей поверхности ограниченными по длительности импульсами с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Подспутниковая точка на поверхности наблюдается на интервале времени, который определяется шириной луча антенны на уровне 3 дБ и скоростью движения космического аппарата (КА). Процесс формирования отраженного сигнала, пропорционального площади облучаемой поверхности, показан на рис. 1. Радиовысотомеры используют ЛЧМ импульсы с частотой повторения около 2 кГц (рис. 2), которая выбирается исходя из условия обеспечения некоррелированности шумов измерений.

Полагая амплитуду единичной каждый импульс, излучаемый радиовысотомером, может быть представлен в виде

$$s_{\text{изл}}(t, \eta) = \exp(2\pi j(f_c - 0,5\alpha)t), \quad (1)$$

- где f_c – частота несущей;
 η – текущее время;
 t – время в пределах длительности импульса, $t \in [-0,5t_n; 0,5t_n]$;
 α – скорость изменения частоты, $\alpha = B/t_n$
 B – девиация частоты;
 t_n – длительность импульса.

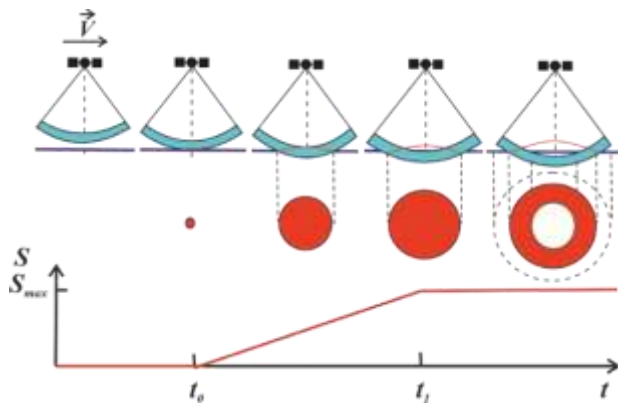


Рис. 1. Формирование отраженного сигнала в обычном радиовысотомере

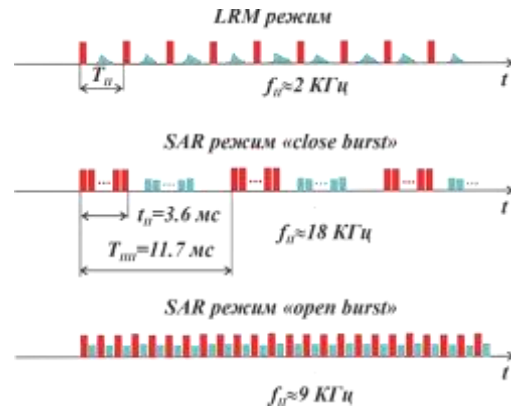


Рис. 2. Временные диаграммы излучения и приема импульсов радиовысотомерами

Для приема и обработки сигналов используется интервал между импульсами (рис. 2). Принимаемый сигнал представляет собой задержанную и смещенную на частоту Доплера копию излученного сигнала, амплитуда которого является медленно меняющейся функцией времени, часто заменяется константой и далее может быть опущена. Таким образом отраженный от поверхности сигнал на входе приемника описывается следующим выражением:

$$s_{\text{пр}}(t, \eta) = \exp\left(2\pi j(f_c - 0,5\alpha(t - \tau))(t - \tau)\right), \quad (2)$$

- где $\tau(t, \eta)$ – время распространения импульса, $\tau(t, \eta) = 2R(t, \eta)/c$;
 c – скорость света в вакууме.

Принимаемые сигналы умножаются на комплексно-сопряженную, задержанную на величину d , копию излучаемого импульса. Задержка опорного сигнала выбирается с учетом ожидаемой высоты до средней поверхности отражения на основании априорного знания дальности до рассеивающего элемента или на основании данных от следящей системы. Эта стратегия преобразует отраженный сигнал в аналоговый сигнал биений, частота которого пропорциональна высоте относительно средней поверхности отражения [1]. Обозначим ошибку системы слежения за временем запаздывания как $\tau' = \tau - d$. Тогда с учетом выражений (1) и (2) сигнал на промежуточной частоте можно представить в виде

$$s_{\text{пч}}(t, \eta) = \exp\left(2\pi j\left(f_c \tau' - (\alpha(1 - \Delta)\tau' - f_D(\eta))t + 0,5\alpha\tau'^2 + \Phi_r\right)\right) \quad (3)$$

- где Δ – доплеровский сдвиг, обусловленный радиальной скоростью КА V_R ;
 $f_D(\eta)$ – доплеровский сдвиг частоты по синтезируемой апертуре;
 Φ_r – остаточная фаза.

С выхода смесителя комплексный сигнал поступает на фильтр нижних частот (ФНЧ). После фильтра сигнал дискретизируется и оцифровывается двухканальным аналого-цифровым преобразователем (АЦП). Далее сигнал обрабатывается в цифровом виде в частотной области, используя быстрое преобразование Фурье (БПФ). Для уменьшения ошибок измерений

выполняется некогерентное накопление на интервале около 50 мс. Блок-схема, поясняющая порядок обработки, показана на рис. 3.

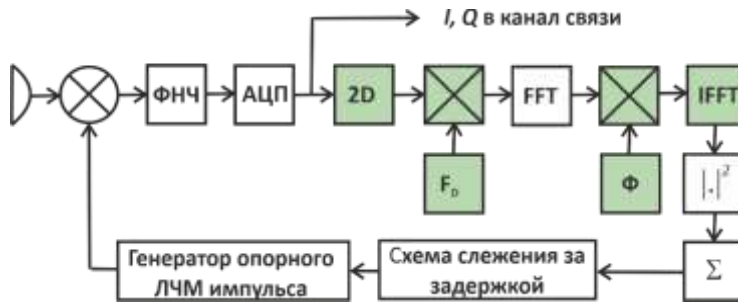


Рис. 3. Блок-схема обработки сигнала в радиовысотомере (зеленым цветом выделены блоки, дополнительно используемые в режиме РСА)

Точность измерения высоты обычных радиовысотомеров определяется длительностью сжатого импульса и улучшается пропорционально квадратному корню от количества усредняемых наблюдений. Современные радиовысотомеры имеют среднеквадратическое отклонение (СКО) измерения высоты около 1,6 см при высоте волн 2 м. Разрешающая способность высотомера определяется размером облучаемого пятна на поверхности, размер которого в зависимости от взволнованности поверхности может изменяться от 2 до 10 км.

Рассмотренные высотомеры имеют существенные ограничения:

- указанная точность может быть обеспечена, если только поверхностная топография в этой большой площади однородная, например, океаническая;
- при увеличении высоты волн происходит увеличение размера следа на поверхности, и, как следствие, ухудшение разрешения;
- высотомеры расточительны по излучаемой мощности, так как ее большая часть оказывается за пределами ограниченной импульсом области и не используется.

В середине 90-х годов был предложен радиовысотомер на основе не полностью сфокусированного РСА – технология SAR altimetry, Delay/Doppler altimetry [2, 3]. В РСА-высотомерах используются алгоритмы обработки, схожие с алгоритмами в РСА. Отличие состоит в том, что в спутниковых высотомерах понижение частоты и последующая фильтрация выполняются в аналоговом виде (deramp технология), тогда как в современных РСА эти операции выполняются в цифровом виде. Так же, как и в РСА алгоритмы РСА-высотомеров используют БПФ вдоль следа с последующим нанесением на 2D-карту рассеянных сигналов от подстилающей поверхности в частотной области, что позволяет применять коррекцию смещений на основе однозначной связи между частотой и дальностью.

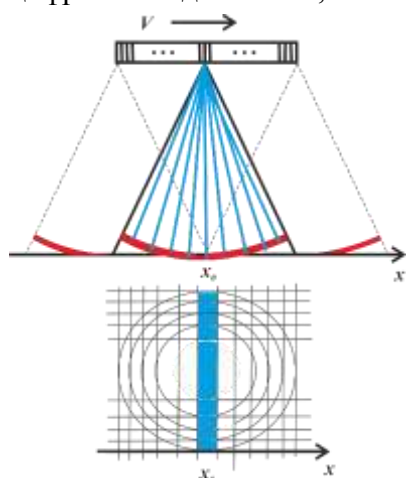


Рис. 4. Дискретизация отраженного сигнала в РСА-высотомере

РСА-высотомеры для измерения используют пачки когерентных ЛЧМ импульсов с частотой повторения около 18 кГц (см. рис. 2). Количество импульсов в пачке выбрано равным 64. Длительность пачки выбрана меньше, чем время задержки сигнала, поэтому отраженные импульсы начинают поступать на вход приемника после излучения всей пачки. Для приема отраженных сигналов используется интервал между пачками (технология «закрытой пачки»). Каждый отдельный отраженный импульс при приеме дискретизируется в строке дальности на $n = 64$ отсчета. Количество дискретных отсчетов выбрано кратным степени 2 исходя из удобства дальнейшего БПФ (рис. 4).

Каждый отдельный импульс пачки при приеме переносится на промежуточную частоту и фильтруется, как и в обычном радиовысотомере (см. рис. 3). Главное отличие при дальнейшей обработке в РСА-высотомере состоит в том, что в выражении (3) учитываются и компенсируются фазовые сдвиги: $\exp(j2\pi f_c \tau')$ – доминирующий множитель, названный относительной фазой дальности; $\exp(-j2\pi(\alpha\tau' - f_D)t)$ – множитель, учитывающий миграцию ячеек дальности по синтезируемой апертуре; $\exp(j\pi\alpha\tau'^2)$ – множитель, появляющийся после аналогового перемножения в смесителе и названный остаточной видеофазой. Это позволяет выровнять фазу сигналов, отраженных от различных элементов вдоль следа для когерентного объединения импульсов пачки.

Принятые импульсы пачки оцифровываются в стробе и накапливаются в памяти. После коррекции к этим данным применяется БПФ, каждое из которых формирует 64 отсчета в стробе. Дальнейшая обработка выполняется в 2D-области дальность/частота и сводится к компенсации оставшихся фазовых сдвигов в соответствии с (3). На рис. 5 графически представлен сигнал до (а) и после (б) коррекции фазовых сдвигов.



Рис. 5. Сигнал в 2D области:
а – до коррекции; б – после коррекции

Скорректированный сигнал содержит набор результатов зондирования выбранной точки на поверхности. Когерентное суммирование дает сигнал, в форме которого содержится информация об информативных параметрах. Описанный процесс повторяется для каждой пачки.

Главные преимущества РСА-высотомеров следующие:

- увеличение частоты повторения импульсов повышает число усредняемых наблюдений и уменьшает шум измерения высоты до 1 см;
- РСА-высотомер использует намного больше излученной энергии, поскольку используется намного большая область вдоль следа;
- улучшение разрешения вдоль следа до 300 м уменьшает зависимость от ландшафта и позволяет наблюдать быстрые изменения в поверхностной топографии;
- разрешение вдоль следа становится постоянным и не ухудшается при увеличении интервала накопления или увеличении высоты волны.

В несфокусированных РСА-высотомерах когерентное суммирование выполнено по ограниченному числу импульсов пачки, что не позволяет достичь теоретического разрешения, ввиду перерывов в данных между излучением пачек. В последующих работах когерентное суммирование было расширено до полного синтезирования апертуры (технология Fully Focused SAR Altimetry (FF-SAR) – полностью сфокусированный РСА-высотомер) [4, 5, 6]. Зондирующие импульсы в полностью сфокусированных РСА-высотомерах будут излучаться в Ку-диапазоне частот почти непрерывно, что устранил перерывы в данных и боковые лепестки вдоль следа в импульсной характеристике несфокусированного РСА-высотомера [5]. При этом частота следования импульсов уменьшается вдвое примерно до 9 кГц, ее достаточно

для обеспечения когерентности и чередования излучаемых и принимаемых импульсов [6]. Это уменьшает длину апертуры приблизительно вдвое, и таким образом, разрешение вдоль следа составит около 1 м. Такой способ чередования излучения и приема импульсов назван «открытая пачка» («open burst»). Также отметим, что преобразование данных стандартного режима (Low-Resolution Mode (LRM) – режим низкого разрешения) до данных режима РСА невозможно, а обратное преобразование данных от режима РСА до данных режима низкого разрешения возможно. Такая обработка основана на когерентном накоплении ряда соседних отраженных импульсов с последующей некогерентной обработкой и известна как сокращенный режим РСА (Reduction SAR). Этот способ обработки позволяет совместно обрабатывать данные обычных и новых РСА-высотомеров.

С прикладной точки зрения использование РСА-высотомеров улучшает измерение параметров плавающего океанического и материкового льда, измерение параметров океанической поверхности, прибрежных и внутренних вод, контроль наводнений и т.д.

Рассмотрим хронологию развития РСА-высотомеров.

Прототип РСА-высотомера D2P (Delay/Doppler Phase- Monopulse altimeter) был реализован Европейским космическим агентством в самолетном варианте (1998) и успешно использовался в экспериментах над Гренландией и Арктикой (2000–2003).

Первый удачный запуск КА Cryosat-2 с РСА-высотомером на борту был выполнен в 2010 г. Орбита КА была выбрана полярной, негелиосинхронной, ее средняя высота 717 км. Первоначальной целью программы было измерение толщины морского и материкового льда. Однако, кроме этого, совместная обработка измерений КА ERS-1/2, Envisat и CryoSat-2 позволила уточнить модель силы тяжести. Основной бортовой прибор КА – интерференционный радиовысотомер SIRAL (SAR Interferometric Radar Altimeter). Высотомер содержит в своем составе радиочастотное устройство, блок цифровой обработки и две разнесенные на 1 м антенны размером около 1 м с шириной диаграммы направленности около 1°. Высотомер излучает сигналы в Ku-полосе (13,575 ГГц) и может работать в одном из трех режимов: в стандартном; в РСА; в интерферометрическом (SARIn). Первый режим используется для работы по океану, второй – по морскому льду, а также и по некоторым океаническим, прибрежным и внутренним поверхностям, третий – по ледовым щитам. В режиме низкого разрешения излучаются импульсы с частотой повторения 1,97 кГц и длительностью 50 мкс, в РСА и интерферометрическом режимах сигнал имеет вид «закрытой пачки» из 64 импульсов с частотой повторения импульсов 17,8 кГц и частотой повторения пачек 85,7 Гц (см. рис. 2). Полоса частот сигналов 320 МГц в режимах низкого разрешения и РСА и 40 МГц в интерферометрическом режиме. В настоящее время радиовысотомер используется по назначению.

Следующим проектом наблюдения топографии океана, морского льда и т. д. с использованием РСА-высотомеров является Sentinel-3. В рамках этого проекта на орбиты выведены КА Sentinel-3A (2016 г.) и Sentinel-3B (2018 г.), КА Sentinel-3C и Sentinel-3D планируются к запуску после 2021 г. Орбиты КА почти полярные, солнечно синхронные. На борту КА установлен двухчастотный (13,575 ГГц и 5,41 ГГц) высотомер SRAL (SAR Altimeter). Высотомер выполнен в виде радиочастотного устройства и блока цифровой обработки. Параболическая антенна имеет диаметр 1,2 м. Высотомер излучает ЛЧМ сигнал, длительность импульса 50 мс для обеих несущих частот, девиация частоты 350 МГц и 320 МГц в Ku- и С-полосах, соответственно. Высотомер может работать в режимах низкого разрешения и несфокусированного РСА. В режиме низкого разрешения частота повторения импульсов составляет 1,92 кГц (см. рис. 2). Обработка принимаемых сигналов в частотной области выполняется с использованием БПФ на 128 отсчетов. Некогерентное накопление сигналов выполняется на интервале 50 мс. В режиме РСА с периодом 12,5 мс излучаются пачки из 64 импульсов с частотой повторения 17,8 кГц. Ошибка измерения высоты в режиме низкого разрешения около 3 см, режим РСА – около 1,6 см. В режиме РСА обеспечивается разрешение около 300 м вдоль маршрута. Рассмотренные радиовысотомеры также используются по назначению.

О завершенной практической реализации полностью сфокусированных РСА-высотомеров в настоящее время неизвестно. Подобные высотомеры Poseidon-4 предполагается использовать на перспективных КА Sentinel-6 и Jason-CS.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Перспективные радиовысотомеры должны обеспечивать работу в полностью сфокусированном режиме с излучением ЛЧМ импульсов с частотой повторения около 9 кГц («открытая пачка») для обеспечения возможности совместной обработки их измерений с измерениями обычных высотомеров прошлых десятилетий.

Актуальной является разработка полностью сфокусированных РСА-высотомеров и алгоритмов обработки измерений, пригодных для реализации на борту КА.

Требуется детальной проработки и обоснования вопрос возможности применения полностью сфокусированных РСА-высотомеров в отечественных проектах систем дистанционного исследования Земли из космоса.

Список используемых источников

1. *Chelton D.B., Walsh E.J., MacArthur J.L.* Pulse Compression and Sea Level Tracking in Satellite Altimetry // American Meteorological Society. – 1989. – P. 407–438.
2. *Raney R.K.* The delay/Doppler radar altimeter // IEEE Trans. Geosci. Remote. Sens. – 1998. – № 36. – P. 1578–1588.
3. The mean echo and echo cross-product from a beam forming, interferometric altimeter and their application to elevation measurement / D.J. Wingham [et al.] // IEEE Trans. Geosci. Remote. Sens. – 2004. – № 42. – P. 2305–2323.
4. *Egido A., Smith W.H.F.* Fully Focused SAR Altimetry: Theory and Applications // IEEE Trans. Geosci. Remote. Sens. – 2017. – № 55. – P. 392–406.
5. *Guccione P., Scagliola M., Giudici D.* 2D Frequency Domain Fully Focused SAR Processing for High PRF Radar Altimeters // Remote Sens. – 2018. – № 10. – DOI:10.3390/rs10121943.
6. *Raney R.K.* CryoSat SAR-mode looks revisited // IEEE Geosci. Remote. Sens. – 2012. – № 9. – P. 393–397.

Т.О. Мысливцев,
доктор технических наук, доцент;
С.В. Никифоров,
кандидат технических наук

АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТИ ПРИВЯЗКИ ШКАЛ ВРЕМЕНИ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В КОРОТКОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АППАРАТА ГЕОМЕТРООПТИЧЕСКОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ

Рассматривается возможность использования аппарата геометрооптического приближения при расчете трасс распространения сигналов коротковолнового (КВ) диапазона для решения задачи синхронизации шкал времени (ШВ) удаленных потребителей. Предлагается вариант алгоритма расчета погрешности синхронизации ШВ потребителей, который использует случайный поиск при адаптации одно- и многоскачковых траекторий распространения сигнала от передатчика к потребителю для расчета группового времени запаздывания.

Ключевые слова: синхронизация шкал времен, частотно-временная информация, коротковолновый диапазон, лучевые траектории, метод геометрической оптики.

ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день передача данных в КВ-диапазоне (100–10 м) является основным видом резервной внутренней и межконтинентальной радиосвязи в интересах различных служб и специальных потребителей. Преимуществом КВ-радиосвязи является возможность ее экономичного способа организации для труднодоступных удаленных точек земного шара при многоцелевом использовании передающих станций с достаточно малыми мощностями. В частности, для передачи частотно-временной информации потребителям, имеющим часы низкой точности, может быть использован ресурс КВ специализированной радиостанции РМВ (RWM) [1].

Особенности ионосферного распространения ограничивают точность синхронизации мер времени для потребителей в КВ-диапазоне на расстояниях 500–5000 км с погрешностью до 1-2 мс. Однако, современный этап развития систем и технических средств автоматизации и адаптации характеристик каналов к текущим геофизическим условиям (ГФУ) позволяет уменьшить эту погрешность до 0,3 мс [1]. В этих условиях совершенствование алгоритмов прогноза и расчета времени задержки радиосигналов КВ-диапазона является актуальным и имеет прикладной характер при расчете погрешностей передачи размеров единиц времени и частоты.

В статье для расчета погрешности привязки ШВ потребителей предлагается использовать аппарат геометрооптического приближения, который позволяет оценить время группового запаздывания сигнала от передатчика до потребителя в КВ-диапазоне.

МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛЕ КВ-ДИАПАЗОНА

Радиостанция РМВ излучает радиосигнал на трех частотах ($f_1 = 4996$ кГц, $f_2 = 9996$ кГц и $f_3 = 14996$ кГц), и потребитель может определить задержки (в мс) данных радиосигналов по эмпирической формуле бюллетеня В16 / 2018 «Эталонные сигналы частоты и времени» [1]:

$$t_p = 0,9 + 3,25 \cdot L / 1000 \quad (1)$$

где L – расстояние между передатчиком и потребителем, вычисленное по дуге большого круга Земли (км).

Зависимость (1) частотно-независима и при оценке задержки сигнала учитывает лишь расстояние по земле от передатчика до потребителя, не принимая во внимание изменчивость ГФУ на трассе распространения радиоволн. Для повышения точности синхронизации мер времени в работе [2] был предложен метод расчета погрешности привязки шкал времени на основе положения теоремы эквивалентности [3] или Брайта – Тюва, которая определяет время (t_p) прохождения сигналом с частотой f искривленного участка траектории $AC'B$ (рис. 1) с групповой скоростью как время прохождения сигналом воображаемого треугольного пути ACB со скоростью света. Здесь A – положение передатчика, B – положение потребителя, а нормаль, проведенная из точки C , делит отрезок AB пополам в точке D . Исходя из данной теоремы, время задержки сигнала можно оценить, как:

$$t_p = (AC + CB) / c = AB / (c \cdot \cos \varphi_0) = AB \cdot f / (c \cdot f_{кр}), \quad (2)$$

где AB – расстояние между передатчиком и потребителем;

c – скорость света;

φ_0 – угол падения радиоволны;

f – частота радиосигнала;

$f_{кр}$ – критическая частота отражения радиоволны от ионосферы при вертикальном зондировании.

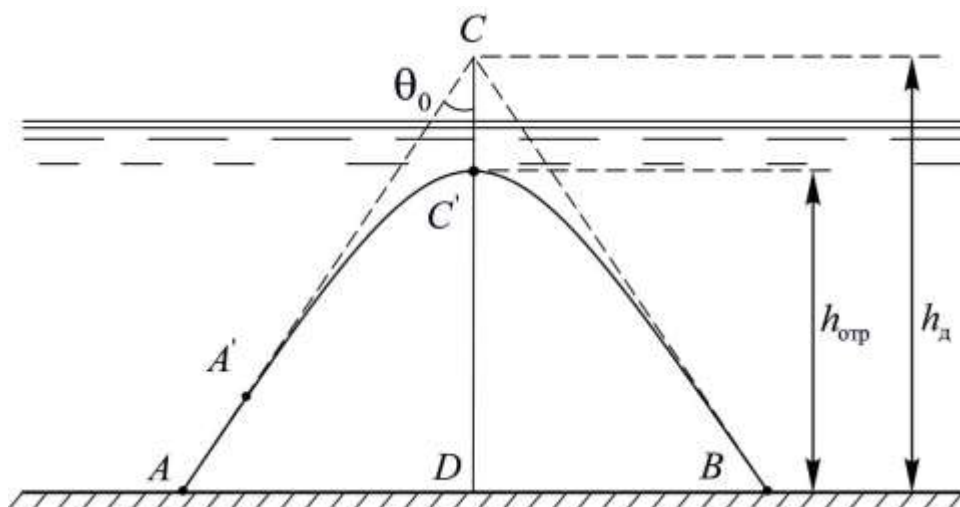


Рис. 1. К определению теоремы Брайта – Тюва

Для адаптации канала передачи частотно-временной информации к текущим ГФУ величине критических частот предлагается получать на основе прогноза, путем расчета с использованием моделей ионосферы или по данным ионозондов, расположенных в окрестностях середины трассы распространения радиоволн [2].

Данный метод позволяет снизить погрешность привязки ШВ потребителя на 10–15%, но оказывается применим только для односкачковых трасс. Чтобы повысить точность синхронизации ШВ по одно- или многоскачковым трассам необходимо знать характер распространения коротких радиоволн в ионосфере и провести максимальный учет всех факторов, влияющих на текущий момент синхронизации.

АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА В КВ-ДИАПАЗОНЕ НА ОСНОВЕ АППАРАТА ГЕОМЕТРООПТИЧЕСКОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ

Одним из способов приближенного решения волнового уравнения для радиоволн КВ-диапазона является метод геометрической оптики [4], который дает достаточно хорошее количественное и качественное описание большинства волновых явлений на основе использования регулярных характеристик ионосферы. Геометрооптический подход основан на расчете лучевых траекторий радиосигналов, которые выполняют роль каркаса, несущего волновое поле [4]. Метод геометрической оптики позволяет оценивать такие характеристики распространения радиоволн, как интегральное поглощение, фазовый и групповой пути распространения радиосигнала и направление потока энергии.

Одним их возможных способов учета особенностей распространения радиоволн является совместное использование методов геометрической оптики при описании распространения сигнала с частотой f и моделей ионосферы (*IRI*, *NeQuick*, *IRI-Plas* [5] и др.) и тропосферы (эталонная стандартная атмосфера [6]), параметры которых могут корректироваться по данным, предоставляемым системами ионосферного мониторинга и метеостанциями соответственно.

Исходными данными для нахождения положения волнового фронта радиоволны с круговой частотой ω являются система дифференциальных уравнений (ДУ), модель ионосферы и тропосферы, а также координаты передатчика, азимут и угол падения луча [7]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \vec{r}}{\partial t} &= \left(\frac{c^2 \vec{k}}{\omega^2 n} - \frac{\partial n}{\partial \vec{k}} \right) / \left(\frac{n}{\omega} + \frac{\partial n}{\partial \omega} \right), \\ \frac{\partial \vec{k}}{\partial t} &= \frac{\partial n}{\partial \vec{r}} / \left(\frac{n}{\omega} + \frac{\partial n}{\partial \omega} \right). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь \vec{r} – вектор, определяющий обобщенные координаты траектории луча;
 \vec{k} – волновой вектор, соответствующий обобщенному импульсу;
 c – скорость света;
 ω – круговая частота сигнала;
 n – показатель преломления среды распространения.

Как правило, дифференциальные уравнения (3) решаются в сферической системе координат численными методами [8]. Например, может использоваться одношаговый метод Рунге-Кутты четвертого порядка, который позволяет, при достаточно простой реализации, получать высокую вычислительную точность. Чтобы воспользоваться системой ДУ (3) необходимо знать показатели преломления тропосферы и ионосферы, которые определяются по соответствующим моделям.

С использованием аппарата геометрооптического приближения на базе ДУ (3) была построена лучевая картина ионосферного распространения радиоволн на частоте $f_3 = 14996$ кГц при сканировании лучом диаграммы направленности по углу места (El) от 1 до 36 град. с шагом в 0,7 град. Семейство лучевых траекторий построено для трассы Москва [$55^\circ N$; $37^\circ W$] – Майнц (Германия) [$50^\circ N$; $8^\circ W$] (рис. 2), азимут (Az) на потребителя 264 град. Моделирование осуществлялось на момент времени 12.00 UTC 31 марта 2020 года, для чего в качестве модели ионосферы была выбрана отечественная *IRI-Plas* [5], параметры которой можно корректировать как по измерениям ионозондов, так и по данным высокоорбитальных космических аппаратов глобальных навигационных систем. В этот день прогнозный индекс солнечной активности (SSN) был равен 12.

В примере выбор приемной позиции обусловлен несколькими факторами:

1) получением односкачковых трасс, перекрывающих приемную позицию при отражении от слоя $F2$ ионосферы;

- 2) расположением трассы над густой сетью ионозондов Европейского региона [9];
- 3) возможностью проследить боковые градиенты, возникающие при распространении радиоволн в течение суток.

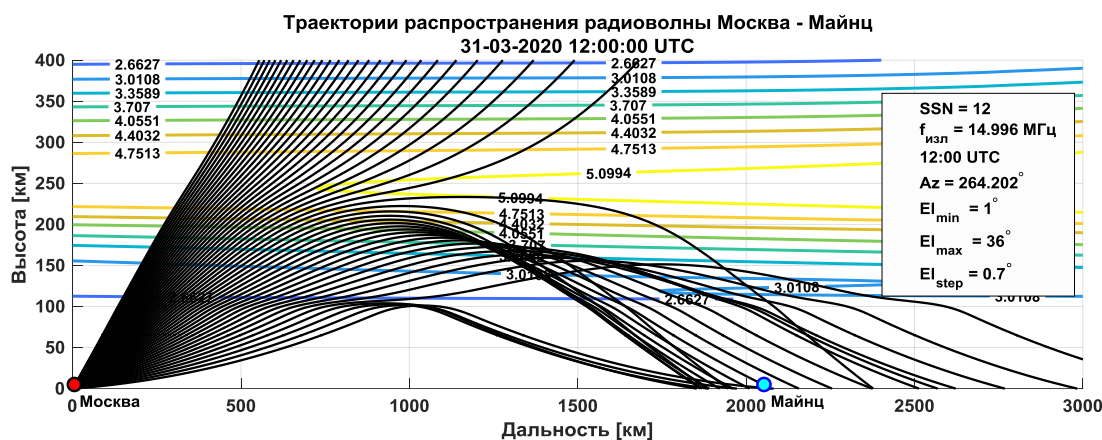


Рис. 2. Особенности ионосферного распространения КВ-сигнала при сканировании лучом по углу места

На рис. 2 изолиниями отмечены значения критических частот слоев ионосферы (в МГц). В семействе лучевых траекторий можно выделить многие характерные особенности ионосферного распространения, такие как луч Педерсона (волна «скользит» вдоль окрестности слоя F_2), наличие «мертвой зоны» и каустики типа «ласточкин хвост», что доказывает адекватность применяемого математического аппарата геометрооптического приближения.

Для оценки времени задержки (времени группового распространения) сигнала от передатчика до приемника в условиях геометрооптического приближения был разработан алгоритм расчета погрешности привязки ШВ потребителей, который использует случайный поиск при адаптации одно- и многоскачковых траекторий распространения сигнала (рис. 3).

На первом этапе необходимо ввести исходные данные:

- координаты передающей и приемной позиции КВ радиотехнической системы;
- дату и время сеанса синхронизации;
- частоты синхронизации;
- азимут на приемную позицию.

На втором этапе производится расчет множества возможных трасс (азимут и угол места имеют сдвиги, распределенные по нормальному закону) распространения сигнала с частотой f в условиях геометрооптического приближения.

На третьем этапе производится поиск необходимой трассы, для которой точки прихода лучевых траекторий на Землю минимально отстоят от приемной позиции потребителя (R):

$$R = \sqrt{(x_{\text{прм}} - x_{\text{прих}})^2 + (y_{\text{прм}} - y_{\text{прих}})^2 + (z_{\text{прм}} - z_{\text{прих}})^2}$$

В данной формуле $(x_{\text{прм}}, y_{\text{прм}}, z_{\text{прм}})$ и $(x_{\text{прих}}, y_{\text{прих}}, z_{\text{прих}})$ соответствуют координатам приемного пункта и точки прихода лучевой траектории на Землю в Абсолютной гринвичской системе координат. При необходимости, происходит коррекция исходных данных по выборке шума, начальному азимуту и углу места. Процесс поиска траектории останавливается, когда становится меньше заданной погрешности вычислений Δ_R .

На четвертом этапе для выбранной трассы рассчитываются время группового распространения, азимут и угол места излучения сигнала от передающей позиции.

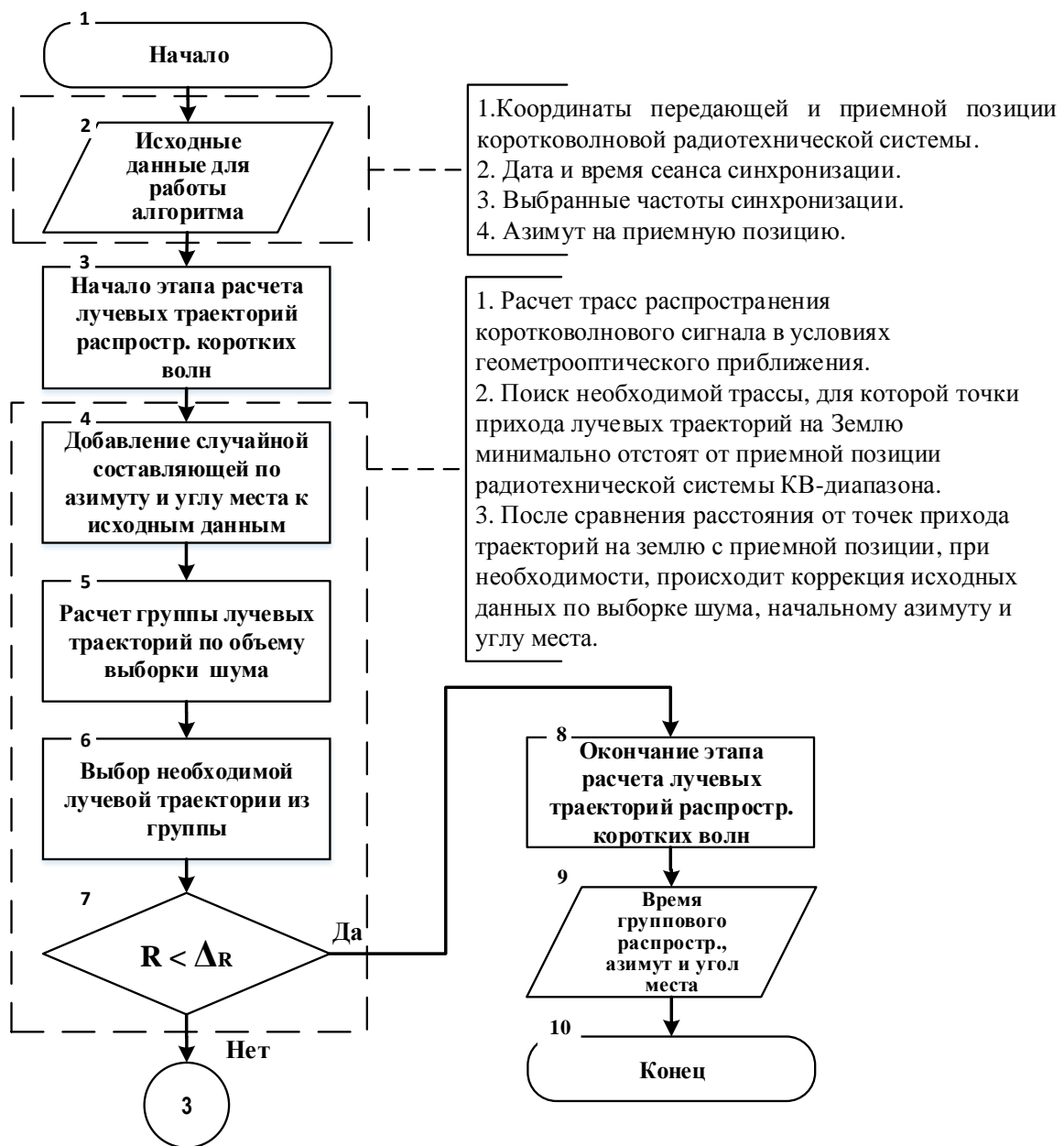


Рис. 3. Структурная схема алгоритма расчета задержки сигнала в КВ-диапазоне на основе аппарата геометрооптического приближения

Для проверки работы представленного алгоритма рассмотрим сеанс радиосвязи потребителя, находящегося в г. Майнц, с радиостанцией РМВ на частотах f_1 , f_2 и f_3 . Моделирование осуществлялось на момент времени 12.00 UTC 01 декабря 2014 года ($SSN = 141$). На рис. 4 представлены лучевые траектории для частот f_1 (трехскачковая трасса), f_2 (двухскачковая трасса) и f_3 (односкачковая трасса).

Для каждой из трех частот рассчитаем групповую задержку сигнала и результаты сведем в табл. 1. Групповую задержку сигнала будем оценивать:

- по бюллетеню В16 / 2018 (эмпирическая формула (1));
- с использованием метода на основе положения теоремы Брайта-Тюва;
- с использованием алгоритма расчета задержки сигнала в КВ-диапазоне на основе аппарата геометрооптического приближения.

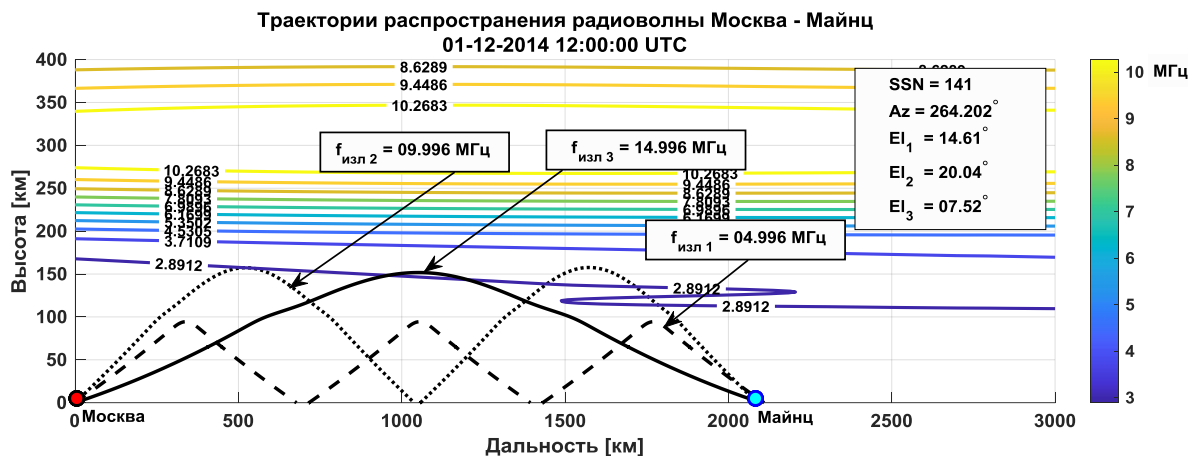


Рис. 4. Возможные трассы распространения сигнала от радиостанции РМВ до потребителя в районе г. Майнца

Таблица 1

Задержки сигнала от радиостанции РМВ до потребителя в районе г. Майнца

Частота, кГц	Задержка сигнала, мс		
	Бюллетень В16 / 2018	Метод Брайта-Тюва	Алгоритм
$f_1 = 4996$	7,576	-	7,827
$f_2 = 9996$	7,576	-	7,304
$f_3 = 14996$	7,576	7,146	7,271

Анализ расчетов показал, что оценка задержки сигнала на основе теоремы Брайта-Тюва по точности сопоставима с результатами, полученными предложенным алгоритмом, использующим аппарат геометрооптического приближения, но только для односкачковой трассы. С другой стороны, алгоритм на основе аппарата геометрооптического приближения учитывает все значимые факторы вдоль трассы распространения радиоволны, а также дает возможность оценить, по какому из путей поступил сигнал с частотой f , чтобы потребитель мог определить какую поправку к ШВ необходимо внести в ходе сеанса синхронизации ШВ. Эмпирическая формула (1) по бюллетеню В16 / 2018 дает лишь среднее значение задержки для всех частот в КВ-диапазоне, поэтому синхронизация ШВ потребителя с расчетом поправки на распространение сигналов, при использовании формулы (1) с точностью выше 0,5 мс, не возможна.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье предложен алгоритм расчета погрешности привязки ШВ потребителей, который использует случайный поиск при адаптации одно- и многоскачковых траекторий распространения сигнала от передатчика к потребителю на основе аппарата геометрооптического приближения. Точность расчета группового времени запаздывания КВ-сигнала 0,1-0,2 мс. Предлагаемый алгоритм расчета может быть использован при прогнозировании трассы распространения радиосигнала и предварительной оценки времени группового распространения радиосигнала при синхронизации.

Список используемых источников

1. Бюллетень В16/2018. Эталонные сигналы частоты и времени. Характеристики и программы передач через радиостанции, наземные и космические средства навигации, сети телевизионного вещания и глобальную сеть интернет / Межведомственная комиссия по времени и эталонным частотам. Главный метрологический центр ГСВЧ. ФГУП «ВНИИФТРИ». – М.: Изд-во ВНИИФТРИ, 2018. – 32 с.
2. Мысливцев Т.О., Никифоров С.В., Никитин Р.Г. Метод расчета погрешности привязки шкал времени потребителя в коротковолновом диапазоне // СПБНТОРЭС: труды ежегодной НТК. – 2020. – № 1(75). – С. 10–11.
3. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1972. – 464 с.
4. Кравцов Ю.А., Орлов Ю.И. Границы применимости метода геометрической оптики и смежные вопросы // Успехи физических наук. – 1980. – Т. 132, вып. 3. – С. 475–496.
5. Модель ионосферы IRI-Plas. – URL: <http://ftp.izmiran.ru/pub/izmiran/SPIM/> (дата обращения: 15.03.2021).
6. Рекомендации МСЭ-R P.835-5 (02-2012). Эталонные стандартные атмосферы. – URL: <http://www.itu.int/publ/R-REC/en> (дата обращения: 15.03.2021).
7. Ионосферное обеспечение средств локации, навигации и связи: учеб. пособие / В.Ф. Иванов [и др.]. – СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2011. – 235 с.
8. Мысливцев Т.О., Гусаков В.М., Алешкин А.П. Моделирование измерений навигационных параметров в коротковолновых радиолокационных системах пространственной волны // Известия вузов. Приборостроение. – 2012. – Т. 55, № 9. – С. 54–61.
9. Space Physics Interactive Data Resource (SPIDR). – URL: <http://spidr.ngdc.noaa.gov/spidr> (дата обращения: 15.03.2021).

О.А. Скоробогатова,
кандидат технических наук; доцент

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПРИЕМНЫХ СЕКЦИЙ БОЛЬШИХ АКТИВНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ УHF-ДИАПАЗОНА ПО СХЕМЕ ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

Проведена оценка возможности построения приемных секций (ПС) приемопередающих модулей (ППМ) больших активных фазированных антенных решеток (АФАР) радиолокационных станций УHF-диапазона по схеме прямого усиления на основе расчета динамического диапазона по полезному сигналу на выходах ПС многоканальной системы с последующей оцифровкой принятой информации. Расчет динамического диапазона проводился на основе технических характеристик аналоговой части приемного тракта РЛС УHF-диапазона и современных аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Ключевые слова: приемник прямого усиления, динамический диапазон по полезному сигналу, цифровой приемопередающий модуль, аналого-цифровой преобразователь.

ВВЕДЕНИЕ

Решающим фактором при оценке возможности построения приемных секций больших активных фазированных антенных решеток УHF-диапазона по схеме прямого усиления является высокое развитие современной вычислительной техники и методов цифровой обработки сигналов (ЦОС), позволяющих повысить потенциальные возможности радиолокационных станций (РЛС) [1, 2]. Очевидно, что решение задачи повышения потенциальных возможностей энергетического потенциала станции за счет наращивания апертурных размеров больших ФАР и мощности передатчика потеряло актуальность, поэтому в современных станциях активно внедряются антенные системы на основе цифровых фазированных антенных решеток (ЦФАР) за счет активного применения твердотельных приемопередающих модулей (ППМ) и специализированной системы сбора и обработки информации (ССОИ), а также использования сложных зондирующих сигналов (ЗС).

Предложения по построению ПС АФАР РЛС активно обсуждаются в открытой научно-технической литературе, включая зарубежную [1–8]. Современная элементная база дает возможность производить обработку сигнала в реальном масштабе времени на частоте до 4 ГГц, что позволяет говорить о потенциальной возможности построения приемных секций (ПС) больших АФАР УHF-диапазона с прямым преобразованием принимаемого аналогового сигнала в цифровой непосредственно на самом антенном полотне [3–5]. Среди производителей, успешно разрабатывающих требуемые цифровые модули для высокопотенциальных РЛС, можно выделить такие фирмы как «Texas Instruments», «Analog Devices» и «Atmel». При этом основными проблемами при построении ПС больших АФАР являются выбор их архитектуры и первого элемента специализированной ССОИ, а также учет требований к динамическому диапазону по полезному сигналу и разрядности АЦП.

В данной работе проводится оценка возможности построения ПС больших АФАР РЛС УHF-диапазона по схеме прямого усиления с последующей оцифровкой принятой информации на основе расчета динамического диапазона по полезному сигналу на выходах ПС многоканальной системы и разрядности АЦП.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПРИЕМНЫХ СЕКЦИЙ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК UHF-ДИАПАЗОНА ПО СХЕМЕ ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

На рис. 1 показана типовая функциональная схема цифрового ППМ, построенного по схеме прямого усиления. Сигнальный тракт ПС представляет собой антенный излучатель, соединенный с усилительным каскадом посредством циркулятора, далее следует АЦП [1]. В приведенной схеме опущены модули частотной фильтрации и согласования. При таком построении ПС отсутствуют характерные для супергетеродинных приемников модули (преобразования частоты, детектирования сигналов с выделением огибающей), что уменьшает энергетические потери, повышается чувствительность ПС.

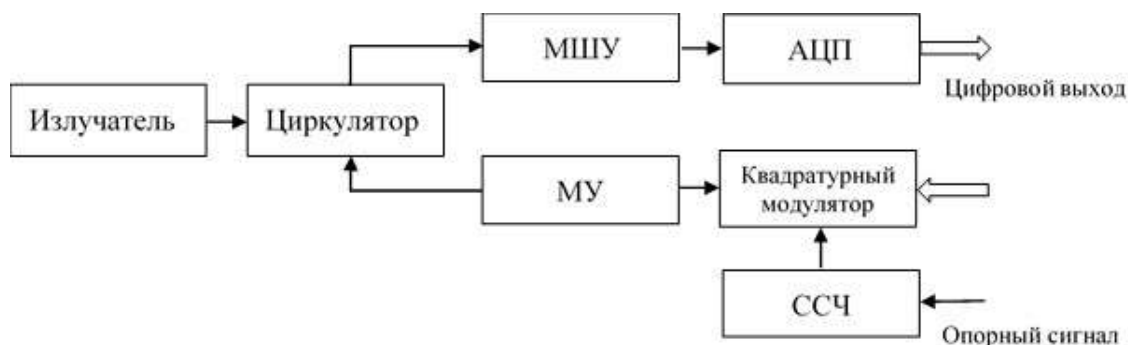


Рис. 1. Функциональная схема цифрового приемопередающего модуля:
 ССЧ – синтезатор сетки частот; МУ – мощный СВЧ-усилитель;
 МШУ – маломушмящий усилитель; АЦП – аналого-цифровой преобразователь

Примем условие, что ППМ АФАР представляют собой систему из ряда высоконадежных источников, работающих параллельно на оптимальной рабочей частоте, с подачей сигнала на вход АЦП специализированной ССОИ. Тогда построение ПС АФАР РЛС UHF-диапазона по схеме прямого усиления возможно оценить на основе расчета динамического диапазона амплитуды полезного сигнала на выходе ПС многоканальной антенной системы и поступающего на вход ССОИ, т. е. оценивая ряд энергетических параметров ППМ АФАР станции [7].

Рассмотрим эквивалентную схему ПС ППМ, построенного по схеме прямого усиления (рис. 2). На схеме приведены следующие обозначения:

- P_s – минимальная мощность полезного сигнала на выходе антенного элемента, Вт;
- T_s – суммарная шумовая температура, К;
- K_p – коэффициент передачи по мощности приемного тракта;
- B_n – полоса пропускания приемника (аналогово полосового фильтра), МГц.

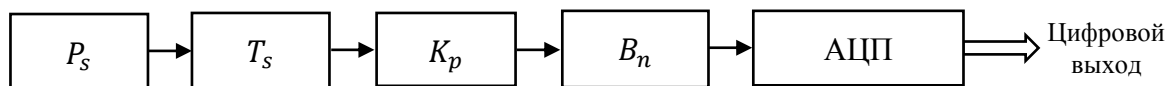


Рис. 2. Эквивалентная схема ПС ППМ

Мощность шума на выходе приемной секции или на входе АЦП $P_{ш_вх_АЦП}$ определяется выражением

$$P_{ш_вх_АЦП} = K_{p1}P_{ш_вх} + P_{ш_соб} = K_{p1}^2P_{ш_вх}. \quad (1)$$

Здесь $P_{ш_вх}$ – предельная чувствительность приемной системы на входе (Вт),

$$P_{ш_вх} = kT_s B_n, \quad (2)$$

где k – постоянная Больцмана, равная $1,038 \times 10^{-23}$ (Вт/Гц)/К;
 $P_{ш_соб}$ – мощность собственных шумов (Вт),

$$P_{ш_соб} = (F_n - 1) \cdot P_{ш_вх} K_p, \quad (3)$$

где F_n – коэффициент шума приемника.

Спектральная плотность шума на входе АЦП (N_s), рассчитывается по формуле

$$N_s = K_{p1}^2 k T_s. \quad (4)$$

Для современных РЛС суммарная шумовая температура, приведенная к входу системы, определяется выражением [8]

$$T_s = T_a + T_r + L_r T_e. \quad (5)$$

Здесь T_a – собственная шумовая температура антенны,

$$T_a = (0.87 T'_a - 254) \left(\frac{1}{L_a} \right) + T_0, \quad (6)$$

где T'_a – шумовая температура идеализированной антенны (без потерь), $T'_a = 120$ К;

L_a – коэффициент потерь в антенне;

T_0 – справочная шумовая температура, $T_0 = 290$ К;

T_r – входная шумовая температура передающей линии,

$$T_r = T_{tr} (L_r - 1), \quad (7)$$

где T_{tr} – шумовая температура передающей линии;

L_r – коэффициент потерь передающей линии;

T_e – входная шумовая температура приемника,

$$T_e = T_0 (F_n - 1). \quad (8)$$

Анализ показывает, что мощность шума на выходе приемной секции (на входе АЦП) зависит от коэффициента шума приемника, т. е. снижение шумовых характеристик антенны напрямую зависит от снижения шумовой температуры каждого структурного элемента схемы.

Во всех вариантах построения элементов АФАР на выходе излучателей устанавливаются один или два малошумящих усилителя (МШУ), у которых коэффициент шума должен быть минимальным. Усиление выбирают из условия получения приемлемого значения суммарной температуры шумов по сравнению с предельно допустимым значением. Если принять максимальный коэффициент передачи по мощности первого усилителя $K_p = K_{p1} = 1/F_{n1}$ (где F_{n1} – коэффициент шума первого усилителя) и наложить ограничение на второй усилитель, выбирая его малошумящим, то влияние составляющей $F_{n2} L_2 / K_{p1}$ (где F_{n2} – коэффициент шума второго усилителя; L_2 – коэффициент потерь соединительного фидера) будет незначительным.

Мощность шума рассчитывается через отношение

$$P_{ш} = \sigma_{ш}^2 / R, \quad (9)$$

где $\sigma_{ш}$ – средний квадрат огибающей шумового сигнала по напряжению (В);

R – волновое сопротивление тракта, $R = 50$ Ом.

Тогда

$$\sigma_{\text{ш}} = (P_{\text{ш_вх_АЦП}} R)^{1/2} = K_{p1} (P_{\text{ш_вх}} R)^{1/2}. \quad (10)$$

Минимальная мощность полезного сигнала на выходе антенного элемента составляет

$$P_s = A^2 / (2R), \quad (11)$$

где A – амплитуда сигнала.

На основании формулы (11) амплитуда полезного сигнала

$$A_{\text{макс}} = (2P_s R)^{1/2}. \quad (12)$$

Тогда напряжение полезного сигнала на входе АЦП:

$$U_{\text{макс}} = K_{p1} A_{\text{макс}} = K_{p1} (2P_s R)^{1/2}. \quad (13)$$

АЦП характеризуется следующими параметрами: разрядностью N_{Δ} , шагом квантования Δ и максимальным уровнем входного сигнала $U_{\text{АЦП}}$ [11], связанные соотношением

$$\Delta = U_{\text{АЦП}} / 2^{N_{\Delta}}. \quad (14)$$

Полагая $U_{\text{АЦП}} = U_{\text{макс}}$, имеем $K_{p1} (2P_s R)^{1/2} \geq \lambda K_{p1} (2P_s R)^{1/2} / 2^{N_{\Delta}}$, откуда находим $N_{\Delta} \geq \left[\log_2 \lambda (2P_s / kT_s B_n)^{1/2} \right] + 1$, где $[\]$ – целая часть числа.

Для оценки эффективности приема слабых сигналов, возникающих при приеме радиолокационных сигналов, отраженных от малоконтрастных целей, необходимо ввести учет влияния шумов квантования, так как шумы квантования увеличивают спектральную плотность шума приемной системы, обусловленную тепловыми шумами и шумами космоса.

При расчете предполагалось, что АЦП идеальный, т. е. учитывали только шумы квантования, обусловленные конечной точностью представления цифровыми отсчетами аналогового сигнала.

Принимая условие равенства полосы принимаемого сигнала и полосы сигнального тракта, при этом выбор частоты квантования f_q должен быть минимально возможным, тогда спектральная плотность шумов квантования $2N_q = kT_q$ может определяться по формуле [2]

$$N_q = \Delta^2 / 6f_q, \quad (15)$$

где f_q – частота квантования;

T_q – температура шумов квантования.

Тогда

$$T_q = \frac{\Delta^2}{12kf_q}. \quad (16)$$

Для повышения точности вычислений спектральной плотности шума приемной системы с учетом шумов квантования суммарная шумовая температура, приведенная к входу системы и рассчитанная по формуле (5), предложенной Дэвидом Бартоном в источнике [8], должна учитывать дополнительно температуру шумов квантования и соответствующий коэффициент потерь:

$$T_s = T_a + T_r + L_r T_e + L_q T_q, \quad (17)$$

где L_q – коэффициент потерь, обусловленный квантованием.

Необходимо учесть, что T_q в формуле (17) приводится согласно формуле Фриса.

Если принять отношение сигнал/шум, соответствующее минимальному обнаруживаемому сигналу, равным $q_{\text{мин}} = 13$ дБ (19,95 раз), то минимальная амплитуда на выходе антенного элемента

$$A_{\text{мин}} = (2q_{\text{мин}}RkT_s/t_s)^{\frac{1}{2}}, \quad (18)$$

где t_s – длительность сигнала.

С учетом этого динамический диапазон по полезному сигналу определяется соотношением

$$D = 20 \log_2(A_{\text{макс}}/A_{\text{мин}}). \quad (19)$$

Расчеты на основе данной методики сведены в табл. 1. На основании проведенных оценок динамический диапазон по полезному сигналу составляет порядка 74 дБ. Шумовая температура на входе системы с учетом шумов квантования 560 К.

На основе полученных оценок можно сделать вывод, что ПС ППМ АФАР РЛС УНФ-диапазона, могут быть построены по схеме прямого усиления. При этом приемную часть АФАР РЛС целесообразно реализовать по схеме, показанной на рис. 3 и приведенной в источнике [6].

Таблица 1

Оценка динамического диапазона амплитуды полезного сигнала

Показатель	Обозначение	Значение
Суммарная шумовая температура приведенная к входу системы с учетом шумов квантования	T_s	560 К (539 К)
Спектральная плотность шума на входе АЦП	N_s	$8,8 \cdot 10^{-17}$ Вт/Гц
Мощность шума на входе АЦП	$P_{\text{ш_вх_АЦП}}$	$1,1 \cdot 10^{-9}$
Средний квадрат огибающей шумового сигнала по напряжению	$\sigma_{\text{ш}}$	$2,3 \cdot 10^{-4}$ В
Разрядность АЦП	N_{Δ}	8 и более
Уровень входного сигнала АЦП	$U_{\text{АЦП}}$	41 мВ
Динамический диапазон по полезному сигналу при 12 разрядном АЦП	D	74 дБ

Функциональная схема приемной части подрешетки (MxN) АФАР состоит из двух условных частей: антенного полотна и цифрового сигнального процессора (ЦСП), в котором реализована распределенная обработка цифровых данных по строкам и столбцам, а затем в общем ЦСП – окончательная обработка сигнала. В состав модуля входят излучатель, приемник, включая в себя устройство защиты, фильтр и МШУ, а также высокоскоростной АЦП. Из модулей могут составляться сначала более мелкие блоки (подрешетки), что вписывается идею дальнейшей распределенной цифровой обработки сигнала. Тогда в состав подрешетки должен входить малогабаритный высокостабильный блок питания (БП), а также генератор тактовых импульсов (ГТИ). Цифровая обработка сигналов реализуется отдельно с помощью системы блоков ЦСП и вспомогательных постоянных запоминающих устройств (ПЗУ).

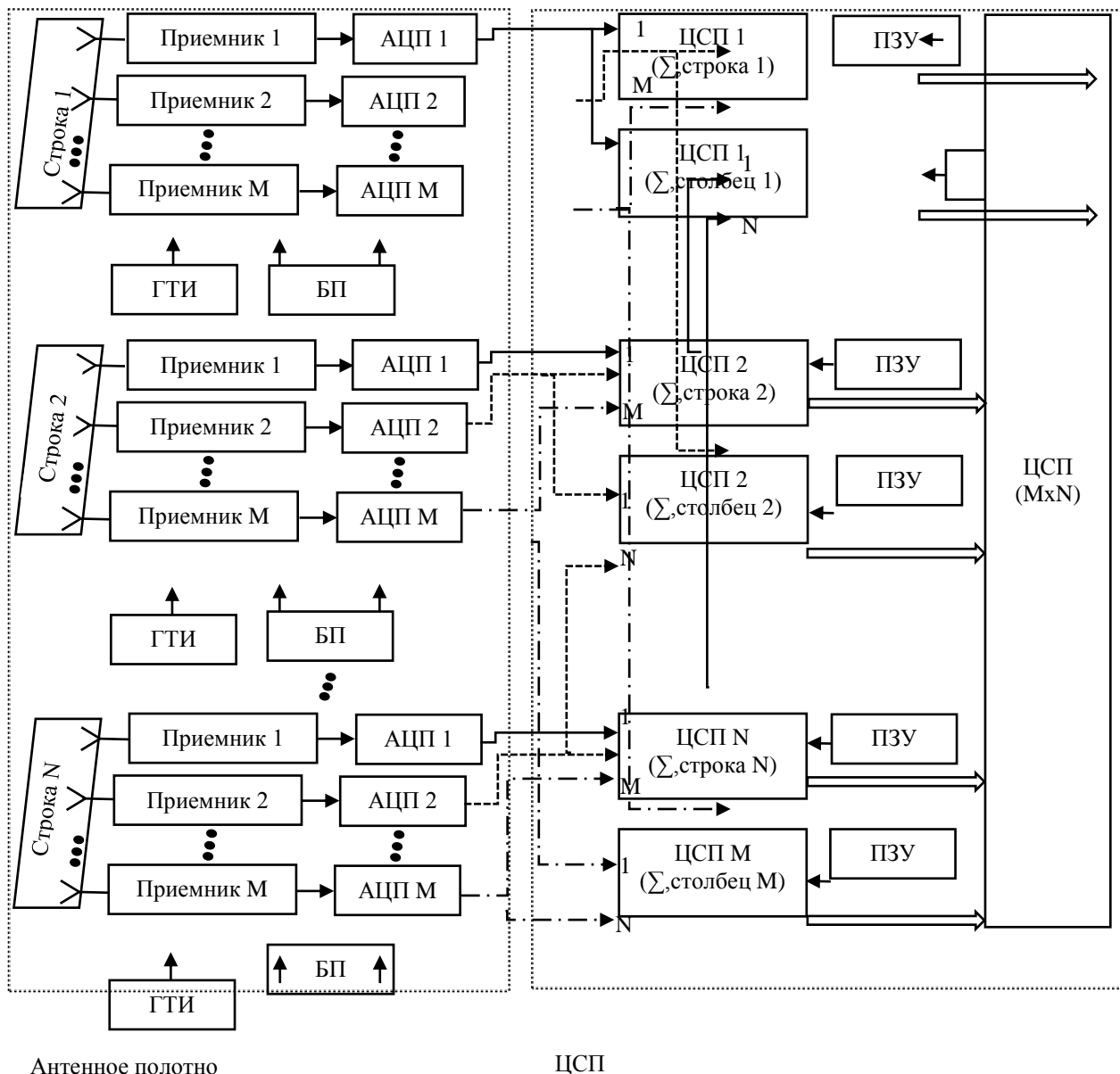


Рис. 3. Функциональная схема приемной части подрешетки (MxN) АФАР

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные оценки позволяют сделать вывод, что ПС ППМ больших АФАР РЛС УНФ-диапазона могут быть построены по схеме прямого усиления, при этом АФАР должна представлять собой цифровую антенную решетку.

В результате проведенных исследований:

- уточнена формула расчета суммарной шумовой температуры, приведенной к входу системы, предложенная Дэвидом Бартоном, за счет учета шумов квантования;
- проведена оценка динамического диапазона по полезному сигналу на основе технических характеристик аналоговой части приемного тракта и учета разрядности аналого-цифрового преобразователя ССОИ.

Архитектура построения ПС больших АФАР РЛС УНФ-диапазона по схеме прямого усиления дает большую свободу для создания унифицированного аппаратного обеспечения.

Привлекательность этого решения заключается в сокращении числа компонентов в схеме за счет исключения из нее каскадов промежуточной частоты.

Список используемых источников

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. : пер. с англ. / под ред. М.И. Скольникова; под общ. ред. В.С. Вербы. – М.: Техносфера, 2015. – Кн. 1. – 672 с.; кн. 2. – 680 с.
2. *Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Шмачилин П.А.* Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы / под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2013. – 208 с.
3. *Быстров Р.П., Потапов А.А.* Функциональные устройства и элементная база радиолокационных систем // Радиоэлектроника. – 2009. – Т. 1, № 1-2. – С. 43–58.
4. *Ганзий Д.Д., Трошин Г.И.* Элементная база и узлы адаптивных антенных узлов. – М.: Новые технологии, 2011. – 128 с.
5. *Котигорошко В.* Нитрид-галлиевые усилители мощности СВЧ-диапазона // Электронные компоненты и системы. – 2018. – № 4. – С. 16–19.
6. *Добычина Е.М., Кольцов Ю.В.* Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. – М.: Изд-во МАИ, 2013. – 160 с.
7. *Левин А.Б.* Аналитическая оценка динамического диапазона амплитуды полезного сигнала приемника прямого усиления // Труды РТИ имени академика А.Л. Минца. – 2009. – Вып.1 (45). – С. 49–53.
8. *Barton David K.* Radar Equations for Modern Radar. – Boston: Artech house, 2012. – 264 с.

Aleshkin A.P., Vladimirov V.V., Savochkin P.V. A model of spatial-time processing of received radar signals during outload detection of stationary objects based on synthesis of virtual aperture // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 7–13.

The general characteristics of the ionospheric propagation of short waves are highlighted and tabulated. The peculiarity of the formation of the reflected sounding signal received by the elements of the antenna array is considered and one of the possible methods for modeling the distortions introduced by the propagation medium is proposed.

A model of spatio-temporal processing of received radar signals is presented with a detailed description of the procedures performed using the example of a generalized block diagram of a digital antenna array. The model is based on the principle of synthesizing a virtual aperture. The proposed principle is disclosed in detail and the final result is presented in the form of a formed directional pattern. The implementation of the proposed processing in the antenna system allows detecting stationary objects by a radar station operating in the decameter range.

Key words: antenna array, spatio-temporal processing, radiation pattern, stationary object, virtual aperture synthesis, complex amplitudes, probing signal.

Verdenskaya N.V., Vinogradov A.G., Ivanova I.A. Model of signal scattered by ionospheric inhomogeneities at the output of matched filter // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 14–20.

The paper considers the problem of scattering of the field generated by a radar on inhomogeneities of the dielectric constant arising in the ionosphere of polar latitudes and called auroral inhomogeneities. The study is devoted to obtaining a statistical model of a signal at the output of a radar receiver and a model of a signal at the output of a matched filter, as well as calculating the statistical characteristics (mean and covariance function) of the process at the output of a matched filter. Such a model offers a possibility of investigating the efficiency of object detection against the background of auroral inhomogeneities and solving the problem of distinguishing between reflections from an object and reflections from auroral inhomogeneities.

Key words: ionosphere inhomogeneities, wandering inhomogeneity model, matched filter, covariance function.

Model for the synthesis of preferred equipment options for a distributed information control system of the remote land zoning / A.A. Ivanov, A.D. Limarev, A.A. Pavlov, K.A. Polyansky, D.V. Sklemin // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 21–29.

A model for the synthesis of preferred options for equipping a distributed information and control system for remote sensing of the Earth is proposed, taking into account the possible maximum load of technical means.

Key words: distributed information and control system, remote sensing of the Earth, small spacecraft, technological control cycle, service operation.

Method for modeling dynamic realizations of reflective characteristics of space objects in the radar wavelength range / A.A. Ivanov, A.V. Mihalev, A.A. Pavlov, K.A. Polyansky, D.V. Sklemin // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 30–37.

The materials of the article describe the methodology for modeling dynamic realizations of the reflective characteristics of space objects in the radar range in the form of a system of algorithms and private techniques. The software implementation of the developed technique is demonstrated on the example of using experimental measurement data on the reflective characteristics of a space object.

Key words: radar range, reflective characteristic, space object, modeling.

Kazantsev A.A., Skorobogatova O.A. Model of the distorting influence of propagation medium during the formation of radar images of spacecrafts // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 38–46.

The model of the distorting influence of propagation medium during the formation of radar images of spacecrafts which distinctive feature is complex accounting of reciprocal relationship frequency-rakursnykh dependences of broadband polarizing dynamic radar characteristics of observed object and the polarizing matrix of complex transfer characteristic of the environment of propagation medium.

Key words: radar image, range image, transfer characteristic, polarizing matrix, propagation medium.

Parshin M.S., Shaldaev S.E. Simulation model of a broadband polarimetric active phased array antenna of a radar station taking into account the amplitude-phase and polarization distortions of radar signals // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 47–59.

This article discusses an approach to constructing a simulation model of a broadband polarimetric active phased array antenna. A special feature of the developed model is to take into account the polarization distortions of the radio signal caused by the amplitude-phase errors that occur due to the peculiarities of the radar system construction. The main calculated relations allowing to form true values of complex amplitudes of a radio signal are presented.

Key words: simulation model, polarizing processing, polarimetric radar station.

Bakholdin V.S., Dobrikov V.A., Lekontsev D.A. Methods and tools for measuring the parameters of the space vehicle for remote earth sensing // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 60–64.

The article discusses approaches to improving the organizational structure of a complex of trajectory measurements, which ensure the targeted use of spacecraft for remote sensing of the Earth, in order to determine the parameters of its gravitational field. An assessment of the necessary composition of the tools used and options for building a network of ground observation points has been carried out. The technical requirements for the advanced means of the ground-based complex of trajectory measurements are presented in order to ensure the specified accuracy of the trajectory estimation of the Earth remote sensing spacecraft. New methods of measuring range and radial velocity by radio engineering and optoelectronic means are proposed.

Key words: synthetic aperture radar, space trajectory measurements, remote sensing of the Earth, geodetic space system.

Bisyarin M.A. Propagation of the high-power short pulse in the waveguide layer with non-symmetrical filling // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 65–70.

The weakly nonlinear process of the short pulse propagation has been studied in a wave-guiding layer featuring different size and properties of the medium at the opposite sides of its axis. The mode structure and the envelope's nonlinear dynamics were described with account of longitudinal inhomogeneity of the wave-guiding layer. Local propagation constants and transverse distributions of the modal wave fields were expressed via the hypergeometric function.

Key words: natural wave-guiding channel, inhomogeneous media, nonlinear waves, waveguide modes, non-symmetrical profile of the refractive index, hypergeometric equation.

Blagodyrenko E.V., Korobchenko I.P., Maltsev G.N. Restrictions on observation of space objects by ground-based optical-electronic systems at night and at dusk // Proceedings of the Military Space

academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 71–76.

The article analyzes the necessary and sufficient conditions for the observation of space objects by ground-based optoelectronic systems in the passive mode of operation with solar illumination. It is shown that the considered limitations must be taken into account when planning sessions for observing space objects, since due to the location of part of their trajectory in the Earth's shadow zone, observations become possible for a limited time interval at night and dusk.

Key words: space object, optical-electronic system, geometric observation conditions.

Influence of the ionospheric equatorial anomaly on the polarization characteristics of high frequency radio waves / Y.I. Bova, A.S. Kryukovsky, B.G. Kutuza, D.S. Lukin, D.V. Rastyagaev // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 77–83.

The polarization characteristics of decameter radio waves propagating in the region of the equatorial anomaly of the ionosphere are studied using the Hamilton-Lukin bicharacteristic method. The dependences on the height of the rate of phase change along the rays, as well as the difference in the refractive indices of the ordinary and extraordinary waves, are analyzed. The dependences of the phase deviation of the angle of Faraday rotation on the group time and the horizontal coordinate at the point of reception of the signal of the spacecraft are investigated taking into account the change in the magnitude and orientation of the magnetic field, as well as the influence of the equatorial anomaly of the Earth's ionosphere.

Key words: equatorial anomaly, ionosphere, radio waves, polarization characteristics, Faraday rotation.

Method for selecting a particular detection criterion with simultaneous multiple observation of the object by space means / A.A. Vaganov, A.P. Kadochnikov, O.N. Neelova, A.Y. Onufrey // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 84–92.

The calculation of the reliability indicators of target detection by a multi-satellite orbital group based on a system of chains of spacecraft in polar orbits is given. The relative areas of the multiple view zones are calculated. The reliability of detection of the observed objects is determined and rational detection criteria for multiple simultaneous observation zones are selected.

Key words: the orbital group, the criteria of detection, probability of detection, probability of false detection, spacecraft.

Results of a space experiment to determine the relative lag time of spacecraft signals using the Quasar-KVO complex / D.A. Gavrilov, A.A. Ivanov, I.V. Sahno, I.F. Surkis // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 93–98.

The results of the experiment to determine the relative lag time of the GLONASS spacecraft radionavigation signal using the Quasar-KVO radio interferometric complex are presented and the possibility of using a technology based on radio interferometry with very-long baselines to increase accuracy of navigation ballistic support is estimated.

Key words: Earth remote sensing, radio interferometry with very-long baselines.

Grigoriev G.I., Zaboronkova T.M., Kogan L.P. Using the features of scattering of electromagnetic waves on random inhomogeneities of dielectric permittivity for the diagnostic of media // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 99–103.

The propagation of a plane electromagnetic wave in a layer with random rarefied inhomogeneities of the dielectric constant is studied. The dependence of the average intensity of the

scattered field on the parameters of permittivity perturbations with constant and linearly varying values within a single inhomogeneity is analyzed.

Key words: electromagnetic waves, scattering, random media, perturbations of dielectric permittivity, average intensity.

Methodology of estimating the influence of target environment for classification probability group dispersed targets on radar images / S.N. Gusev, A.A. Ivanov, E.V. Kharzevskij, O.A. Sharapova // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 104–108.

The paper proposes a methodology of estimating the influence of radio source for classification probability group dispersed targets on radar images using the developed system of indicators. The mathematical apparatus for calculating classification quality indicators for various levels of criteria is presented. The results of simulation of the process of estimating the influence of radio source for classification probability group dispersed targets on radar images are presented.

Key words: radar image, classification, virtual object, group dispersed target.

Dobrikov V.A., Sakhno I.V. History of the development of the school statistical radar of the Mozhaisky Military Aerospace Academy // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 109–114.

The article deals with the history of development and directions of functioning of the school of statistical radar of the Mozhaisky Military Aerospace Academy. The analysis of the main results of the school and prerequisites for their achievement is carried out.

Key words: radar system, statistical radar, radar survey, antenna aperture synthesis.

Evteev A.V., Maltsev G.N. Methodological approach to use of mean error square when evaluating accuracy of tracking parameters of radar signals // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 115–121.

Analysis of dependence of tracking failure probability on parameters of the tracking delay meter of the received signal on various ratios between systematic and random components of tracking error and width of tracking meter capture band is carried out. The calculation method is used to obtain families of dependences of the probability of tracking failure on the values of random and systematic components of the delay tracking error, normalized to the capture band of the time discriminator of the delay tracking scheme for various combinations of these parameters. The areas of weak and strong influence of the value of tracking errors over the delay of the received signal on the probability of tracking failure are determined. Analyzed the nature of impact of random and systematic components of tracking error on the probability of failure of tracking and found that in the General case is the ambiguity of normalized mean square of tracking error as the optimization criterion while minimizing the likelihood of tracking loss.

Key words: Radar Systems, Tracking Signal Parameters, Delay Tracking Scheme, Probability of Tracking Failure.

Zanin K.A. Application of linear reproduction theory to determination of the Synthetic Aperture Radar resolution // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 122–127.

A consolidated method of determination of the space synthetic aperture radar resolution basing on modulation transfer function is proposed. The designed model allows defining the requirements for the space radar systems parameters in a more substantiated way.

Key words: quality characteristics; ground resolution; space synthetic aperture radar; radiometric resolution; modulation transfer function; radar image quality.

Ilyin A.L., Titov K.I. Analysis of geometric distortion of radar image in front-side scan mode // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 128–135.

Geometrical distortions arising during formation of radar image during radar operation in front-side view mode are considered. An analytical model of radar image formation in the front-side view mode has been developed. Mathematical modeling was carried out confirming the results of the analytical model. Geometric distortions arising during operation in the front-side view mode are evaluated.

Key words: Radar aperture synthesis, front-side view, geometric distortions.

Ilyin A.L., Titov K.I. Radar image distortion using active repeaters in space PSA calibration tasks // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 136–140.

The ways of improving the means of calibration of space RSA based on the use of active repeaters are proposed. The reasons for the appearance of image doubling when virtual objects are moved along the azimuth relative to the location of the repeater are considered. The dependence of the decrease in the amplitude of virtual objects on the ratio of the pulse repetition frequency and the width of the Doppler spectrum is presented. Based on the results obtained, proposals for the use of the retransmitted signal correction for the calibration of the space RSA were formed.

Key words: space RSA, calibration, active repeater, measurement errors, calibration range.

Ilyin A.L., Titov K.I., Cherevan D.V. Selection of the probing pulse repetition frequency when operating a space radar with synthesis of aperture in spotlight mode // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 141–148.

A method for selecting the repetition rate of sounding pulses in space radars with aperture synthesis during operation in the searchlight mode is carried out to ensure optimal resolution of radar images and maintain the required energy potential.

Key words: synthetic aperture radar, searchlight mode, radar image, pulse repetition rate, simulation model.

Karpov I.O., Pereslegin S.V., Sbitnoy M.L. Radar sensing of surface waves parametrically excited by harmonic bottom vibrator // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P.149–157.

The problem of radar sensing of a vibration wave parametrically excited by a low-frequency bottom vibrator is considered. Modern aerospace SAR systems can form a "vibrational image" of the sea surface against the background of wind waves. These can be amplitude and velocity radar images generated by the standard operation of periodic subtraction with the allocation of the phase difference of the reflected signal.

Key words: bottom vibrator, low-frequency sound wave, surface vibration (ring) wave, amplitude radar image, velocity radar image.

Kuleshov V.P., Mitnik L.M., Mitnik M.L. Assessment of radiowave absorption on the Earth-space path by satellite radiometric microwave measurements // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 158–161.

Measurements of satellite microwave radiometers at several frequencies allow retrieving absorption in clouds and water vapor, to estimate the intensity of precipitation, which determines the propagation of radio waves on the Earth-space path. Based on model brightness temperatures T_b , algorithms are developed to retrieve absorption in different climatic zones. The global T_b fields measured by the MTVZA-GYA radiometer from the Meteor-M satellite No. 2-2 are presented.

Key words: Propagation of radiowaves, microwave radiometer, brightness temperature, atmospheric absorption, cloud absorption, retrieval algorithms, Meteor-M No. 2-2.

Makhov V.E., Petrushenko V.M., Shirobokov V.V. Optical location possibilities by light field registration means // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 162–171.

The analysis of the possibilities and conditions of optical location by means of registration of the light field, the use of which makes it possible to determine the brightness gradient of each point of the observed object within the volume of the observed space, which makes it possible to obtain new dominant features of the objects of observation. The structure of an optoelectronic optical location system is presented and circuit solutions used to implement optical location methods are shown. The features of the software and algorithmic tools used in the systems for registering the light field are considered and new opportunities for obtaining coordinate and non-coordinate information about remote objects are revealed. To analyze the possibilities of optical location of distant objects, the results of a study of a light field recorder for obtaining images of small-sized light, distant objects, including a telescopic system, are presented.

Key words: optical location, optical system, optoelectronic devices, light field recorder, circuit solutions, application prospects.

Savochkin P.V. Algorithms for adaptive synthesis of the receiving antenna array aperture in over-the-horizon radar for detecting quasi-stationary objects // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 172–176.

An algorithm for adaptive synthesis of the receiving antenna array aperture is presented, which allows detecting quasi-stationary objects by means of over-the-horizon radar by narrowing the antenna radiation pattern and reducing noise from the Earth's surface. This algorithm is based on joint spatial processing of the received signal in the area of the radiation pattern, which allows not only to judge the presence of a target, but also to determine its approximate meta-position in the observation zone, provided that the characteristics of the propagation medium remain unchanged during the observation interval.

Key words: over-the-horizon radar, synthesis of the antenna array aperture, super-resolution, radiation pattern.

Svetlichniy V.A., Smirnova O.A. Mode theory application in radar probability of detection coverage diagnostics and prognosis problems // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 177–181.

The study of forming features and propagation characteristics UHF – SHF radio waves in inhomogeneous troposphere on the basis of mode theory with the use of trilinear refractivity model is carried out for the radar probability of detection coverage accuracy and reliability calculation rising.

Key words: troposphere, troposphere refractions, troposphere ducting, radar simulation and propagation models.

Bakurskii K.V., Nikitin R.G. Features of the propagation of radio waves for navigation support of military consumers in the Arctic region // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 182–188.

The features of navigation support using ground and space systems using radio waves of various wavelengths in the Arctic region are considered.

Key words: Navigation support, radio wave propagation.

Bakhmetieva N.V., Grigoriev G.I., Kalinina E.E. Development of a method for monitoring of the Earth's lower ionosphere based on a creation of artificial periodic irregularities of the ionospheric plasma // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 189–193.

The paper presents the basis of the method for monitoring of the lower ionosphere by creation of artificial periodic irregularities in the ionospheric plasma and backscattering of probe radio waves by them. Requirements for the equipment that implements the method are given, the developed methods for determining the ionospheric parameters are listed, and research prospects are discussed.

Key words: lower ionosphere, heating, artificial periodic irregularities, plasma, vertical motions, turbulence, temperature, density.

Blagoveshchenskaya N.F., Borisova T.D., Kalishin A.S. HF-induced disturbances in the high latitude ionospheric plasma // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 194–199.

Investigation results of generation conditions, features, and thresholds of excitation for the enhanced electron density in the high latitude upper (F-region) ionosphere, induced by extraordinary polarized HF pump wave, are presented. It is found that ducts of the enhanced electron density oriented towards the magnetic zenith and observed in a wide altitude content from 250 – 650 km. The plausible generation mechanism for such ducts is discussed.

Key words: powerful HF radio wave, polarization, high latitude ionosphere, electron density, duct, excitation, mechanism.

Analysis of the observing frequency and formation conditions of specular high-level clouds according to the data of polarization laser sensing / I.D. Bryukhanov, A.A. Doroshkevich, I.V. Zhivotenyuk, E.V. Ni, I.V. Samokhvalov, A.P. Stikon // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 200–204.

The present work is devoted to the systematization of the results of polarization laser studies of high-level clouds (HLCs) with a preferred horizontal orientation of ice crystals (specular clouds). The presence of such an orientation of particles in clouds is estimated based on their optical and geometric characteristics determined experimentally. Estimates of the year and season frequency of occurrence of specular HLCs and meteorological conditions of their formation are given.

Key words: laser sensing, polarization lidar, backscattering phase matrix, high-level clouds, specular clouds, long-term measurements.

Mutually spaced observations of atmospheric moisture using water vapor radiometers in St.Petersburg region / V.Y. Bykov, G.N. Ilyin, D.M. Karavaev, G.G. Shchukin // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 205–209.

There are discussed methodology of a mutually spaced observations of atmospheric moisture using ground-based microwave water vapor radiometers and results of recent microwave experiments in St. Peterburg region using the novel water vapor radiometers of the Institute of Applied Astronomy of the RAS, located in the Geophysical Observatory of the Mozhaisky Military Aerospace Academy (Lehtusi), in Saint Petersburg and in the Radioastronomical Observatory of the IAA RAS (Svetloe). Perspectives of application of the water vapour radiometers network for problems of applied meteorology are discussed.

Key words: water vapor radiometer, brightness temperature, water vapor, cloud liquid.

Vozmishchev I.Y., Klymenov V.V., Novikova E.V. Problems of observing space objects by large-aperture optical systems and ways of their solution // Proceedings of the Military Space academy

named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 210–217.

Problems of observing space objects by large-aperture optical systems and ways of their solution
The article deals with the problems of observing space objects with large-aperture optical systems and ways to solve them. The necessity of measuring both the traditional parameters of the atmosphere and the radius of coherence and the angle of isoplanatism in determining the geographic locations of adaptive optoelectronic systems has been determined.

Key words: adaptive optics, optoelectronic systems, large-aperture systems, atmospheric parameters, radius of coherence, angle of isoplanatism.

Gusev S.N., Markov A.V., Kharzhevsky E.V. Approaches of reference descriptions of objects preparation for calculating formalized features in the microwave range // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 218–223.

The paper discusses approaches of reference descriptions of objects preparation in the microwave range. It is substantiated that the effectiveness of automatic recognition of objects directly depends on the completeness and quality of the database of reference information. The proposed approach makes it possible to obtain reference descriptions based on the scattering centers of an object both by modeling the process of reflection of the probing signal and from real images.

Key words: radar image, scattering center, formalization, adjacency matrix, reference description.

Gusev S.N., Ortikov M.Y., Hazov A.S. Method of formation of radar images obtained with compensation for the influence of atmospheric distortions // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 224–230.

The article proposes a method for the formation of radar images obtained taking into account the compensation of the influence of atmospheric distortion. The method improves the quality of radar image synthesis, and differs from the existing ones by the presence of a stage of joint accounting and compensation for the influence of tropospheric and ionospheric distortions in the formation of the azimuth reference function. The paper reflects the dependence of the range measurement error on the location angle for the frequency ranges used in modern synthesized antenna aperture radars, and presents the results of the synthesis of the radar image in the P-range, taking into account the compensation of errors introduced by the Earth's atmosphere.

Key words: remote sensing of the Earth, radar with synthesized antenna aperture, atmospheric disturbances, radar image.

Opportunities non-coherent radar in determining the zones of inhomogeneity of the wind speed field / D.A. Denisenkov, V.Y. Zhukov, O.A. Koroleva, G.G. Shchukin // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 231–235.

The possibility of using non-coherent meteorological radars for the recognition of dangerous weather phenomena related to wind. An assumption is made effective use of new parameter for these purpose – received signal base. The teoretical calculations and graphs of the dependence of the base on the parameters of the observed inhomogeneity, confirming the assumption made.

Key words: meteorological radar, recognition of dangerous weather phenomena, primary signal processing.

Egorov D.P., Kutuza B.G. Atmospheric brightness temperature spatial-temporal structure in the K-band under cumulus clouds // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 236–241.

Planck's model for generating random cloud fields in a three-dimensional computational domain is discussed. A software model of a stationary ground-based radiometer with a height-varying spatial resolution has been created. This radiometer registers spectra of downwelling radiation brightness temperature for any modifications of the meteorological parameters profiles in the computational domain, including modifications of liquid water altitude profile obtained during the generation of the cloud field. A comparison of the model values with the data of the physical experiment on long-term measurement of atmospheric downwelling radiation spectra in the band of resonant absorption of water vapor 18-27.2 GHz is performed.

Key words: atmosphere, brightness temperature, K-band, cumulus clouds, Planck's model.

Kamenev A.A., Savin S.V. Technique for calculation of the signal-to-noise ratio at the output of the photodetector of the optoelectronic device considering spectral distributions of space object observing channel parameters // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 242–245.

The technique for estimating the signal-to-noise ratio at the output of the photodetector of the optoelectronic device under influence spectral distributions of space object observing LWIR channel parameters is described. The example of the signal-to-noise ratio calculation at the output of a ground-based optoelectronic device high-sensitivity photodetector during observing a space object is given. The influence of spectral distributions of parameters on the signal-to-noise ratio is shown.

Key words: optical system, signal-to-noise ratio, quantum efficiency, infrared.

Kamenev A.A., Tonyshchev A.Y. Physical regularities of the formation of optical contrasts of landscape plot elements and a database on the spectral dependences of their contrast in the visible and near-infrared range // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 246–252.

The physical processes that determine the formation of optical contrasts between typical underlying landscape surfaces are considered, as well as the main methods of their calculation, based on the procedure of convolution of the spectral energy characteristics of the solar radiation flux incident with their spectral brightness coefficients. To form a database on the spectral dependences of the optical contrast of the landscape plot elements, a representative sample of spectral brightness coefficient of the typical underlying surfaces of the ground scene was used.

Key words: visible range, near-infrared range, spectral brightness coefficient, optoelectronic means, underlying surface, spectral density of irradiance of the surface.

Development of the principles of operation of the system for collecting and processing experimental data of a multi-frequency microwave radiometric system with an active polarization channel / V.V. Karyayev, I.N. Rostokin, E.A. Rostokina, E.V. Fedoseeva, G.G. Shchukin // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 253–256.

The report discusses the basic principles of the construction and operation of a system for collecting, processing and displaying information obtained during measurements by a multi-frequency microwave radiometric system with an active polarization channel, designed for operational monitoring and detection of dangerous atmospheric meteorological phenomena associated with the evolution of convective clouds and having a significant impact on air traffic safety.

Key words: data collection and processing system, microwave radiometric study of the cloudy atmosphere, active polarization channel, dangerous atmospheric meteorological phenomena.

Mitnik L.M., Khazanova E.S. Forming ice cover on images of satellite SAR operating in the centimeter and decimeter bands // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 257–262.

Measurements of satellite SAR operating at different frequencies and polarizations have significantly increased the amount of information on the structure and spatio-temporal variability of various types of sea ice, which is due to the possibility of studying the surface regardless of the weather and illumination, the sensitivity of scattered radar signals to variations in the characteristics of the ice cover and the sea surface, high spatial resolution and data availability. In this paper, the variability of the sea ice SAR signatures during winter and spring seasons is considered. Indication of areas of newly formed ice is important for improving the efficiency of transport operations, and is in demand in studies of biological phenomena and climate.

Key words: SAR, C-band SAR, L-band SAR, Sentinel-1A, ALOS-2, sea ice, new ice, grease ice, histograms, NRCS, Sea of Okhotsk.

Plushev V.A., Chernienko A.A. Multi-angle polarized portrait of object in radar with synthesized aperture // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 263–268.

The analysis of the polarization parameters of the reflecting element of the radar object is carried out. The polarization calibration of the reflecting element of the radar object has been investigated, expressions for the calibration of the cross-polarization EPR and the components of the matrix of complex coefficients of the backscattering of the resolution element have been obtained. An estimate is given for the number of parameters describing the spatial polarization diagram of the object's backscattering.

Key words: SAR, multi-course, radar.

Increasing the angular resolution capacity of an antenna array in the area of directional diagrams at a given discrete resolution interval / A.P. Alyoshkin, S.N. Balakirev, V.I. Nevzorov, P.V. Savochkin, // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 269–273.

The paper considers a method for increasing the angular resolution of the antenna array by forming a fan-shaped radiation pattern taking into account the required resolution interval and joint linear processing of signals received in each lobe of this pattern by solving linear equations. The application of the proposed method makes it possible to increase the resolution by at least two times in comparison with the Rayleigh resolution. Unlike other super-resolution methods, this method allows you to determine the amplitude of the signals, and not the probability of finding an object in a given area of space.

Key words: angular resolution, antenna array, superresolution, antenna directional pattern.

State and prospects of creation of satellite radio altimeters with synthesized antenna aperture / V.S. Bakholdin, D.A. Gavrilov, V.A. Dobrikov, D.A. Lekontsev // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 274–279.

The article discusses the state and prospects of the implementation of the technology of synthesizing the aperture of the antenna in satellite radio altimeters, the transition from traditional satellite radio altimeters to radio altimeters based on radars with synthesized aperture of the antenna (SAR) - SAR altimeters. A comparative analysis of the principles of constructing the signals used, processing algorithms, the disadvantages of traditional radio altimeters and the advantages of SAR altimeters is carried out. The main characteristics of the realized and future SAR-altimeters are considered.

Key words: radio altimeter, SAR-altimeter, fast Fourier transform, altitude measurement accuracy, resolution.

Myslivtsev T.O., Nikiforov S.V. Algorithm for calculation of the binding error of the time scales of consumers in the short-wave range based on the use of the device of geometro-optical approximation // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 280–286.

The possibility of using a geometric-optical approximation apparatus for calculating the propagation paths of short-wave (HF) signals for solving the problem of synchronizing the time scales (W) of remote consumers is considered. A variant of the algorithm for calculating the synchronization error of the consumer's WB is proposed, which uses a random search when adapting one- and multi-hop trajectories of signal propagation from the transmitter to the consumer to calculate the group delay time.

Key words: synchronization of time scales, time-frequency information, short-wavelength range, ray paths, method of geometric optics.

Skorobogatova O.A. Estimation of the possibility of constructing receiving sections of large active phased antenna arrays of radar systems UHF-band by direct amplification scheme // Proceedings of the Military Space academy named after A.F. Mozhaisky. – SPb.: MSA named after A.F. Mozhaisky, 2021. – Release 680. – P. 287–293.

An assessment was made of the possibility of constructing receiving sections (SS) of transmitting-receiving modules (TPM) of large active phased antenna arrays (AFAR) of UHF-band radars according to the direct amplification scheme based on the calculation of the dynamic range for the useful signal at the outputs of the SS of a multichannel system with subsequent digitization of the received information. The calculation of the dynamic range was carried out on the basis of the technical characteristics of the analog part of the receiving path of the UHF-range radar and modern analog-to-digital converters.

Key words: direct amplification receiver, useful signal dynamic range, digital receiving and transmitting module, analog-to-digital converter.

Алёшкин Андрей Петрович, профессор 31-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (812) 393-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Бакурский Клим Валерьевич, докторант 31-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук, доцент; e-mail: vka@mil.ru

Балакирев Станислав Николаевич, адъюнкт 31-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); e-mail: vka@mil.ru

Бахметьева Наталия Владимировна, ведущий научный сотрудник, заведующий сектором физики и диагностики нижней ионосферы Научно-исследовательского радиофизического института Национального исследовательского Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского (603950, Россия, Нижний Новгород, ул. Большая Печерская, 25/12а); доктор физико-математических наук, снс; тел.: 8 (910) 793-23-25, e-mail: nv_bakhm@nirfi.unn.ru

Бахолдин Владимир Станиславович, доцент 34-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук, доцент; тел.: 8 (812) 347-95-33, e-mail: vka@mil.ru

Бисярин Михаил Александрович, ведущий научный сотрудник Санкт-Петербургского государственного университета (199034, Россия, Санкт-Петербург, Университетская наб., 7-9); доктор физико-математических наук, профессор; тел.: 8 (812) 428-43-57, e-mail: m.bisyarin@spbu.ru

Благовещенская Наталья Фёдоровна, главный научный сотрудник – заведующий лабораторией Арктического и антарктического научно-исследовательского института Росгидромета (199397, Россия, Санкт-Петербург, ул. Беринга, 38); доктор физико-математических наук; тел.: 8 (921) 303-88-15, e-mail: nataly@aari.nw.ru

Благодыренко Евгений Васильевич, преподаватель 31-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 347-95-31, e-mail: vka@mil.ru

Бова Юлия Игоревна, старший преподаватель АНО ВО «Российский Новый Университет» (105005, Россия, Москва, ул. Радио, 22); тел.: 8 (964) 585-23-73, e-mail: julia_bova@mail.ru

Борисова Татьяна Дмитриевна, ведущий научный сотрудник Арктического и антарктического научно-исследовательского института Росгидромета (199397, Россия, Санкт-Петербург, ул. Беринга, 38); кандидат физико-математических наук; тел.: 8 (921) 752-80-41, e-mail: borisova@aari.ru

Брюханов Илья Дмитриевич, старший преподаватель Национального исследовательского Томского государственного университета (634050, Россия, Томск, пр. Ленина, 36); младший научный сотрудник Института оптики атмосферы имени В.Е. Зуева СО РАН (634055, Россия, Томск, пл. Академика Зуева, 1); тел.: 8 (952) 882-41-94.

Быков Владимир Юрьевич, научный сотрудник Института прикладной астрономии Российской академии наук (197111, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 8); тел.: 8 (812) 275-09-91, e-mail: igen@iaaras.ru

Ваганов Алексей Александрович, начальник 552-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (911) 957-92-49, e-mail: vka@mil.ru

Верденская Наталья Владимировна, ведущий научный сотрудник АО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца» (127083, Россия, Москва, ул. 8 Марта, 10, стр. 1); старший преподаватель кафедры интеллектуальных информационных радиофизических систем Московского физико-технического института (141707, Россия, Московская обл., Долгопрудный, Первомайская ул., 7); кандидат физико-математических наук; тел.: 8 (910) 445-97-24, e-mail: verdenskaya@rti-mints.ru

Виноградов Александр Георгиевич, начальник отдела АО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца» (127083, Россия, Москва, ул. 8 Марта, 10, стр. 1); старший преподаватель кафедры интеллектуальных информационных радиофизических систем Московского физико-технического института (141707, Россия, Московская обл., Долгопрудный, Первомайская ул., 7); старший научный сотрудник Института физики атмосферы имени А.М. Обухова РАН (119017, Россия, Москва, Пыжёвский переулок, 3); кандидат физико-математических наук; тел.: 8(916) 732-05-82, e-mail: vinogradov@rti-mints.ru

Владимиров Владислав Владимирович, научный сотрудник 4-го управления Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (812) 393-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Возмищев Иван Юрьевич, начальник 573-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 393-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Гаврилов Денис Александрович, начальник 16-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 347-95-33, e-mail: vka@mil.ru

Григорьев Геннадий Иванович, ведущий научный сотрудник Научно-исследовательского радиофизического института Национального исследовательского Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского (603950, Россия, Нижний Новгород, ул. Семашко, 12а); кандидат физико-математических наук, доцент; тел.: 8 (960) 181-06-63, e-mail: grig19@list.ru

Гусев Сергей Николаевич, начальник 272-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук, доцент; тел.: 8 (981) 699-86-91, e-mail: vka@mil.ru

Денисенков Дмитрий Анатольевич, преподаватель 52-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат физико-математических наук; тел.: 8 (921) 422-69-76, e-mail: vka@mil.ru

Добриков Владимир Анатольевич, доцент 36-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук, доцент; тел.: 8 (812) 347-95-33, e-mail: vka@mil.ru

Дорошкевич Антон Александрович, старший преподаватель Национального исследовательского Томского государственного университета (634050, Россия, Томск, пр. Ленина, 36); тел.: 8 (3822) 41-39-84.

Евтеев Андрей Владимирович, начальник 221-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197082, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 347-95-32, e-mail: vka@mil.ru

Егоров Доброслав Павлович, младший научный сотрудник Института радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН (125009, Россия, Москва, ул. Моховая 11, к. 7), тел.: 8 (997) 865-47-80, e-mail: dobrix95@gmail.com

Животенюк Иван Владимирович, инженер-исследователь Национального исследовательского Томского государственного университета (634050, Россия, Томск, пр. Ленина, 36); тел.: 8 (3822) 41-39-84.

Жуков Владимир Юрьевич, старший преподаватель 52-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор физико-математических наук; тел.: 8 (921) 998-12-06, e-mail: vka@mil.ru

Заборонкова Татьяна Михайловна, профессор Нижегородского государственного технического университета имени Р.Е. Алексеева (603950, Россия, Нижний Новгород, ул. Минина, 24); главный научный сотрудник ИПФ РАН (603950, Россия, Нижний Новгород, ул. Ульянова, 46); доктор физико-математических наук, профессор; тел.: 8-(910) 121-18-63, e-mail: t.zaboronkova@rambler.ru

Занин Кирилл Анатольевич, ведущий научный сотрудник АО «НПО Лавочкина», (141400, Россия, Московская обл., г. Химки, ул. Ленинградская, 24); доктор технических наук; тел.: 8 (495) 575-59-74, e-mail: pc4a@laspace.ru

Иванов Алексей Александрович, начальник 53-го отдела Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Иванова Ирина Александровна, начальник сектора АО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца» (127083, Россия, Москва, 8 Марта ул., 10, стр. 1); ассистент кафедры интеллектуальных информационных радиофизических систем Московского физико-технического института (141707, Россия, Московская обл., Долгопрудный, Первомайская ул., 7); тел.: 8 (910) 423-11-87, e-mail: ivanova@rti-mints.ru

Ильин Александр Леонидович, старший научный сотрудник 45-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197136, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; e-mail: vka@mil.ru

Ильин Геннадий Николаевич, руководитель Отделения радиоастрономических наблюдений Института прикладной астрономии Российской академии наук (191187, Россия, Санкт-Петербург, наб. Кутузова, 10); кандидат физико-математических наук; тел.: 8 (812) 275-09-91, e-mail: igen@iaaras.ru

Кадочников Андрей Павлович, начальник 512-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского

(197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 347-97-32, e-mail: vka@mil.ru

Казанцев Александр Александрович, начальник 42-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Генерала Хрулева, 16); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 347-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Калинина Елена Евгеньевна, ведущий программист Научно-исследовательского радиофизического института Национального исследовательского Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского (603950, Россия, Нижний Новгород, ул. Большая Печерская, 25/12а); тел.: 8 (312) 436-99-50, e-mail: elena@kalinin.nnov.ru

Калишин Алексей Сергеевич, ведущий научный сотрудник – заведующий отделом геофизики Арктического и антарктического научно-исследовательского института Росгидромета (199397, Россия, Санкт-Петербург, ул. Беринга, 38); кандидат технических наук; тел.: 8 (905) 267-46-91, e-mail: askalishin@aari.ru

Каменев Анатолий Анатольевич, ведущий научный сотрудник 4-го управления Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук, снс; тел.: 8 (812) 347-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Караваев Дмитрий Михайлович, старший научный сотрудник Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 347-95-52, e-mail: vka@mil.ru

Карпов Илья Олегович, ведущий инженер Института океанологии имени П.П. Ширшова РАН (117997, Россия, Москва, Нахимовский пр., 36); тел.: 8 (906) 763-16-22, e-mail: iokarpov@yandex.ru

Каряев Вадим Валентинович, старший преподаватель кафедры «Программная инженерия» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых» (602264, Россия, Владимирская обл., Муром, ул. Орловская, 23); тел.: 8 (49234) 77-1-21, e-mail: 10xgg@mail.ru

Клеймёнов Виктор Владимирович, главный научный сотрудник Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (812) 347-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Коган Лев Петрович, доцент Нижегородского государственного архитектурно-строительного университета (603950, Россия, Нижний Новгород, ул. Ильинская, 65); кандидат физико-математических наук, доцент; тел.: 8 (910) 788-95-66, e-mail: L_kog@list.ru

Коробченко Игорь Павлович, начальник 3-го факультета Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (812) 347-95-30, e-mail: vka@mil.ru

Королёва Ольга Александровна, младший научный сотрудник Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (921) 668-51-52, e-mail: vka@mil.ru

Крюковский Андрей Сергеевич, научный руководитель АНО ВО «Российский Новый Университет» (105005, Россия, Москва, ул. Радио, 22); доктор физико-математических наук, профессор; тел.: 8 (903) 245-51-37, e-mail: kryukovsky56@yandex.ru

Кулешов Владимир Павлович, научный сотрудник Тихоокеанского океанологического института имени В.И. Ильичева ДВО РАН (690041, Россия, Владивосток, Балтийская ул., 43); тел.: 8 (423) 231-28-54.

Кутуза Борис Георгиевич, главный научный сотрудник-заведующий лабораторией Института радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН (125009, Россия, Москва, ул. Моховая 11, к.7); доктор физико-математических наук, профессор; тел.: 8 (916) 615-33-21, e-mail: kutuza@cplire.ru

Леконцев Дмитрий Александрович, старший преподаватель 33-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 347-95-33, e-mail: vka@mil.ru

Лимарев Анатолий Дмитриевич, научный сотрудник Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (911) 237-42-04, e-mail: vka@mil.ru

Лукин Дмитрий Сергеевич, профессор АНО ВО «Российский Новый Университет» (105005, Россия, Москва, ул. Радио, 22); доктор физико-математических наук, профессор; тел.: 8 (916) 115-21-03, e-mail: luknet1@yandex.ru

Мальцев Георгий Николаевич, профессор 32-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (812) 347-95-32, e-mail: vka@mil.ru

Марков Андрей Викторович, ведущий научный сотрудник 3-го управления Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук, снс; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Махов Владимир Евгеньевич, старший научный сотрудник 56-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук; тел.: 8 (981) 712-03-61, e-mail: vka@mil.ru

Митник Леонид Моисеевич, главный научный сотрудник Тихоокеанского океанологического института имени В.И. Ильичева ДВО РАН (690041, Россия, Владивосток, Балтийская ул., 43); доктор физико-математических наук, профессор; тел.: 8 (423) 231-28-54, e-mail: lm_mitnik@mail.ru

Митник Майя Львовна, старший научный сотрудник Тихоокеанского океанологического института имени В.И. Ильичева ДВО РАН (690041, Россия, Владивосток, Балтийская ул., 43); кандидат технических наук; тел.: 8 (423) 231-28-54, e-mail: lm_mitnik@mail.ru

Михалев Александр Владимирович, младший научный сотрудник 53-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (905) 234-52-25.

Мысливцев Тимофей Олегович, профессор 36-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, доцент; тел.: 8 (812) 393-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Невзоров Валерий Иванович, доцент 31-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук, доцент; тел.: 8 (812) 347-95-31, e-mail: vka@mil.ru

Неёлова Ольга Николаевна, научный сотрудник 514-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (981) 762-59-50, e-mail: vka@mil.ru

Ни Евгений Вячеславович, старший преподаватель Национального исследовательского Томского государственного университета (634050, Россия, Томск, пр. Ленина, 36); тел. 8 (3822) 41-39-84.

Никитин Роман Геннадьевич, адъюнкт 31-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел. 8 (911) 838-00-92, e-mail: vka@mil.ru

Никифоров Сергей Валерьевич, доцент 31-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 393-95-31, e-mail: vka@mil.ru

Новикова Елена Владимировна, старший научный сотрудник 57-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (812) 347-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Онуфрей Андрей Юрьевич, ведущий научный сотрудник 5-го управления Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (921) 656-51-42, e-mail: vka@mil.ru

Ортиков Михаил Юрьевич, старший научный сотрудник 25-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 347-95-61, e-mail: vka@mil.ru

Павлов Алексей Александрович, начальник 531-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (996) 450-29-19, e-mail: vka@mil.ru

Паршин Михаил Сергеевич, адъюнкт 5-го управления Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (999) 232-92-84, e-mail: vka@mil.ru

Переслегин Сергей Владимирович, главный научный сотрудник Института океанологии имени П.П. Ширшова РАН (117997, Россия, Москва, Нахимовский проспект, 36); доктор физико-математических наук; тел.: 8 (916) 042-63-36, e-mail: pereslegsv@yandex.ru

Петрушенко Владимир Михайлович, научный сотрудник 561-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (911) 148-87-19, e-mail: vka@mil.ru

Плющев Виктор Алексеевич, заместитель генерального конструктора АО «Концерн радиостроения «Вега» (121170, Россия, Москва, Кутузовский пр., 34); кандидат технических наук; тел.: 8 (499) 753-40-04, e-mail: mail@vega.su

Полянский Константин Аркадьевич, начальник 533-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (981) 779-69-13, e-mail: vka@mil.ru

Растягаев Дмитрий Владимирович, проректор по информационным технологиям АНО ВО «Российский Новый Университет» (105005, Россия, Москва, ул. Радио, .22); кандидат физико-математических наук, доцент; тел.: 8 (910) 422-27-48, e-mail: rdv@rosnou.ru

Ростокин Илья Николаевич, профессор кафедры «Управление и контроль в технических системах» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых» (602264, Россия, Владимирская обл., Муром, ул. Орловская, 23); доктор технических наук, доцент; тел.: 8 (49234) 77-2-36, e-mail: rostockin.ilya@yandex.ru

Ростокина Елена Анатольевна, доцент кафедры «Управление и контроль в технических системах» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых» (602264, Россия, Владимирская обл., Муром, ул. Орловская, 23); кандидат технических наук; тел.: 8 (49234) 77-2-36, e-mail: arostokina@yandex.ru

Савин Сергей Владимирович, научный сотрудник 43-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (812) 347-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Савочкин Павел Владимирович, заместитель начальника 31-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук, доцент; тел.: 8 (812) 393-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Самохвалов Игнатий Викторович, заведующий кафедрой Национального исследовательского Томского государственного университета (634050, Россия, Томск, пр. Ленина, 36); доктор физико-математических наук, профессор; тел.: 8 (3822) 41-39-84.

Сахно Игорь Викторович, начальник Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Сбитной Михаил Леонидович, ведущий научный сотрудник Института океанологии имени П.П. Ширшова РАН (117997, Россия, Москва, Нахимовский пр., 36); кандидат технических наук; тел.: 8 (985) 970-78-53, e-mail: oceanmls@yandex.ru

Светличный Василий Александрович, старший научный сотрудник НИЦ РЭВ и ФИР ВМФ НИИ ОСИС ВМФ ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия» (196604, Россия, Санкт-Петербург, Пушкин, ул. Красной звезды, 31); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (951) 279-79-03, e-mail: vunc-vmf-4fil@mil.ru

Склемин Дмитрий Владимирович, начальник 532-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (921) 442-82-10.

Скоробогатова Ольга Анатольевна, старший научный сотрудник 42-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Генерала Хрулева, 16); кандидат технических наук, доцент; тел.: 8 (812) 347-95-72.

Смирнова Оксана Вячеславовна, главный конструктор АО «СПИРАН-Научно-техническое Бюро высоких технологий» (199178, Россия, Санкт-Петербург, 14 линия В.О., 39); кандидат технических наук; тел.: 8 (911) 253-87-26, e-mail: sov@oogis.ru

Стыкон Александр Петрович, инженер-исследователь Национального исследовательского Томского государственного университета (634050, Россия, Томск, пр. Ленина, 36); тел.: 8 (3822) 41-39-84.

Суркис Игорь Феликсович, заведующий лабораторией корреляционной обработки Института прикладной астрономии Российской академии наук (191187, Россия, Санкт-Петербург, наб. Кутузова, 10); кандидат физико-математических наук; тел.: 8 (812) 230-74-19, e-mail: surkis@iaaras.ru

Титов Константин Игоревич, начальник 45-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197136, Россия, Санкт-Петербург, Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (911) 929-77-40.

Тонышев Андрей Юрьевич, адъюнкт 4-го управления Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (812) 347-95-77, e-mail: vka@mil.ru

Федосеева Елена Валерьевна, профессор кафедры «Радиотехника» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых» (602264, Россия, Владимирская обл., Муром, ул. Орловская, 23); доктор технических наук, доцент; тел.: 8 (49234) 77-2-32, e-mail: elenafedoseeva@yandex.ru

Хазанова Елена Сергеевна, научный сотрудник Тихоокеанского океанологического института имени В.И. Ильичева ДВО РАН (690041, Россия, Владивосток, Балтийская ул., 43); тел.: 8 (423) 231-28-54, e-mail: khazanova@poi.dvo.ru

Хазов Александр Сергеевич, начальник 253-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат военных наук; тел.: 8 (812) 347-95-61, e-mail: vka@mil.ru

Харжевский Евгений Валерьевич, адъюнкт 3-го управления Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (911) 220-27-97, e-mail: vka@mil.ru

Черевань Дмитрий Виталиевич, старший научный сотрудник 451-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (812) 347-95-61, e-mail: vka@mil.ru

Черниенко Андрей Андреевич, заместитель начальника отдела АО «Концерн радиостроения «Вега» (121170, Россия, Москва, Кутузовский пр., 34); кандидат технических наук; тел.: 8 (903) 102-11-84, e-mail: mail@vega.su

Шалдаев Сергей Евгеньевич, заместитель начальника Военного института (научно-исследовательского) по учебной и научной работе Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, доцент; тел.: 8 (911) 926 29-35, e-mail: vka@mil.ru

Шарапова Ольга Анатольевна, младший научный сотрудник 533-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); тел.: 8 (931) 361-39-24, e-mail: vka@mil.ru

Широбоков Владислав Владимирович, начальник 561-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (981) 761-28-41.

Щукин Георгий Георгиевич, профессор 52-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор физико-математических наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ; тел.: 8 (812) 347-95-52, e-mail: ggshchukin@mail.ru

Алексеев Виктор Фёдорович, старший научный сотрудник 16-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Алёшкин Андрей Петрович, профессор 31-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (812) 347-95-31.

Бисярин Михаил Александрович, ведущий научный сотрудник Санкт-Петербургского государственного университета (199034, Россия, Санкт-Петербург, Университетская наб., 7-9); тел.: 8 (812) 428-43-57, e-mail: m.bisyarin@spbu.ru

Буханец Дмитрий Иванович, начальник отдела, ученый секретарь АО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца» (127083, Россия, Москва, ул. 8 Марта, 10, стр. 1); доктор технических наук.

Волков Валерий Фёдорович, профессор 91-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор военных наук, профессор; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Каменев Анатолий Анатольевич, ведущий научный сотрудник управления Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (812) 347-95-72, e-mail: vka@mil.ru

Караваев Дмитрий Михайлович, старший научный сотрудник 32-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук; тел.: 8 (921) 939-60-34.

Козинев Игорь Алексеевич, профессор 32-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, доцент; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Краснов Валерий Михайлович, доцент 52-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор физико-математических наук; тел.: 8 (812) 347-95-52.

Крюковский Андрей Сергеевич, научный руководитель АНО ВО «Российский Новый Университет» (105005, Россия, Москва, ул. Радио, 22); доктор физико-математических наук, профессор; тел.: 8 (903) 245-51-37.

Кузнецов Анатолий Дмитриевич, заведующий кафедрой физики атмосферы Российского гидрометеорологического университета (195196, Россия, Санкт-Петербург, Малоохтинский пр., 98); доктор физико-математических наук, профессор; тел.: 8 (921) 324-66-72.

Макаров Андрей Александрович, доцент 33-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, доцент; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Маков Александр Борисович, доцент 12-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); кандидат технических наук, доцент; тел.: 8 (812) 347-96-52.

Махов Владимир Евгеньевич, старший научный сотрудник 5-го управления Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (981) 712-03-61, e-mail: vka@mil.ru

Назаров Андрей Вячеславович, начальник 33-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Поляков Виталий Евгеньевич, старший научный сотрудник 563-й лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Разумов Александр Владимирович, старший научный сотрудник 57-го отдела Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор.

Сахно Игорь Викторович, начальник Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор технических наук, профессор; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Чарушников Александр Валерьевич, начальник 2-го управления Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13); доктор военных наук, профессор; тел.: 8 (812) 237-10-21, e-mail: vka@mil.ru

Щукин Георгий Георгиевич, профессор 52-й кафедры Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского (197198, Россия, Санкт-Петербург, Ждановская улица, 13); доктор физико-математических наук, профессор; тел.: 8 (812) 347-95-52, e-mail: ggshchukin@mail.ru