



28-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

**9—15 сентября 2018 г.
Севастополь, Крым, Россия**

Том 7

Секция 9/1: Радиоастрономия и дистанционное зондирование
Секция 9/2: Распространение радиоволн, обработка информации
Секция 9/3: Обработка сигналов
в системах дистанционного зондирования

Москва • Минск • Севастополь
2018

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 18-07-20051

Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи

(РНТОРЭС) им. А. С. Попова

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (Москва)

Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)

Севастопольский государственный университет,

Институт радиоэлектроники и информационной безопасности

Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского,

Физико-технический институт (Симферополь)

Крымская астрофизическая обсерватория,

Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели)

Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

ОАО «НПП „Исток“ им. Шокина» (Фрязино)

АО «Микроволновые системы» (Москва)

АО «Научно-производственное предприятие „ФАЗА“» (Ростов-на-Дону)

НПП «Системные ресурсы» (Москва)

ООО «Радиокомп» (Москва)

Техническая и информационная поддержка:

IEEE, Moscow MTT/ED Chapter

IEEE, Moscow AP Chapter

Медиагруппа «Электроника»

С255 28-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Севастополь, 9—15 сентября 2018 г. : материалы конференции. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2018. — ISBN 978-966-335-443-9 (тт. 1—9).

Т. 9 : vi, 252 [1563—1814] с. : ил. — ISBN 978-966-335-450-7.

В 7-й том включены материалы 35 докладов, которые были представлены на заседаниях секций 9/1: Радиоастрономия и дистанционное зондирование; 9/2: Распространение радиоволн, обработка информации; 9/3: Обработка сигналов в системах дистанционного зондирования.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

Сборник предназначен для широкого круга специалистов в области СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Сборник также будет полезен студентам и аспирантам телекоммуникационных, радиотехнических и радиофизических факультетов вузов.

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

© Оргкомитет КрыМиКо'2018
© КНТЦ им. Попова, 2018

Том 7

СЕКЦИЯ 9/1: РАДИОАСТРОНОМИЯ И ДИСТАНЦИОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ

INV.6	СОГЛАСОВАНИЕ МАТРИЦЫ ПЛАНАРНЫХ АНТЕНН С СИНИС БОЛОМЕТРАМИ С ВНЕШНИМ ИЗЛУЧЕНИЕМ ДИАПАЗОНА 350 ГГц Вдовин В. Ф., Гунбина А. А., Мансфельд М. А., Яколов Г. В., Юсупов Р. А., Чекушкин А. М., Эдельман В. С., Тарасов М. А.	1563
9.1	ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОИСТОЧНИКОВ С ПОМОЩЬЮ КОСМИЧЕСКИХ И НАЗЕМНО-КОСМИЧЕСКИХ МЕТОДОВ Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г.	*
9.2	ФИЗИКА УРАВНЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИИ ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ ФРАКТАЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ Потапов А. А.	1575
9.3	ОПТИМИЗАЦИЯ ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ РАДИОГОЛОГРАММ С УЧЕТОМ АРХИТЕКТУРЫ ПРОЦЕССОРА Лепёхина Т. А., Николаев В. И., Семенов М. А., Тарасенко А. М.	1586
9.4	ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЗАИМНОГО ДВИЖЕНИЯ НОСИТЕЛЕЙ НА КАЧЕСТВО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В БИСТАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ РСА Лиханский С. Г., Алексеев С. Б.	1591
9.5	ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭТАПОВ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАННЫХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ Коберниченко В. Г., Сосновский А. В.	1598
9.6p	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МОДУЛЯЦИИ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ Тарасенко А. М.	1605
9.7p	О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ГРУППЫ БПЛА ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ КАРТ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВОГРУНТОВ В СИСТЕМЕ ТОЧНОГО ЗЕМЛЕДЕЛИЯ Плющев В. А., Сидоров И. А., Солдатенко А. П., Решиков Д. А., Горбачев Д. А.	1610
9.8p	ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ ПО НЕКОНТРОЛИРУЕМОМУ ИЗЛУЧЕНИЮ ГЕТЕРОДИНОВ ПРИЁМНОГО ТРАКТА И ЗАДАЮЩИХ ГЕНЕРАТОРОВ БРТК Поляков А. Л., Поляков Д. А.	1617
9.9p	АНАЛИЗ ВЫЧИСЛЕННЫХ ПО МОДЕЛИ «АТМОСФЕРА» ДОПОЛНЕНИЙ К ДЕФОРМАЦИЯМ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ РСДБ-СТАНЦИИ «СИМЕИЗ» Вольвач А. Е., Курбасова Г. С.	1622
9.10p	АНАЛИЗ ПРОЯВЛЕНИЙ АСТРОНОМИЧЕСКИХ ЦИКЛОВ В ЛОКАЛЬНЫХ КЛИМАТИЧЕСКИХ И ГЕОФИЗИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ КРЫМА Вольвач А. Е., Курбасова Г. С.	1630
9.11p	ОБНАРУЖЕНИЕ КИЛОМАЗЕРА ВОДЯНОГО ПАРА В НАШЕЙ ГАЛАКТИКЕ Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Ларионов М. Г.	1640
9.12p	РТ-22 КРАО — ПАТРУЛИРОВАНИЕ МАЗЕРНЫХ H ₂ O ИСТОЧНИКОВ Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Дмитроца А. И.	1647

9.13p	МОНИТОРИНГ ВСПЫШЕЧНОГО ЯВЛЕНИЯ 2014—2017 гг. В БЛАЗАРЕ ЗС454.3 Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г.	1651
9.14p	ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВРАЩЕНИЯ ЗЕМЛИ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ Аносова Н. П., Кондратьева С. Г., Перепёлкин В. В.	*

СЕКЦИЯ 9/2: РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН, ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

9.15	МНОГОКРАТНОЕ РАССЕЯНИЕ ВОЛН ВО ФРАКТАЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СЛУЧАЙНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ И В БОЛЬШИХ НЕУПОРЯДОЧЕННЫХ ФРАКТАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ Потапов А. А.	1656
9.16	СУЩЕСТВЕННЫЙ МЕХАНИЗМ ДАЛЬНОГО ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ: ПРОВЕРКА ГИПОТЕЗЫ Киселев О. Н.	*
9.17	ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДА КОМПЕНСАЦИИ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ ДИСПЕРСИИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ ТРАНСИОНОСФЕРНЫХ РАДИОКАНАЛАХ Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Рябова М. И., Кислицын А. А.	1665
9.18	СОВМЕСТНАЯ ОЦЕНКА КООРДИНАТНЫХ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ Хлусов В. А.	1671
9.19	РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКАЯ АЛЬТИМЕТРИЯ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПО СИГНАЛАМ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ Илюшин Я. А., Падохин А. М.	1678
9.20	НЕКЛАССИЧЕСКИЙ МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ЦЕЛИ НА БАЗЕ ТРИАНГУЛЯЦИОННОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ Булычев Ю. Г., Марченко И. А., Чепель Е. Н., Насенков И. Г., Ячменёв А. В., Шукало Д. М.	1687
9.21p	КАРТОГРАФИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ОБОБЩЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЙ ПО РАСПРОСТРАНЕНИЮ РАДИОВОЛН Киселев О. Н., Мещеряков А. А., Шарыгин Г. С.	*
9.22p	АНАЛИЗ СБОЕВ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В ЕВРОПЕЙСКОЙ ЧАСТИ РОССИИ ПО ДАННЫМ 2016—2017 гг. Зуев А. В., Иванов В. А., Иванов Д. В., Рябова Н. В.	1697
9.23p	О ВОЗМОЖНОСТИ АНАЛИТИЧЕСКОГО РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЙ ФРЕНЕЛЯ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ С ПОМОЩЬЮ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННОГО СВЧ-РАДИОМЕТРА Плющев В. А., Сидоров И. А., Горбачев Д. А., Новичихин Е. П., Леушин В. Ю., Хаарбринк Р.	1704
9.24p	РЕШЕНИЕ ЦЕЛЕВЫХ ЗАДАЧ, МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИИ НА ОСНОВЕ СЕМЕЙСТВА КИНЕМАТИЧЕСКИХ ПРИЗНАКОВ ДВИЖЕНИЯ ИЗЛУЧАЮЩИХ ЦЕЛЕЙ Булычев Ю. Г., Марченко И. А., Насенков И. Г., Ячменёв А. В., Шукало Д. М.	1712
9.25p	ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ МОДЕЛИ ДВИЖЕНИЯ ЦЕЛИ ПО ДАННЫМ ОДНОКАНАЛЬНОГО ПОДВИЖНОГО ПЕЛЕНГАТОРА Булычев Ю. Г., Марченко И. А., Насенков И. Г., Ячменев А. В., Шукало Д. М.	1721

9.26p	ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРОПОСФЕРНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ПО ДИФРАКЦИОННЫМ ИСКАЖЕНИЯМ Дубина М. В., Афонин И. Л. *	
9.27p	АНАЛИЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОШИБОК АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ Сорокин А. К., Важенин В. Г.	1729
9.28p	СЛУЖБА СОЛНЦА «KRIM» — МОНИТОРИНГ СОЛНЕЧНОЙ АКТИВНОСТИ В РАДИОДИАПАЗОНЕ Вольвач А. Е., Якубовская И. В.	1736

СЕКЦИЯ 9/3: ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

В СИСТЕМАХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

9.29	ОСОБЕННОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК АФАР ДОЗОРНОГО РАДИОЛОКАТОРА В РЕЖИМАХ РСА ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ Лелёхина Т. А., Николаев В. И., Чарыков И. В.	1744
9.30	ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИЙ ТРАКТ С РАСШИРЕННЫМ ЧАСТОТНЫМ ДИАПАЗОНОМ ДЛЯ АВИАЦИОННОЙ РСА С ПОВЫШЕННЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ Гусев А. Н., Рыжов Ф. В., Самулеев М. С., Ровкин М. Е.	1749
9.31	ЦИФРОВОЙ ТРАКТ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛА РСА НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ Дьяков И. В., Ермаков Р. В.	1755
9.32	СТРУКТУРА БЛОКА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ СВЧ-РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С ПРЯМЫМ ПАССИВНЫМ СИНТЕЗОМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ Плющев В. А., Сидоров И. А., Солдатенко А. П., Решиков Д. А.	1761
9.33	ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛА С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ДЛЯ ЦИФРОВОГО SDR ИОНОЗОНДА Иванов Д. В., Иванов В. А., Елсуков А. А., Овчинников В. В., Рябова Н. В., Рябова М. И.	1768
9.34p	ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ КВАЗИНЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОДНОАНТЕННОГО РЕЖИМА ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ Иванов Д. В., Иванов В. А., Елсуков А. А., Рябова Н. В.	1775
9.35p	КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПОДОГРЕВАЕМОЙ ЭТАЛОННОЙ СОГЛАСОВАННОЙ НАГРУЗКИ СВЧ-РАДИОМЕТРА С ДВУХОПОРНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ Горбачев Д. А., Солдатенко А. П., Решиков А. Д., Власова Н. Н., Сидорова М. И.	1782
9.36p	МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛА БОРТОВОЙ РЛС ПРИ РАБОТЕ НАД СЛОИСТЫМИ СРЕДАМИ Смертин А. Е., Важенин В. Г., Боков А. С.	1788
9.37p	ВОПРОСЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ В КООРДИНАТАХ ДАЛЬНОСТЬ — ДОПЛЕР Запольских Е. Ф., Боков А. С., Важенин В. Г.	1795
9.38p	БОРТОВАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА ПОСАДКИ ВОЗВРАЩАЕМОГО АППАРАТА Марков Ю. В., Важенин В. Г., Боков А. С.	1802

9.39p	ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ДВУМЕРНЫХ АВТОРЕГРЕССИЙ С КРАТНЫМИ КОРНЯМИ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ УРАВНЕНИЙ	
	Андрянов Н. А.	1809

* Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника и будут опубликованы в дополнительном 9-м томе при условии их получения Оргкомитетом не позднее 30 сентября 2018 г.

Matching of the planar antenna array with SINIS bolometers to the 350 GHz radiation

Vdovin V.F.^{1,2,3}, Gunbina A.A.^{1,2}, Mansfel'd M.A.^{1,2}, Yakopov G.V.⁴,
Yusupov R.A.⁵, Chekushkin A.M.⁵, Edelman V.S.⁶, Tarasov M.A.⁵

¹Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev

²Institute of Applied Physics RAS

³P.N. Lebedev Physical Institute of the Russian Academy of Sciences

⁴Special Astrophysical Observatory RAS

⁵V.Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics RAS

⁶P.Kapitza Institute for Physical Problems RAS

Abstract: The planar antenna arrays of 350 GHz band were modeled, fabricated and studied. The array is a series connection of annular planar antennas with SINIS bolometers. Samples are mounted in a back-to-back horn with counter-reflector that is equivalent to integrating cavity. Different types of array illuminating were investigated: illuminating through the dielectric side (arrays on Si-substrates with different substrate thicknesses were investigated) and illuminating from the antennas side. It is shown experimentally that the second configuration has higher efficiency, wider and more uniform bandwidth.

Keywords: planar antenna array, SINIS bolometers, MM and SubMM waves, cryogenic receivers for radio astronomy

Согласование матрицы планарных антенн с СИНИС болометрами с излучением диапазона 350 ГГц

Вдовин В.Ф.^{1,2,3}, Гунбина А.А.^{1,2}, Мансфельд М.А.^{1,2}, Якопов Г.В.⁴,
Юсупов Р.А.⁵, Чекушкин А.М.⁵, Эдельман В.С.⁶, Тарасов М.А.⁵

¹Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

²Институт прикладной физики РАН

vdovin_iar@mail.ru

³Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН,
Москва

⁴Специальная астрофизическая обсерватория РАН

⁵Институт Радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

⁶Институт физических проблем им. П.Л. Капицы РАН

Аннотация: Разработаны, изготовлены и исследованы матрицы кольцевых планарных антенн диапазона 350 ГГц. Матрица представляет собой последовательное соединение кольцевых планарных антенн с двумя СИНИС болометрами. Образцы помещали в интегрирующую полость в виде пары встречных рупоров с контррефлектором. Исследованы различные варианты облучения матрицы сигналом: со стороны диэлектрика (рассматривались матрицы на кремниевой подложке различной толщины) и со стороны антенн. Экспериментально показано, что последняя конфигурация обладает более высокой эффективностью и широкополосностью.

Ключевые слова: матрица планарных антенн, СИНИС болометры, ММ и СубММ волны, криогенные приемники для радиоастрономии

1. Введение

Обширный интерес радиоастрономического сообщества к субмиллиметровому диапазону длин волн вызвало реализацию обширного перечня международных, в том числе с российским участием проектов обсерваторий этого диапазона. Среди них следует упомянуть HERSHEL, PLANK, МИЛЛИМЕТРОН (космические), BOOMERANG, OLIMPO, LSPE (баллонные), ALMA, SPO, Суффа (наземные). Космические, баллонные и в еще большей мере наземные радиотелескопы субмиллиметрового диапазона длин волн накладывает чрезвычайно высокие и зачастую противоречивые требования к характеристикам приемных систем. Оптимальными с точки зрения достижения предельной чувствительности приемными системами для подобных телескопов являются криогенные болометры, создаваемые рядом групп разработчиков в различных идеологиях болометрических структур. Противоречивость требований состоит в том, что с одной стороны, необходима предельно высокая чувствительность на уровне не хуже 10^{-16} Вт/Гц^{1/2} для наземных, и еще на два порядка выше для космических телескопов. С другой стороны нужен широкий динамический диапазон, поскольку уровень фонового излучения атмосферы (для наземных телескопов) даже в одномодовом режиме может составлять десятки пиковатт в диапазоне 0.8 мм. Фоновая нагрузка для выводимых за атмосферу баллонных или космических телескопов оказывается на уровне (для баллонов) и даже на порядок ниже (для космоса). Однако в совокупности с требованием к чувствительности, к примеру, для космического телескопа Миллиметрон, не хуже 10^{-17} — 10^{-18} Вт/Гц^{1/2} дает практически тот же уровень требований к динамическому диапазону приемной структуры. Фак-

тически уровень чувствительности эквивалентен способности приемника надежно детектировать отдельные кванты приходящего излучения. Повышение чувствительности болометра достигается уменьшением размера абсорбера, в нашем случае менее 0.026 мкм^3 , а расширение динамического диапазона - использованием матрицы до 50 таких болометров. При таком наборе высоких требований самое критическое значение приобретает проблема согласования приемной структуры с антенной телескопа. В субмиллиметровом диапазоне наряду с традиционными рупорными облучателями антенн используются линзовые системы. Разрабатываемые матрицы болометров, интегрированных с планарными антенными структурами, также могут согласовываться с выходным пучком телескопа либо с помощью иммерсионной линзы с антиотражающим покрытием, либо с помощью рупора, в частности, интегрирующей полостью. В качестве такой конструкции использован встречный рупор с контррефлектором (back-to-back horn) – в этом случае имеем т.н. интегрирующую полость.

2. Моделирование

Приемные структуры представляют собой квадратную матрицу 5×5 последовательно соединенных кольцевых антенн с болометрами структуры Сверхпроводник – Изолятор - Нормальный металл – Изолятор - Сверхпроводник (СИНИС) аналогичные [1, 2]. В данной работе рассмотрено два варианта расположения и согласования приемных матриц с внешним излучением: облучение сигналом от источника на приемную матрицу со стороны диэлектрика и обратный вариант с облучением матрицы со стороны антенн. Схематичное изображение освещения приемных матриц сигналом от источника и фотографии держателей образцов представлены на рисунке 1. Моделирование таких приемных структур было выполнено в программном пакете CST STUDIO SUITE с использованием Frequency Domain solver и граничных условий Unitcell, что позволяет проводить расчет единичного элемента в бесконечной матрице. Кольцевая планарная антенна располагается на кремниевой подложке толщиной 280 мкм. Размеры моделируемой антенны: внешний диаметр – 300 мкм, внутренний диаметр – 256 мкм, период матрицы – 475 мкм. Результаты моделирования представлены на рисунке 2. Путем масштабирования размеров единичного элемента, описываемая матрица планарных антенн может быть использована для других диапазонов частот. В каждую антенну

интегрировано два СИНИС болометра. В моделируемом проекте, для задания болометра, использовали дискретный порт с сопротивлением 50 Ом – эквивалентен сопротивлению абсорбера и ёмкости 25 фФ – эквивалентна ёмкости СИН-переходов, оптимизированных для разрабатываемой структуры. В моделируемом проекте для случая, когда матрица антенн облучается со стороны диэлектрика, контррефлектор сделанный из идеального проводника (РЕС) расположен на расстоянии $\lambda/4$ для частоты 345 ГГц от матрицы, а для второго случая – непосредственно нанесен на обратную сторону кремниевой подложки. В реальных же условиях в качестве контррефлектора используется алюминиевый скотч, наклеенный на держатель образца (для первого случая) или напыляется слой золота (100 нм) на обратную сторону кремниевой подложки (для второго случая). Для улучшения равномерности спектрального отклика и улучшения чувствительности было использовано антиотражающее покрытие для случая, когда матрица облучается со стороны диэлектрика (в эксперименте был использован каптоновый скотч, наклеиваемый на обратную сторону кремниевой подложки). В качестве источника излучения в моделируемом проекте используется плоская волна на расстоянии 1 мм от структуры. Результаты моделирования демонстрируют лучшие результаты с точки зрения полосы и значений рассогласования для структуры с облучением со стороны антенны. Вместе с тем моделирование не может учесть все детали картины электромагнитной обстановки в реальном приемном комплексе, например, такие как переотражения внутри криостата, и полностью просчитать всю систему с рупором, который дает нам интегрирующую полость и т.п. невозможно. В связи с чем, результаты моделирования использовались только для создания первого приближения проектируемой системы, отработавшейся в дальнейшем в эксперименте.

В разработанных структурах было использовано последовательное или параллельное соединение описанных выше единичных элементов. Выбор принципа соединения элементов обуславливается тем, какую систему считывания предполагается использовать. В случае последовательного соединения имеем высокое выходное сопротивление (~ 50 кОм нормального сопротивления соответствуют 300-500 кОм дифференциального сопротивления в рабочей точке), для считывания оптимально использовать полевые транзисторы с полупроводниковым затвором (ПТПЗ или JFET), обеспечивающие необходимые шумовые характеристики на уровне

10 нВ/Гц^{1/2} для шумов напряжения. Для параллельного соединения элементов асимптотическое сопротивление матрицы составляет 14 Ом, что позволяет использовать для считывания сигнала сверхпроводящий квантовый интерферометр (СКВИД) или биполярный транзистор с криогенным согласующим трансформатором.

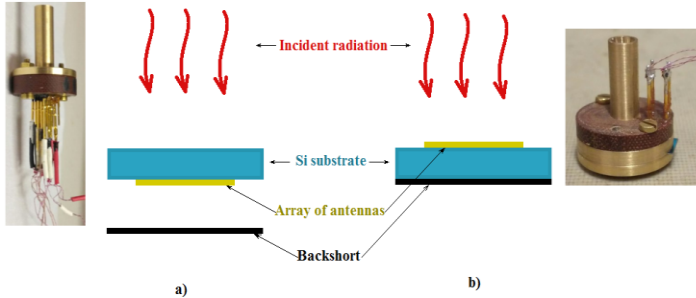


Рис.1. Схематичное изображение двух типов образцов.

Fig.1. The schematic image of two types of samples

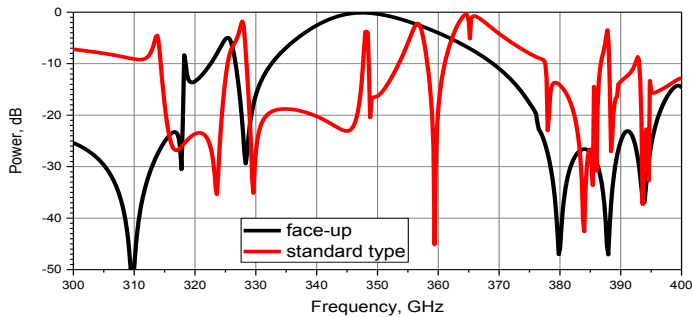


Рис. 2. Результаты моделирования: освещение матрицы со стороны диэлектрика (красная кривая), освещение матрицы со стороны антенн (черная кривая).

Fig. 2. The results of modeling: illuminating of array from the dielectric side (red curve), illuminating of array from the antenna side (black curve)

3. Технология изготовления исследуемых образцов

Технология изготовления идентична для двух типов образцов: литография первого слоя (антенны, подводящие провода и контактные площадки) была сделана лазерной литографией и электронно-лучевым напылением. В качестве первого слоя напылялась трехслойка 10nm Ti/ 100nm Au/ 20nm Pd (Ti используется в качестве адгезивного слоя для золота, Pd – напыляется для последующего слоя сверхпроводящих алюминиевых элек-

тродов болометров, интерфейс Pd/Al имеет маленькое контактное сопротивление). Для изготовления второго слоя (СИНИС-болометры) применяли электронно-лучевую литографию и электронно-лучевое напыление с применением техники теневого напыления. В качестве нормального металла абсорбера использовали алюминий с подслоем железа, изолятор – окисление слоя алюминия, для сверхпроводника – напыление алюминия под углами $\pm 45^\circ$. Принципиальное отличие в технологии изготовления образцов заключается в том, что для случая, когда матрица облучается со стороны антенн, первой технологической операцией является травление кремниевой подложки до толщины $\lambda/4$ (64 мкм) и напыление слоя золота, выполняющего функции контррефлектора. Конфигурация антенн и болометров одинаковы для каждого типа образцов. Фотографии изготовленных структур представлены на рисунке 3.

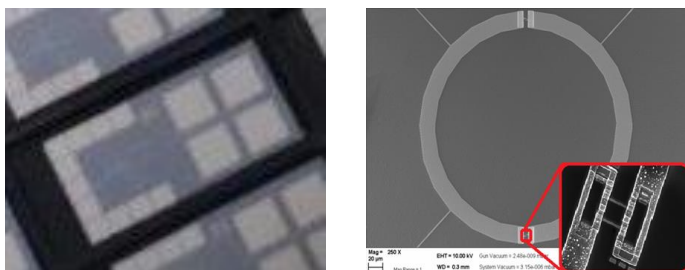


Рис. 3. Исследуемые образцы (слева) и фотография единичного элемента и болометра в сканирующем электронном микроскопе (справа).

Fig. 3. The investigated samples (left) and photo of single element and bolometer in scanning electron microscope (right)

4. Эксперимент

Измерения образцов проводили в криостате при рабочей температуре 100-300 мК. Смонтированный в держатель с рупором образец крепился на холодную плиту криостата. Схематичное изображение экспериментальной установки представлено на рисунке 4. Измерены оптический и спектральный отклики тестовых образцов. Сделано два типа измерений: с расположением источника тестового сигнала внутри или снаружи криостата. Также были проведены измерения с ЧТ снаружи криостата (теплая/холодная нагрузка).

В случае измерения оптического отклика в качестве источника излучения использовали черное тело (ЧТ), размещенное вместе с приемни-

ком внутри криостата [3] (рисунок 4а). При нагреве источника до 10 К вольтваттный отклик составил $dV/dP = 8 \cdot 10^8$ В/Вт. Отклик по току и напряжению представлен на рисунке 6а. Также были проведены измерения с ЧТ снаружи криостата (теплая/холодная нагрузка). Были измерены ВАХи при ЧТ комнатной температуры и ЧТ в жидком азоте. Полученный отклик представлен на рисунке 5б.

Для измерения спектрального отклика в качестве источника использовали лампу обратной волны (ЛОВ) диапазона 230 – 380 ГГц. Сигнал от ЛОВ поступает к образцу через окна криостата. Схема экспериментальной установки представлена на рисунке 4б. Примерное ослабление сигнала, проходящего через квазиоптические аттенюаторы на окнах, составляет около 30 дБ. В ходе измерений одновременно детектировался сигнал с болометров и опорный сигнал с ЛОВ (контроль осуществляется пирозлектрическим детектором МГ30). Измеренный сигнал с болометра нормировался на опорный сигнал. Были проведены измерения следующих образцов: стандартные образцы (облучение матрицы антенн через диэлектрик) с различными толщинами кремниевой подложки и образцы, облучаемые со стороны антенн. Для сравнения уровня сигнала, принимаемого такими образцами, был проведен эксперимент в одном измерительном цикле (результаты измерений такого типа представлены на рисунке 7).

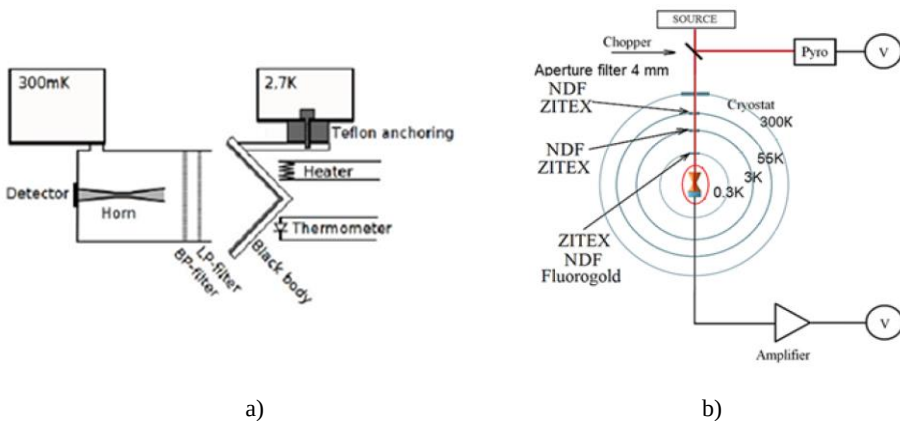


Рис. 4. Экспериментальная установка: а) – Схематичное изображение экспериментальной установки, когда источник излучения находится внутри криостата, источник – ЧТ, б) – Схематичное изображение экспериментальной установки, когда источник излучения находится снаружи криостата.

Fig. 4. The experimental setup: а) – The schematic illustration of experimental setup when the radiation source is mounted inside the cryostat; the source is BB, б) - The schematic illustration of experimental setup when the radiation source is mounted outside the cryostat

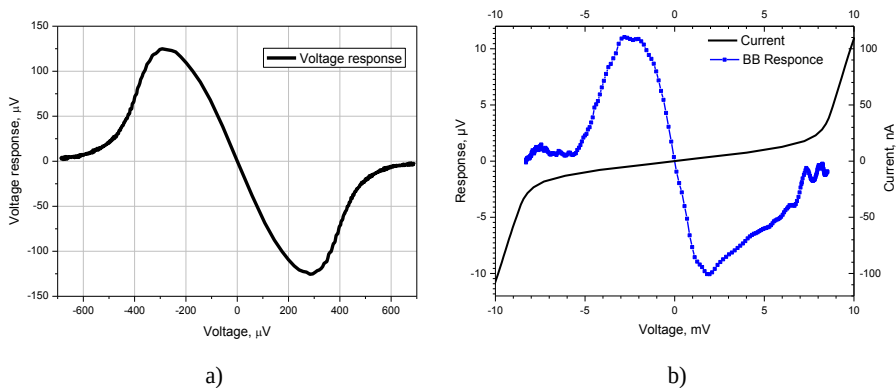


Рис. 5. Измеренный оптический отклик: а) – Оптический отклик в случае, когда ЧТ находится внутри криостата и было нагрето до 10 К; б) – ВАХ и отклик исследуемой структуры в случае, когда ЧТ находится снаружи криостата.

Fig. 5. Measured optical response: a) – Optical response when the BB source is mounted inside the cryostat and was heated to 10 K; b) – IV and response of investigated structure when the BB source is mounted outside the cryostat

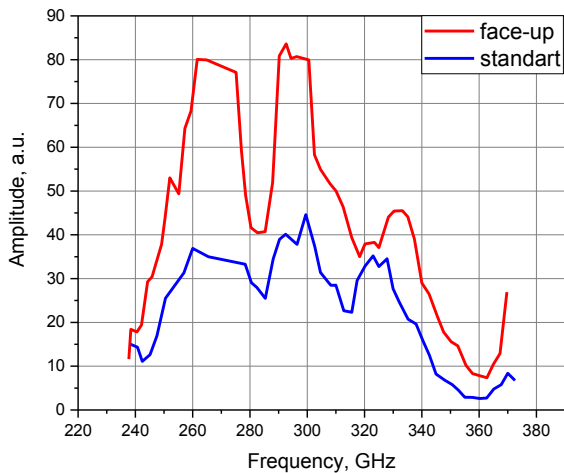


Рис. 6. Измеренный спектральный отклик матриц освещаемых через диэлектрик и со стороны матриц.

Fig. 6. Measured spectral response of arrays with illuminating through dielectric and from the array side

5. Практическое использование матриц для радиоастрономических наблюдений

Диапазон длин волн 0.8 мм несмотря на чрезвычайно обширный интерес астрономов, является не очень обеспеченным реальными инструментами, практически все действующие и разрабатываемые проекты перечислены во введении. В России сегодня вообще нет ни одного работающего радиотелескопа этого диапазона. Среди строящихся - космический телескоп Миллиметрон и совместный проект 70-ти метрового телескопа на плато Суффа. Авторы настоящей работы ставят перед собой амбициозную задачу стать разработчиками болометрических приемников для обоих проектов. Приведенные в работе лабораторные эксперименты дают все основания для реалистичности поставленной цели. Вместе с тем, чтобы доказать обоснованность претензии лабораторных тестов недостаточно.

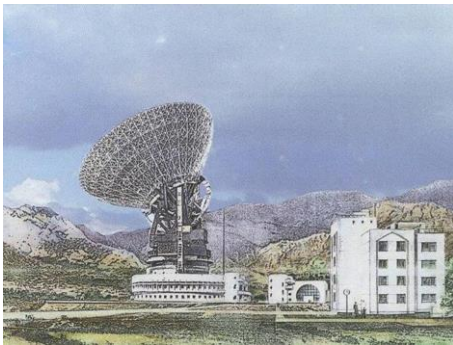


Рис. 7. Адаптивный радиотелескоп РТ-70, диапазон 0,8мм – 60мм [4]

Fig. 7. Adaptive radio telescope RT-70, the bandwidth is 0.8 mm – 60 mm [4]



Рис. 8. Космический телескоп Миллиметрон [5]

Fig. 8. The Space telescope MILLIMETRON [5]

В связи с чем авторами совместно со специалистами CAO РАН прорабатывается создания приемника на представленных в работе болометрах на оптическом телескопе БТА (Большой Телескоп Азимутальный) – крупнейший оптический телескоп в Евразии с монолитным стеклянным, покрытым алюминием зеркалом диаметром 6 м. Идеи использования этого оптического телескопа для субтерагерцовых наблюдений прорабатывались авторами еще в начале 90-х годов, однако из-за финансовых и организаци-

онных трудностей того периода, проект до конца не был реализован. Группой исследователей из ИРЭ РАН с участием одного из авторов настоящей работы была сделана попытка создания матрицы болометров для БТА, также не дошедшая до практического применения [6] также по причинам дефицита финансирования. В настоящий момент, команда авторов работы является единственным коллективом в коллаборации проекта Суффа, предлагающие болометрические приемники диапазона 0.8 мм столь высокой степени проработки. Проект имеет четко обозначенные на межгосударственном уровне планы финансирования, включая 7 млн.долларов на развитие приемников, и не сомнений, что он будет реализован. Отработка на БТА в режиме практических радиоастрономических наблюдений прототипов приемников Суффы является ключевым элементом апробации будущего комплекса для Суффы. Перспективы возможности использования поверхности БТА для работы в субТГц диапазоне были исследованы на образцах – свидетелях группой В.В.Паршина (не опубликовано) и продемонстрировали отражательную способность в субТГц диапазоне более 95%. Авторами работы был разработан и изготовлен образец, состоящий из 23-х таких приемных матриц, облучаемых внешним сигналом через рупора и + 1 «темновой» матрицы, скрытой от излучения (изготовленный образец представлен на рисунке 8). Разработана конструкция держателя, позволяющая проводить измерения одного и того же образца как стандартным образом (облучение со стороны диэлектрика) так и с облучением со стороны металлизации, пригодная для установки на БТА.

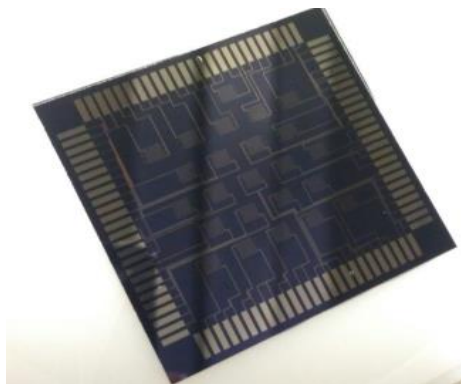


Рис. 8. Разработанный и изготовленный образец, состоящий из 23-х матриц.

Fig. 8. Developed and fabricated sample consisting of 23 arrays

6. Заключение

Разработаны, изготовлены и исследованы приемные матрицы планарных кольцевых антенн с интегрированными СИНИС-болометрами. Измерены отклик по напряжению на излучение черного тела и спектральный отклик таких структур. Новый тип образцов, когда матрица освещается сигналом со стороны антенн, как и предполагалось, имеет широкий спектр и уровень принимаемого сигнала значительно больше, чем в стандартной конфигурации. Разработан и изготовлен образец, состоящий из 23-х таких матриц для установки и проведения практических радиоастрономических измерений на БТА с перспективой использования в качестве штатного приемника строящихся телескопов обсерватории Суффа и миссии Миллиметрон.

Источники финансирования и выражение благодарности

Работа выполнена в рамках программы фундаментальных исследований Президиума РАН № 32 «Наноструктуры: физика, химия, биология, основы технологии» Проект "ПРИЗ" и ГЗ Института прикладной физики РАН отдела радиоприемной аппаратуры и миллиметровой радиоастрономии

Список литературы

- [1] S.Mahashabde, A.Sobolev, A.Bengtsson, et al, A frequency selective surface based focal plane receiver for the OLIMPO balloon-borne telescope// *IEEE Trans. on Terahertz Science and Technolgy*. 2015. T.5, No 1, C. 145-152, DOI: 10.1109/TTHZ.2014.2362010.
- [2] S.Mahashabde, A.Sobolev, M.Tarasov, G.Tsydynzhapov, L.Kuzmin, Planar frequency selective bolometric array at 350 GHz// *IEEE Trans. on Terahertz Science and Technolgy*, T. 5, No 1. 2015. C. 37-43, DOI: 10.1109/TTHZ.2014.2377247
- [3] V. S. Edelman, A dilution microcryostat-insert.. *Instrum. Exp. Tech.* **52**, N2, 301-307 (2009), DOI: 10.1134/S002044120902033X.
- [4] <http://www.asc.rssi.ru/suffa/iraos.htm>
- [5] Wild, Wolfgang; Kardashev, Nikolay S.; Likhachev, S. F.; Babakin, N. G.; Arkhipov, V. Y.; Vinogradov, Millimetron-a large Russian-European submillimeter space observatory// *Experimental Astronomy*. 2009. T. 23, No 1, C. 221-244.
- [6] Vystavkin, A. N.; Shitov, S. V.; Bankov, S. E.; Kovalenko, A. G.; Pestriakov, A. V.; Cohn, I. A., High sensitive 0.13-0.38 THz TES array radiometer for the Big Telescope Azimuthal of Special Astrophysical Observatory of Russian Academy of Sciences// 2007 Joint 32nd International Conference on Infrared and Millimeter Waves and 15th International Conference on Terahertz Electronics, VOLS 1 AND 2. (2007). C. 115- Scopus id - 2-s2.0-84954041360 WoS id - WOS:000257936900045

References

- [1] S.Mahashabde, A.Sobolev, A.Bengtsson, et al, A frequency selective surface based focal plane receiver for the OLIMPO balloon-borne telescope, *IEEE Trans. on Terahertz Science and Technolgy*. 5 (2015) 145-152, DOI: 10.1109/TTHZ.2014.2362010.

- [2] S.Mahashabde, A.Sobolev, M.Tarasov, G.Tsydynzhapov, L.Kuzmin, Planar frequency selective bolometric array at 350 GHz, *IEEE Trans. on Terahertz Science and Technolgy*, 5 (2015) 37-43, DOI: 10.1109/TTHZ.2014.2377247
- [3] V. S. Edelman, A dilution microcryostat-insert, *Instrum. Exp. Tech.* **52** (2009) 301-307, DOI: 10.1134/S002044120902033X.
- [4] <http://www.asc.rssi.ru/suffa/iraos.htm>
- [5] Wild, Wolfgang; Kardashev, Nikolay S.; Likhachev, S. F.; Babakin, N. G.; Arkhipov, V. Y.; Vinogradov, Millimetron-a large Russian-European submillimeter space observatory, *Experimental Astronomy*. 23 (2009), 221-244
- [6] Vystavkin, A. N.; Shitov, S. V.; Bankov, S. E.; Kovalenko, A. G.; Pestriakov, A. V.; Cohn, I. A., High sensitive 0.13-0.38 THz TES array radiometer for the Big Telescope Azimuthal of Special Astrophysical Observatory of Russian Academy of Sciences, *2007 Joint 32nd International Conference on Infrared and Millimeter Waves and 15th International Conference on Terahertz Electronics, VOLS 1 AND 2*. (2007). C. 115- Scopus id - 2-s2.0-84954041360 WoS id - WOS:000257936900045

Acknowledgements

The work was carried out within the framework of the Basic Research Program of the Presidium of the Russian Academy of Sciences No. 32 "Nanostructures: Physics, Chemistry, Biology, Technology Basics". Project "PRIZE" and Project of Institute of Applied Physics RAS, Department of radio receiver devices and millimeter radioastronomy.

The physics of radar equation when sounding fractal objects

Potapov Alexander A.

*Kotel'nikov Institute of Radio-Engineering and Electronics of RAS
Moscow, 125009, Russian Federation
potapov@cplire.ru*

Abstract: *The processes of backscattering typical for the radiolocation have been investigated on the basis of the author's theory of multiple waves scattering by fractal discrete random media. The radar equation has been analytically considered for a purely fractal medium. Theoretical researches are agreed with published results of foreign authors. The present study continues the author's cycle of studies on the justification of the application of the theory of textures, theory of fractals, physical scaling and fractional operators in radio physics and radio location, initiated by the author for the first time in the USSR in the Institute of Radioengineering and Electronics of Academy of Sciences in the late 70s of the 20th century.*

Keywords: *radar equation, scattering of waves, fractal randomly inhomogeneous media, radio location, fractal, scaling.*

Физика уравнения радиолокации при зондировании фрактальных объектов

Потапов А.А.

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
potapov@cplire.ru*

Аннотация: *На основе развитой автором теории многократного рассеяния волн фрактальными дискретными случайно-неоднородными средами исследованы процессы обратного рассеяния, характерные для радиолокации. Аналитически рассмотрено уравнение радиолокации для сугубо фрактальной среды. Теоретические исследования согласуются с опубликованными результатами зарубежных авторов. Настоящее исследование продолжает авторский цикл работ по обоснованию применения теории текстур, теории фракталов, физического скейлинга и дробных операторов в вопросах радиофизики и радиолокации, начатых автором впервые в СССР в ИРЭ АН СССР в конце 70-х годов XX века.*

Ключевые слова: уравнение радиолокации, рассеяние волн, фрактальные случайно-неоднородные среды, радиолокация, фрактал, скейлинг.

1. Введение

При радиолокационном зондировании цели в атмосфере зависимость мощности принимаемого сигнала от дальности r хорошо известна, по меньшей мере, в двух идеальных случаях. Мощность сигнала от точечной цели падает как обратная четвертая степень от дальности наблюдения и как обратный квадрат от дальности для однородной среды. Многие природные объекты, имеющие структурные элементы в иерархии пространственно-временных масштабов, бросают вызов плавным функциям. Их структура может быть убедительно представлена с помощью теории фракталов [1–3]. Поэтому при фрактальном моделировании наибольший интерес представляют промежуточные случаи неоднородных или случайно-неоднородных сред совместно с находящимися объектами. Такие реальные фрактальные модели, которые включают и эффекты стратификации, чрезвычайно полезны в радиофизических и радиолокационных исследованиях [2–21]. Заметим, что фракталы ранее составляли тонкую амальгаму на мощном острове науки конца XX века. В современной ситуации интеллектуальное фиаско потерпели попытки принизить их значение и опираться только на классические знания [2, 3, 5–21]. Заметим, что неоднородные природные среды, такие как средняя атмосфера, имеют прерывистые или неоднородные структуры, которые не соответствуют ни одному из этих двух идеальных случаев. Тонкие, вертикально стратифицированные волнистые слои турбулентности часто наблюдаются во всей средней атмосфере, поэтому справедливость точной зависимости мощности сигнала от r^{-4} или r^{-2} в радиолокации атмосферы и объектов остается сомнительной.

В работе для радиолокационного случая исследована зависимость принимаемой мощности от фрактальной сигнатуры лоцируемого объема или цели. Показано, что фрактальная сигнатура $D(\mathbf{r}, t)$ может быть использована для исследования зависимости радиолокационного объемного рассеяния от расстояния и численного описания пространственно-временной эволюции спектров фрактальной размерности D и лакуарности атмосферных и других образований.

2. Два идеальных случая зондирования в радиолокации

Изменение мощности рассеянного сигнала P_s в двух идеальных случаях дается уравнением радиолокации. Рассмотрим моностатический ра-

диокационный эксперимент на длине волны λ_0 (частота f_0), размер апертуры антенны d , коэффициент усиления антенны $G = 4\pi A/\lambda^2$, где A – эффективная площадь антенны. Ширина диаграммы направленности антенны $\theta_a = \alpha \lambda_0/d$, коэффициент $\alpha \approx 1$. Считаем, что цель находится в дальней зоне.

Вначале рассмотрим точечную цель с эффективным сечением σ , расположенную на дальности r . Принятая мощность сигнала определяется уравнением радиолокации

$$P_s = \frac{P_t G}{4\pi^2} \times \sigma \times \frac{A}{4\pi^2} \times L = \frac{P_t A^2 L \sigma}{4\pi \lambda_0^2 r^4}, \quad (1)$$

где P_t – мощность передатчика, L – коэффициент, учитывающий все потери. Видно, что P_s падает с дальностью r как r^{-4} .

Далее рассмотрим однородный ансамбль множества случайно распределенных в пространстве точечных целей. Если предположить, что точечные цели являются статистически независимыми, то мощность принятого сигнала P_s получается суммированием энергетических вкладов от всех точечных целей в ансамбле. Эффективность рассеяния ансамблем электромагнитных волн определяется сечением σ_s на единицу объема. Область среды, которая вносит вклад в P_s , находится на расстоянии r и определяется шириной луча θ_a и радиальным разрешением Δr . Таким образом, эффективный объем, дающий вклад в P_s , равен $V = r^2 \Delta\Omega \Delta r$, где $\Delta\Omega = \theta_a^2/4$ – телесный угол луча. Тогда уравнение радиолокации принимает вид

$$P_s = \frac{P_t G}{4\pi^2} \times V \sigma_v \times \frac{A}{4\pi^2} \times L = \frac{P_t A \alpha^2 L}{64 r^2} \times \Delta r \sigma_v. \quad (2)$$

Зависимость P_s как обратный квадрат от дальности r определяется тем, что объем V увеличивается как r^2 , а из уравнения (1) следует, что энергетический вклад каждой точечной цели в объем V убывает как r^{-4} . Кроме того, P_s не зависит от длины волны радиолокатора λ_0 , кроме как через σ_v .

Еще один случай возникает при зондировании земной поверхности под малыми углами скольжения ϑ . В этом случае площадь наземной распределенной цели, освещенной лучом антенны, линейно возрастает с

дальностью r . Предполагая статистическую независимость элементарных рассеивателей распределенной цели, получаем, что мощность P_s с увеличением дальности падает как r^{-3} .

Предположение о статистической независимости точечных целей в плоской области или объеме обычно требует осторожности. Так в [22, с. 192] есть утверждение, что "... проблемы, связанные с влиянием местных предметов, достаточно сложны и пока полностью не решены. Лишь сравнительно недавно специалисты по метеорологической радиолокации стали уделять внимание этой области исследований". Точная степенная зависимость P_s от дальности r является функцией от того, как эти неоднородности или неровности заполняют область рассеяния. Эта зависимость варьируется от r^{-4} для точечной цели до r^{-2} для однородной среды, которая полностью заполняет всю область рассеяния V .

3. Рассеяние радиоволн во фрактальной среде: Результаты численного моделирования

Промежуточные случаи очень важны при зондировании реальных случайно-неоднородных сред, но не поддаются анализу. Автору известна лишь одна работа по компьютерному моделированию рассеяния волн средами с частичным заполнением пространства зондирования на основе фрактального приближения [23] (см. также [2, 3, 24]). Ниже кратко представим основные результаты этой работы для проведения дальнейшего исследования.

Для зависимости мощности рассеянного сигнала от диапазона дальности определяем это отношение в форме степенного закона [23]:

$$P_s = r^{-\beta}. \quad (3)$$

Показатель β равен 4,0 для точечной цели и 2,0 для цели, которая пространственно заполняет луч, то есть $D = 3$. Показатель β был получен в [23] линейной регрессией $\log(P_s)$ на $\log(r)$ в численном эксперименте для пяти различных значений D между 1,13 и 1,74 при длине волны $\lambda_0 = 2,5$ м и угле зондирования $\theta = 10^\circ$. На рис. 1 показано изменение параметра β от величины D для пяти значений фрактальной размерности D . Экстремальные случаи для $D = 0$ и $D = 3$ на рис. 1 также идентифицированы. Изображены линейные регрессии по методу наименьших квадратов, соответствующие пяти рассчитанным точкам, и кубический сплайн, соответствующий всем семи точкам. Для планарных целей с $D \sim 1,9$ получено

$\beta \sim 2,22$. Следовательно, объемный случай ($\beta = 2$) достаточно высок для целей, которые только стремятся заполнить плоскость.

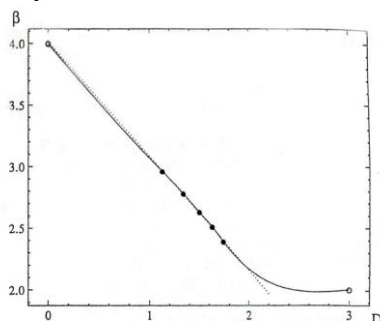


Рис. 1. Изменение параметра β в зависимости от фрактальной размерности D рассеивающей среды [23]

Подгонка сплайнов показывает, что для $D \sim 2,2$ предел объемного рассеяния при $\beta = 2,0$ держится с точностью до 5% и этот предел хорошо достигается, если $D > 2,4$. Параметр β сначала падает линейно с увеличением D , но замедляется вблизи $D \sim 2$ в случае объемного рассеяния.

Интересно поразмышлять, как результаты, показанные на рис. 1, относятся к диапазонной зависимости (r^{-3}) мощности наземных помех (P_c) для радиолокаторов. Эта ситуация соответствует почти горизонтальному лучу антенны ($\theta \sim 90^\circ$) и горизонтальной плоской цели, которая содержит статистически независимые элементы. Эту ситуацию можно рассматривать как совокупность многих статистически независимых линейных целей, которые все параллельны лучу. Каждая из этих линейных целей соответствует фрактальной размерности $D = 1$ на рис. 1. Из предполагаемой статистической независимости этих линейных целей показатель степенной зависимости P_c должен быть таким же, как для $D = 1$. Фактическое значение этого показателя β составляет $\sim 3,07$ на рис. 1. Разница на 0,07 в показателе может быть связана с некоторыми двухточечными корреляциями внутри подъячейки вопреки предполагаемой статистической независимости между точечными целями и возможной угловой (θ) зависимостью в численных экспериментах [23].

Отметим, что фрактальные реализации планарных целей с $D \leq 2$ генерируются в [23] путем первого разбиения области 4096×4096 точек на 16 клеток размером 4×4 . Каждая подъячейка затем аналогично подразделяется итеративно. Общее число итераций в этом разделении составляет

шесть ($4096 = 4^6$). В каждой итерации подъячейка включается с вероятностью p . Следует отметить, что подъячейки имеют различные горизонтальные и вертикальные границы, как артефакт простой фрактальной модели, используемой здесь. Полное моделирование объемной цели с 4096^3 или ~ 69 миллиардами точек явно нецелесообразно по вычислительным причинам. С физической точки зрения линейный размер 0,1 м связан с каждой точечной целью. Линейный размер области рассеяния составляет $\sim 0,4$ км. Для упрощения вычислений ширина луча и радиальное разрешение поддерживаются постоянными, а именно, $\theta_a = 0,9^\circ$ и $\Delta r = 0,32$ км. Использовались пять значений для каждого из следующих параметров: номинальный диапазон r от 5 до 20 км, зенитный угол θ от 0 до 20° и длина волны λ_0 от 3 до 1 м. Параметр вероятности p , который контролирует фрактальную размерность D , изменялся от 0,3 до 0,7 с шагом 0,1. Для каждого из 625 отдельных случаев величина P_s усреднялась по 20 реализациям.

4. Уравнение радиолокации при рассеянии волн фрактальными средами и объектами

Основы теории многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах и в неупорядоченных искусственных динамических фрактальных системах представлены автором в [20, 25]. Здесь продемонстрируем, базируясь также на результатах [24], как можно использовать полученные результаты при анализе радиолокационных сигналов, когда объем рассеяния зависит от фрактальной размерности D или фрактальной сигнатуры $D(\mathbf{r}, t)$. В соответствии с теорией рассеяния волн можно определить сечение рассеяния Σ_s и сечение поглощения Σ_a (которые можно измерить экспериментально) в виде

$$\Sigma_s = w_s \sigma_s \quad \text{и} \quad \Sigma_a = w_s \sigma_a, \quad (4)$$

где w_s - введенный в [20, 25] относительный объем фрактала.

Рассчитаем значение обратно рассеянного сигнала от фрактальной среды с использованием классического уравнения радиолокации. Мощность принятого сигнала определяется уравнением радиолокации

$$P_s = \iint \frac{P_t}{4\pi_1^2} \sigma_s \frac{1}{4\pi_2^2} e^{-2ik(r_1^2 - r_2^2)} dr_1 dr_2 \quad (5)$$

или с учетом (4)

$$P_s = \frac{P_t \Sigma_s}{4\pi^2} \iint \frac{1}{4\pi_1^2 r_2^2 w_s} e^{-2ik(r_1^2 - r_2^2)} dr_1 dr_2. \quad (6)$$

Используя формулу (3) из [25] для относительного объема фрактала и результаты [24], имеем

$$P_s = \frac{AP_t \sum_s}{4\pi^2} \iint \frac{1}{r_1^2 r_2^2} \left(\frac{l}{l_0} \right)^{D-E} e^{-2ik(r_1^2 - r_2^2)} dr_1 dr_2 = \quad , \quad (7)$$

$$= \frac{AP_t \sum_s}{4\pi^2} \int r_1 dr_1 d\theta_1 \int r_2 dr_2 d\theta_2 \frac{1}{r_1^2 r_2^2} \left(\frac{l}{l_0} \right)^{D-E} e^{-2ik(r_1^2 - r_2^2)}$$

где l_0 - характерный размер фрактальной цели, l - сравнима с длиной волны, $l < l_0$, E - размерность евклидова пространства.

Для дальней зоны $r_1 \approx r_2 \approx r$ и плоской цели $E = 2$. Тогда

$$P_s = \frac{AP_t \sum_s}{4\pi^2} \iint \frac{1}{r_1^2 r_2^2} \left(\frac{|R|}{l_0} \right)^{D-2} e^{-2ik(r_1^2 - r_2^2)} dr_1 dr_2 , \quad (8)$$

где

$$|R| = [r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos(\theta_1 - \theta_2)]^{1/2} \approx \sqrt{2r} \sqrt{1 - \cos(\theta_1 - \theta_2)} . \quad (9)$$

Следовательно, мощность рассеянного сигнала с учетом результатов [11]:

$$P_s = \frac{AP_t \sum_s}{4\pi^2} \int_{\theta_{01}}^{\theta_{01} \theta_{02}} \int [1 - \cos(\theta_1 - \theta_2)]^{(D-2)/2} d\theta_1 d\theta_2 \times \quad (10)$$

$$\times \int_{r-(\Delta r/2)}^{r+(\Delta r/2)} dr_1 \int_{r-(\Delta r/2)}^{r+(\Delta r/2)} \frac{2^{(D-2)/2} r^{D-2}}{r^2 l_0^{D-2}} e^{-2ik(r_1 - r_2)} dr_2 = \frac{2^{(D-2)/2} AP_t \sum_s}{4\pi^2 l_0^{D-2} r^{4-D}} I_r I_\theta$$

В выражении (10) интегралы I_r и I_θ имеют вид соответственно

$$I_r = \int_{r-(\Delta r/2)}^{r+(\Delta r/2)} dr_1 \int_{r-(\Delta r/2)}^{r+(\Delta r/2)} e^{-2ik(r_1 - r_2)} dr_2 = \frac{\sin^2(k\Delta r)}{16k^2} , \quad I_\theta = \int_{\theta_{01}}^{\theta_{01}} d\theta_1 \int_{\theta_{02}}^{\theta_{02}} [1 - \cos(\theta_1 - \theta_2)]^{(D-2)/2} d\theta_2 . \quad (11)$$

С использованием результатов [24] получаем два варианта:

$$P_s \propto \frac{1}{r^{4-D}} - \text{дальняя зона и плоская фрактальная цель (Евклидова размерность } E = 2), \quad (12)$$

$$P_s \propto \frac{1}{r^{5-D}} - \text{дальняя зона и объемная фрактальная цель (Евклидова размерность } E = 3). \quad (13)$$

Полученные результаты (12) и (13) совпадают с экспериментальными данными на рис. 1 (прямолинейная часть графика – (12), криволинейная часть графика – (13)) из работы [23].

5. Заключение

На основе модифицированного метода Фолди – Тверского для многократного рассеяния волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах [20, 25] аналитически рассмотрено уравнение радиолокации для сугубо фрактальной среды. Показано, что фрактальная

сигнатура $D(\mathbf{r}, t)$ может быть использована для исследования зависимости объемного рассеяния от расстояния.

Настоящее исследование продолжает авторский цикл работ по обоснованию применения теории текстур, теории фракталов, физического скейлинга и дробных операторов в вопросах радиофизики и радиолокации, начатых автором впервые в СССР в ИРЭ АН СССР в конце 70-х годов XX века.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 18-08-01356 и при поддержке правительственного гранта Китая «Ведущая программа талантов провинции Гуандун», № 00201502, 2016-2020 гг., ДжиНан университет (Китай, Гуанчжоу).

Список литературы

- [1] Mandelbrot B. Fractals - form, chance and dimension. San Francisco: Freeman, 1977. 365 p.
- [2] Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. М.: Логос, 2002. 664 с.
- [3] Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Университетская книга, 2005. 848 с.
- [4] Потапов А.А. Радиофизические эффекты при взаимодействии электромагнитного излучения миллиметрового диапазона волн с окружающей средой // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. № 8. С.36-76; № 9. С. 4-28; № 11. С.23-48; 1993. № 3. С.36-48; № 7-9. С.32-49; 1994. № 7/8. С.11-30; 1995. № 1. С. 27-36 (монография в журнале).
- [5] Бункин Б.В., Потапов А.А., Реутов А.П. и др. Вопросы перспективной радиолокации (Коллективная монография) / под ред. А.В. Соколова. М.: Радиотехника, 2003. 512 с.
- [6] Потапов А.А. Фракталы и хаос как основа новых прорывных технологий в современных радиосистемах. Дополнение к кн.: Кроновер Р. Фракталы и хаос в динамических системах. Пер. с англ. / под ред. Т.Э. Кренкеля. М.: Техносфера, 2006. С.374-479.
- [7] Потапов А.А., Гуляев Ю.В., Никитов С.А., Пахомов А.А., Герман В.А. Новейшие методы обработки изображений / под ред. А.А. Потапова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.
- [8] Потапов А.А., Быстров Р.П., Гвоздев А.Е., Немцов А.В. Избранные вопросы теории и практики линейной и нелинейной радиолокации: В 3-х частях. Ч. I. Линейная радиолокация, 240 с.; Ч. II. Нелинейная радиолокация, 234 с.; Ч. III. Нелинейная радиолокация, 180 с. / под ред. д.ф.-м.н. профессора А.А. Потапова. М.: 3 ЦНИИ МО РФ, 2014.
- [9] Подосенов С.А., Потапов А.А., Фоукзон Дж., Менькова Е.Р. Неголономные, фрактальные и связанные структуры в релятивистских сплошных средах, электродинамике, квантовой механике и космологии: В 3-х томах / под ред. А.А. Потапова. М.: ЛЕНАНД, 2015. 1128 с.
- [10] Potapov Alexander A. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. Глава 12 в книге: The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements (ed. by C. Skiadas). Switzerland, Basel: Springer Int. Publ., 2016. P. 195-218.

- [11] Быстров Р.П., Гвоздев А.Е., Немцов А.В., Потапов А.А., Шерemet И.Б. Современное состояние и перспективы развития беспилотных летательных аппаратов ведущих государств мира. М.: 3 ЦНИИ Минобороны России, 2016. 399 с.
- [12] Potapov Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. Глава 9 в книге: *Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology* (ed. by Fernando Brambila). Rijeka: InTech, 2017. P. 187-248.
- [13] Potapov Alexander A. Postulate “The Topology Maximum at the Energy Minimum” for Textural and Fractal-and-Scaling Processing of Multidimensional Super Weak Signals against a Background of Noises. Глава 3 в книге: *Nonlinearity: Problems, Solutions and Applications*. V. 2. New York: Nova Science Publ., 2017. P. 35-94.
- [14] Potapov A.A. Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015 // *Book of Abstracts 8th Int. Conf. (CHAOS’2015) on Chaotic Modeling, Simulation and Applications* (26-29 May 2015, Paris, France). Paris: Henri Poincare Institute, 2015. P.102.
- [15] Потапов А.А. У истоков фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации (1980 – 2015) // *Радиотехника*. 2015. № 8. С.95-108.
- [16] Potapov A.A. Fractal and topological sustainable methods of overcoming expected uncertainty in the radiolocation of low-contrast targets and in the processing of weak multidimensional signals on the background of high-intensity noise: A new direction in the statistical decision theory // *IOP Conf. Ser.: Journal of Physics: Conf. Ser.* 2017. V. 918. No 012015. 19 p. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/918/1/012015>.
- [17] Потапов А.А. Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация: открытие, обоснование и пути развития // *Сборник научных статей по материалам II Всероссийской НПК «Авионика»*. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2017. С.143-152.
- [18] Потапов А.А. Текстурные и фрактально-скейлинговые методы обнаружения, обработки и распознавания слабых радиолокационных сигналов и малоконтрастных изображений на фоне интенсивных помех // *Вестник воздушно-космической обороны (НПО «Алмаз»)*. 2018. № 2(18). С. 15-26.
- [19] Potapov Alexander A. Thematic Course: Statistical Theory of Fractal Radar // *Book of Abstracts of the 11th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. (Rome, Italy: 5-8 June, 2018)* / Ed. Christos H. Skiadas. Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2018. P. 91-92.
- [20] Потапов А.А. Волны в неупорядоченных больших фрактальных системах: радиолокация, наносистемы, кластеры беспилотных летательных аппаратов и малоразмерных космических аппаратов // *Радиотехника и электроника*. 2018. Т. 63. № 9.
- [21] Багманов В.Х., Потапов А.А., Султанов А.Х., Вей Жанг. Фрактальные фильтры для обнаружения сигналов при обработке данных дистанционного зондирования // *Радиотехника и электроника*. 2018. Т. 63. № 10.
- [22] Довиак Р., Зрич Д. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения. Л.: Гидрометеониздат, 1988. 512 с.
- [23] Rastogi P. K., Scheucher K. F. Range dependence of scattering from a fractal medium: Simulation results // *Radio Science*. 1990. V. 25. No 5. P. 1057-1063.
- [24] Zhen-song Wang and Bao-wei Lu. The scattering of electromagnetic waves in fractal media // *Waves in Random Media*. 1994. V. 4. No 1. P. 97-103.
- [25] Потапов А.А. Многократное рассеяние волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах и в больших неупорядоченных фрактальных системах // *Материалы 28-й Междунар. Крымской конф. “КрыМиКо’2018”* (Севастополь, Крым, Россия, 9 - 15 сентября 2018 г.). (доклад в данном сборнике).

References

- [1] Mandelbrot B. *Fractals - form, chance and dimension*. San Francisco: Freeman, 1977. 365 p.
- [2] Potapov A.A. *Fractals in radiophysics and radar*. Moscow, Logos Publ., 2002. 664 p. (In Russian).
- [3] Potapov A.A. *Fractals in Radiophysics and Radar: Topology of the sample*. Moscow, Universitetskaya kniga Publ., 2005. 848 p. (In Russian).
- [4] Potapov A.A. [Radiophysical effects in the interaction of millimeter wave electromagnetic radiation with the environment]. *Zarubezhnaya radioelektronika*, 1992, no. 8, pp. 36 - 76; no. 9, pp. 4 - 28; no. 11, pp. 23 - 48; 1993, no. 3, pp. 36 - 48; no. 7-9, pp. 32 - 49; 1994, no. 7/8, pp. 11 - 30; 1995, no. 1, pp. 27 - 36 (monograph in the journal). (In Russian).
- [5] Bunkin B.V., Potapov A.A., Reutov A.P., et al. *Aspects of Perspective Radiolocation*. Moscow, Radiotekhnika, 2003. 512 p. [In Russian].
- [6] Potapov A.A. Fractals and chaos as a basis for new breakthrough technologies in modern radio systems. Addition to the book: Kronover R. *Fractals and chaos in dynamic systems*. (Trans. with English., ed. by E. E. Krenkel). Moscow, Tekhnosfera Publ., 2006, pp. 374 - 479. [In Russian].
- [7] Potapov A.A., Gulyaev Yu.V., Nikitov S.A., Pakhomov A.A., and German V.A. *Newest Images Processing Methods* (ed. by A. A. Potapov). Moscow, FIZMATLIT, 2008. 496 p. (Monograph - Grant Russian Fund Fundamental Investigation № 07 – 07 - 07005) (In Russian).
- [8] Potapov A.A., Bystrov R.P., Gvozdev A.E., Nemtsov A.V. *Selected questions of theory and practice of linear and nonlinear radar* (ed. by A. A. Potapov). In 3 parts. Pt. I. *Linear radiolocation*, 240 p. Pt. II. *Nonlinear radiolocation*, 234 p. Pt. III. *Nonlinear radiolocation*, 180 p. Moscow, 3 CRI MD RF, 2014. 654 p. (In Russian).
- [9] Podosenov S. A., Potapov A. A., Foukzon J., Menkova E. R. *Nonholonomic, fractal and bound structures in relativistic continuous medium, electrodynamics, quantum mechanics and cosmology* (ed. by A. A. Potapov). In 3 volumes. Vol. 1. *Pulse radiation theory and coupling of fields and holonomic and fractal objects*. Vol. 2. *Force fields in bound and nonholonomic structures*. Vol. 3. *Asymptotic methods in problems of classical and fractal pulse electrodynamics and quantum cosmology in space-time of negative fractal dimension*. Moscow, LENAND, 2015. 1128 p. (In Russian).
- [10] Potapov Alexander A. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. Chapter 12 in the book: *The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements* (ed. by C. Skiadas). Switzerland, Basel, Springer Int. Publ., 2016, pp. 195 - 218.
- [11] Bystrov R.P., Gvozdev A.E., Nemtsov A.V., Potapov A. A., Sheremet I.B. *The current state and prospects for the development of unmanned aerial vehicles of the world's leading states*. Moscow, 3 CRI MD RF, 2016. 399 p. (In Russian).
- [12] Potapov Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. Chapter 9 in the book: *Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology* (ed. by Fernando Brambila). Rijeka: InTech, 2017, pp. 187 - 248.
- [13] Potapov Alexander A. Postulate “The Topology Maximum at the Energy Minimum” for Textural and Fractal-and-Scaling Processing of Multidimensional Super Weak Signals against a Background of Noises. Chapter 3 in the book: *Nonlinearity: Problems, Solutions and Applications*. V. 2. New York: Nova Science Publ., 2017, pp. 35 - 94.

- [14] Potapov A.A. Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. *Book of Abstracts 8th Int. Conf. (CHAOS'2015) on Chaotic Modeling, Simulation and Applications (26-29 May 2015, Paris, France)*. Paris: Henri Poincare Institute, 2015, p. 102.
- [15] Potapov A.A. [At the origins of fractal-scaling or scale-invariant radiolocation (1980 – 2015)], *Radiotekhnika*, 2015, no. 8, pp. 95 - 108. (In Russian).
- [16] Potapov A.A. Fractal and topological sustainable methods of overcoming expected uncertainty in the radiolocation of low-contrast targets and in the processing of weak multi-dimensional signals on the background of high-intensity noise: A new direction in the statistical decision theory // IOP Conf. Ser.: Journal of Physics: Conf. Ser. 2017. V. 918. No 012015. 19 p. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/918/1/012015>.
- [17] Potapov A.A. [Fractal-scaling or scale-invariant radiolocation: opening, rationale and development paths], *Sbornik nauchnykh statey po materialam II Vserossiyskoy nauchno-prakticheskoy konferentsii «Avionika»*. Voronezh, MESC MA «MMA», 2017, pp. 143 - 152. (In Russian).
- [18] Potapov A.A. [Textural and fractal-scaling methods of detection, processing and identification of weak radar signals and soft images in the background of high-intensity noises] *Vestnik vozdushno-kosmicheskoy oborony (NPO «Almaz»)*, 2018, no. 2(18), pp. 15 - 26. (In Russian).
- [19] Potapov Alexander A. Thematic Course: Statistical Theory of Fractal Radar // Book of Abstracts of the 11th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. (Rome, Italy: 5-8 June, 2018) / Ed. Christos H. Skiadas. Rome: International Society for the Advancement of Science and Technology, 2018. P. 91-92.
- [20] Potapov A.A. [Waves in disordered large fractal systems: radar, nanosystems, clusters of unmanned aerial vehicles and small space vehicles]. *Radiotekhnika i elektronika*, 2018, vol. 63, no. 9. (In Russian).
- [21] Bagmanov V.H., Potapov A.A., Sultanov A.H., Wei Zhang. [Fractal filters for detecting signals when processing remote sensing data]. *Radiotekhnika i elektronika*, 2018, vol. 63, no. 10. (In Russian).
- [22] Doviak R., and Zrnic D. *Doppler Radar and Weather Observations*. New York, Academic Press, 1984. 470 p.
- [23] Rastogi P. K., Scheucher K. F. Range dependence of scattering from a fractal medium: Simulation results. *Radio Science*, 1990, vol. 25, no 5, pp. 1057 - 1063.
- [24] Zhen-song Wang and Bao-wei Lu. The scattering of electromagnetic waves in fractal media. *Waves in Random Media*, 1994, vol. 4, no 1, pp. 97 - 103.
- [25] Potapov A.A. Multiple scattering of waves in fractal discrete randomly inhomogeneous media and in large irregular fractal systems. Proceedings of the 28-th International Conf. "Microwave & Telecommunication Technology", CriMiCo'2018 (Sevastopol, Crimea, Russia, September 9 - 15, 2018).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 18-08-01356 and with the support of the government grant of China "Leading Talent Program in Guangdong Province", No. 00201502, 2016-2020, JiNan University (China, Guangzhou).

Оптимизация обработки цифровых радиоголограмм с учетом архитектуры процессора

Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Семенов М.А., Тарасенко А.М.

АО «Концерн «Вега»

Кутузовский проспект, 34, Москва, 121170, Россия

slimm@mail.ru

Аннотация: Проведен анализ основных операций, используемых при обработке цифровых радиоголограмм, для оптимизации временных затрат на выполнение вычислений с учётом архитектуры процессора. Предложены способы оптимизации алгоритма и реализована программа с применением данных оптимизаций. Создана методика оценки времени работы предложенного алгоритма в зависимости от выбранного набора операций. Результаты измерения быстродействия данной программы показали хорошую согласованность с теоретическими расчетами.

Ключевые слова: цифровая радиоголограмма, преобразование Фурье, транспонирование, оптимизация алгоритма, оценка времени вычислений.

1. Введение

В настоящее время существенно возросла потребность в оперативном получении радиолокационных данных дистанционного зондирования Земли [1]. При картографировании и воздушной разведке, осуществляемых посредством радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) космического и авиационного базирования, для повышения оперативности получения информации целесообразно проводить обработку цифровых радиоголограмм (ЦРГ) бортовыми аппаратно-программными средствами. Системный подход к созданию РСА, оснащённых средствами бортовой обработки, предполагает как анализ аппаратных средств, используемых для построения оптимального вычислительного процесса с учётом операций, требующих значительных временных затрат, так и оптимизацию всего алгоритма обработки данных в системах реального времени. Под термином «реальное время» будем понимать способность аппаратно-программных средств провести обработку поступившей ЦРГ в течение определённого промежутка времени, например, до поступления следующей радиоголограммы или до выхода носителя РСА из зоны видимости

приёмной станции. Для оценки возможностей аппаратно-программных средств бортового радиолокационного комплекса осуществлять работу в режиме реального времени предложена методика оценки временных затрат в зависимости от выбранного набора вычислительных операций.

Проблема бортовой обработки цифровых радиоголограмм, поставляемых РСА космического и авиационного базирования при съёмке в режимах высокого разрешения, заключается в том, что эти ЦРГ представляют собой комплексные матрицы, превышающие по размеру как кэш процессора, так и объём памяти видеокарты. В связи с этим значительный объём вычислений, требуемый для получения радиолокационного изображения, влечет за собой ощутимые временные затраты [2]. В целях оптимизации вычислительного процесса потребовалось провести анализ наиболее узких мест архитектуры используемых вычислительных средств, характерных для конкретных алгоритмов. По результатам проведённого анализа был разработан модифицированный алгоритм вычислений, в котором нагрузка на наиболее узкие места архитектуры процессора снижена за счет повышения нагрузки на другие элементы, имеющие существенный запас производительности.

2. Анализ узких мест архитектуры

В ходе исследований использовались массивы данных, превышающие по размеру как кэш процессора, так и объём памяти видеокарты. Выяснилось, что наиболее затратными операциями являлись вычисление дискретного преобразования Фурье и транспонирование массивов. Именно на их оптимизации были сконцентрированы основные усилия. Исследования, направленные на оптимизацию алгоритма и создание методики оценки времени его работы, проводились на процессоре Intel Core i5 архитектуры Sandy Bridge, но методики оценки времени работы алгоритма и предложенные пути его оптимизации могут быть применены и для других аппаратных средств. Анализ узких мест архитектуры процессора показал, что наибольшая часть временных затрат обусловлена многочисленными обращениями к ОЗУ в процессе вычисления БПФ, а также латентностью памяти при непоследовательном доступе.

Была поставлена задача модифицировать алгоритм так, чтобы обеспечить блочный доступ к ОЗУ и минимизировать количество обмена данными между ОЗУ и кэш-памятью процессора [3].

С целью исследования узких мест архитектуры и поиска возможных решений реализовывались экспериментальные алгоритмы. Например, сте-

пень влияния обращений к памяти на скорость вычислений определялась путем исключения из общего алгоритма всех вычислений при сохранении только доступа к исходным и результирующим данным.

3. Оптимизация алгоритма

С целью минимизации числа обращений к памяти в процессе выполнения БПФ алгоритм был разбит не только на элементарные с вычислительной точки зрения четырехточечные преобразования Фурье, но и на более крупные группы (256-точечное для предварительных проходов и 8192-точечное для последнего прохода), что позволило проводить БПФ длины 2^k до 2097152 за 3 фактических обращения к ОЗУ. Для обеспечения такого количества обращений потребовалось также включить в алгоритм предварительное копирование данных в одну связную область памяти (с целью предотвращения вытеснения данных из кэша в связи с недостаточной ассоциативностью кэша) и запись результата в ОЗУ специальными инструкциями, минуя предвыборку данных в кэш.

С целью обеспечения блочного доступа к ОЗУ была выбрана такая модель представления матрицы в памяти, при которой несколько строк группируются между собой, обеспечивая связность представления в памяти для любого отрезка этой группы строк. Это позволило достичь большего размера непрерывного блока при меньшей длине отрезка. Кроме того, это также позволило полноценно использовать векторные инструкции процессора без излишней нагрузки на конвейер инструкций перестановки, и снизить количество необходимых коэффициентов Фурье на одно вычисление.

Данные изменения алгоритма потребовалось сбалансировать между собой, поскольку они вели к противоположным явлениям. Так, увеличение количества строк в группе приводило к уменьшению длины обрабатываемых строк, уместающихся в кэш-память. В качестве компромиссного решения было выбрано такое, при котором транспонирование и двоично-инверсная перестановка обеспечивали доступ к памяти блоками по 4096 байт (соответствующем размеру страницы памяти), действительная или мнимая часть одного элемент группы строк полностью занимала векторный регистр, а весь элемент группы строк соответствовал строке кэш-памяти. Дальнейшее увеличение группы не дало бы качественного эффекта, поэтому он и был выбран конечным [4].

Кроме этого, с целью дополнительного снижения нагрузки на память, предварительно вычисляемые коэффициенты Фурье хранились в

виде пары массивов, значения которых перемножались для вычислений над каждой группой строк. Это также дало некоторый прирост к скорости, поскольку конвейеры процессора оставались недонагруженными.

Для одновременного использования всех четырех ядер процессора вычисления были распределены по 6 потокам: 4 вычислительных, по одному на чтение данных в буфер и обратное копирование в массив. Каждый вычислительный поток работал со своей группой строк и своей отдельной областью кэш-памяти 3-го уровня. Это не приводит к снижению эффективности, поскольку использование всей кэш-памяти одним ядром затруднительно ввиду различия скорости общения ядра со своей областью кэша (напрямую) и с областями других ядер (через кольцевую шину внутри кристалла). Распределение ресурсов между потоками чтения и обработки осуществлялось в конкурирующем режиме, с вынужденной остановкой в случае опустошения обоих буферов. Пример расчета нагрузки на канал доступа к ОЗУ при обработке голограммы приведен в таблице 1.

Табл. 1. Расчёт нагрузки на канал доступа к ОЗУ

Кол-во строк	Длина строки	Операция	Обращений к ОЗУ	Объем обмена с ОЗУ, Гбайт	Итого на группу операций, Гбайт
2048	142800	Чтение	1	2.18	34.64
2048	119344	Обнуление	1	1.82	
2048	262144	БПФ	3	12.00	
2048	262144	Умножение	1	4.00	
2048	262144	ОБПФ	3	12.00	
2048	172799	Запись	1	2.64	
172799	2048	Чтение с трансп.	1	2.64	26.37
172799	2048	Обнуление	1	2.64	
172799	4096	БПФ	1	5.27	
172799	4096	Сдвиг	2	10.55	
172799	4096	Запись с трансп.	1	5.27	

4. Заключение

Оптимизированный алгоритм обеспечил вычисление БПФ на данной системе со скоростью 2.2Гиб/с, а транспонирование со скоростью 7Гиб/с. После реализации оптимизированного алгоритма оценка скорости его работы показала, что даже со всеми оптимизациями, направленными на снижение нагрузки на канал связи между ЦП и ОЗУ, время выполнения алгоритма БПФ соответствует 66% от теоретически возможной пропускной способности памяти, или 76% от фактически достигнутой в тестах с по-

следовательным доступом [5]. Таким образом, доступ к памяти все еще является узким местом алгоритма, и это говорит о том, что оптимизация с целью снижения нагрузки на прочие элементы архитектуры не требуется.

Для дальнейшего ускорения работы алгоритма требуется дополнительное снижение нагрузки на шину памяти. Этого возможно достичь за счет исключения операции двоично-инверсной перестановки из процедуры вычисления свертки – между двумя БПФ, выполняемыми по встречным алгоритмам, либо путем объединения вычислительных операций – например, в той же свертке умножение на опорную функцию можно совместить с функцией записи выходного массива или чтения входного.

Использование видеокарт для проведения вычислений не было рассмотрено, поскольку вся матрица не умещалась в памяти видеокарты. Таким образом, потребовалось выполнение части операций (как минимум, транспонирования) на центральном процессоре. При этом скорость обработки данных на центральном процессоре была близка к скорости обмена данными с видеокартой. Возможно, на новых архитектурах эффективность отправки данных на видеокарту удастся повысить и для простейших вычислений.

Знание узких мест архитектуры, определяющих быстродействие алгоритма, позволяет, с одной стороны, проводить предварительную оценку времени выполнения вычислений, что важно для задач обработки в реальном масштабе времени. С другой стороны, это позволяет более детально подходить к вопросу выбора или разработки используемых вычислительных средств.

Список литературы

- [1] Радиолокационные системы землеобзора комического базирования / Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Под ред. В.С. Вербы – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
- [2] Радиолокационные станции воздушной разведки, дешифрование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008.
- [3] Intel® 64 and IA-32 Architectures. Optimization Reference Manual. URL: <http://www.intel.com/content/www/us/en/architecture-and-technology/64-ia-32-architectures-optimization-manual.html> (дата обращения: 15.01.2017).
- [4] В. Романченко. Микроархитектура Intel Sandy Bridge, часть II. URL: http://www.3dnews.ru/guide/intel_sandy_bridge_2/print (дата обращения: 12.01.2017)
- [5] Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Семёнов М.А., Толстов Е.Ф. Проблемы обработки больших массивов цифровых радиолограмм космических РСА высокого разрешения // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2013, №1. С.37-41.

Research of the carriers relative motion effects on the radar image quality in the bistatic SAR system.

Likhansky S.G., Alekseev S.B.

Joint-Stock Corporation «Vega», Moscow, tatonika@inbox.ru

Abstract: The results of modeling, which illustrate the influence of the laws of the carrier aircraft motion relating to part of the Earth's surface on the resulting bistatic radar system resolution, are presented. Calculating methods of calculation references, based on navigation information. Specific features of the general configuration bistatic looks are revealed in comparison with monostatic ones. The procedure of synthesis in the context of the aircraft bistatic are presented.

Keywords: Synthetic aperture radar, Fourier transform, Legendre transform, Taylor series, bistatic look, reference function.

Исследование влияния взаимного движения носителей на качество радиолокационного изображения в бистатической системе РСА

Лиханский С. Г., Алексеев С.Б.

АО «Концерн «Вега»: 121170, Москва, Кутузовский проспект, д.34.;
tatonika@inbox.ru.

Аннотация: Представлены результаты моделирования, иллюстрирующие влияние законов движения самолетов-носителей РСА относительно участка поверхности Земли на разрешающую способность бистатической радиолокационной системы. Изложены методы расчета семейства опорных функций на основе навигационной информации. Выявлены специфические черты бистатических обзоров общей конфигурации по сравнению с моностатическим. Проиллюстрирована процедура синтеза применительно к самолетной бистатике.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, преобразование Фурье, преобразование Лежандра, бистатический обзор, опорная функция.

1. Введение

Рост популярности бистатических режимов и повышение требований к дешифрируемости радиолокационного изображения (РЛИ) [1] при-

вели к необходимости получения изображений дециметрового разрешения при сложном относительном движении носителей с активным и пассивным РСА (синтез «с подсветкой»). Это инициировало поиск точных и быстрых алгоритмов, основанных на редукции оператора синтеза РЛИ алгоритмом Back-Projection к оператору двумерного преобразования Фурье заменой переменных в частотной области, которая максимально обобщает преобразование Столта [2] и выдает изображение сразу в горизонтальных координатах сцены. Указанная редукция дополнена процедурой дофокусировки [3].

Первая цель статьи – исследование специфики бистатистических обзоров по сравнению с моностатистическими обзорами. Вторая – демонстрация работоспособности алгоритма синтеза [3] в самолетных бистатистических обзорах с подсветкой сцены лучом активного РСА-1 и формированием голограммы в пассивном РСА-2.

2. Влияние геометрии обзора на разрешающую способность

Оценим интервал максимального разрешения (m) через градиент ∇R дальности {РСА-1– $\bar{0}$ –РСА-2} по горизонтальным координатам X, Y и интервала синтеза (c), реализующего разрешение через градиент $\nabla \mathcal{F}$ частоты Доплера и угол $\mathcal{Q}$ между градиентами:

$$\delta_{\min} = c / B \cdot |\nabla R|^{-1/2}, \quad T_0 \approx \delta_{\min}^{-1} \cdot |\nabla \mathcal{F}|^{-1} \cdot |\sin \mathcal{Q}|^{-1}, \quad (1)$$

где B – ширина полосы частот диапазона, c – скорость света.

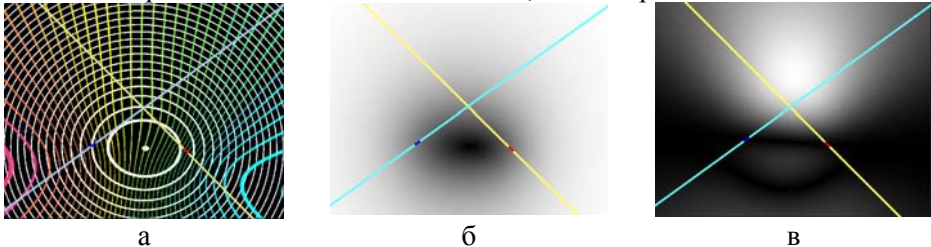


Рис. 1. Зависимость разрешающей способности от положения цели.

Fig. 1. The dependence between spatial resolution and position of target

На рисунке 1а показаны линии одинаковой дальности по лучу (белые) и линии одинакового сдвига Доплера по лучу (цветные) – цвета отражают величину сдвига частоты. На рисунках 1б и 1в яркостью показана величина, обратная интервалу разрешения ($\delta_{\min} \approx 35$ см) и синтеза ($T_{0,\min} \approx 4,8$ с) соответственно. Траектории носителей: РСА-1 – желтая и РСА-2 – голубая, текущие положения – красная и синяя точки. Угол меж-

ду траекториями 90° , скорости 280 м/с, высоты 3,5 км и 4,5 км соответственно; сдвиг от начального положения 5 с.

3. Априорная обработка

Озаглавленная задача решается следующими этапами.

1) Компенсируем полную линейную часть исходного закона миграции $R(\bar{y}; t)$ для центра сцены и момента $t = 0$:

$$R(\bar{y}; t) = R(\bar{y}; 0) - V_{rad,0} \cdot t - R_0, \quad (2)$$

и вычислим по (2) центрированную радиальную скорость $v_{rad}(\bar{y}; t)$.

2) Получим формулы обратного геокодирования (IG – Inverse Geocoding), отображающие каждую точку $\bar{y} \equiv (X, Y)$ сцены в точку $\bar{x} \equiv IG(\bar{y})$ время-дальность в момент обнуления радиальной скорости.

Вычислим время обнуления радиальной скорости для каждой точки сцены из «3-набора» $\{\bar{y}_1 \equiv (\varepsilon \ 0), \bar{y}_2 \equiv (0 \ \varepsilon), \varepsilon \text{ (м)} \sim 10^{-6} \text{ от размера сцены}.$

По полученным временам $\{t_k\}$ и дальностям $\{R_k\}$, которые отвечают временам (2), восстановим закон IG в первом порядке, оценивая коэффициенты (3) через IG-образ «3-набора» методом разностных производных.

$$\bar{x} \equiv (t, R)^T : \approx \bar{M} \cdot \bar{y} + O(y^2) \quad (3)$$

3) Оценим путевое разрешение δ_x (м) по горизонтальному $\delta \geq \delta_{\min}$.

Сечение-круг $\bar{y}^T \bar{y} \leq \delta^2 \Leftrightarrow X^2 + Y^2 \leq \delta^2$ отклика из координат сцены переводим (используя IG) в область путь-дальность, получая эллипсоид:

$$h_{11} \cdot L^2 + 2h_{12} \cdot L \cdot R + h_{22} \cdot R^2 \leq \delta^2. \quad (4)$$

За интервал путевого разрешения (м) принимаем малую полуось эллипсоида (4) в области путь-дальность, деленную на корень из 2.

4) Апостериорно уточним интервал синтеза T (с). Интервал должен быть таким, чтобы вариация частоты Доплера на нем относительно центра сцены, сложенная с доплеровской шириной луча, равнялась частоте $F_r = V_2 / \delta_x$ дискретизации по пути PCA-2 (частоте повторения PCA-1) для интервала путевого разрешения из формулы (6). Далее вычисляем оценку доплеровской ширины луча PCA-2 $\Delta \delta f_{Ray}$ и, начиная с нулевой итерации

$t_0^{(\pm)} := \pm 0,5 \cdot T_0$, решаем пару уравнений относительно пары моментов времени $t^{(\pm)}$:

$$v_{rad}(\bar{0}; t^{(\pm)}) = \pm 0,5 \cdot (F_r - \Delta \delta f_{Ray}) \cdot c / f. \quad (5)$$

По итогам решения (5), интервал синтеза есть $T \approx t^{(+)} - t^{(-)}$.

Частота квантования $-F_q := \max \{ c / \delta_x, 1, 2 \cdot B \}$.

5) Кратности когерентного накопления ЦРГ вычислим, как описано в [3]. Синтез РЛИ ведем по когерентно-накопленной ЦРГ.

6) Преобразования Лежандра закона миграции дальности в виде отрезка ряда Тейлора по радиальной скорости и его вариаций первой степени вычислим по локальным координатам сцены.

Задачу решаем БПФ-методом с выходом в комплексную область.

Этап 1. Разлагаем в ряд Тейлора зависимость времени от центрированной радиальной скорости $t = t(\bar{y}; v_{rad})$; точку $\bar{y}$ сцены считаем переменным параметром, которому последовательно придаем каждое из 6 значений «4-набора»: {«4-набор» $\equiv$ «центр сцены» $\cup$ «3-набор»}.

Указанную задачу решаем комбинированием БПФ-метода с методом сжимающих отображений; получаем искомое разложение:

$$t = t(\bar{y}; v_{rad}) \approx \sum_{m=0}^{M-1} \tau(\bar{y}; m) \cdot v_{rad}^m \quad (6)$$

Этап 2. Разлагаем в ряд Тейлора по центрированной радиальной скорости преобразование Лежандра и его вариации по координатам сцены.

Ряд Тейлора преобразования Лежандра (LT – Legendre Transform) закона (2), получаемый БПФ-методом в каждой точке сцены из «6-набора»:

$$L(\bar{y}; v_{rad}) \equiv t - R(\bar{y}; t(\bar{y}; v_{rad})) \approx \sum_{l=2}^{L-1} (c_0^{(l)} + c_1^{(l)} X + c_2^{(l)} Y) \cdot v_{rad}^l. \quad (7)$$

Оценку каждого коэффициенты-константы $c_i^{(l)}$ в формуле (7) делаем (как и для IG формулы (3)) методом разностных производных.

7) Переведем преобразование Лежандра в спектральную область и получим наборы коэффициентов, определяющих фазу спектральной опоры синтеза и ее вариаций по сцене до второй степени.

Нормируем должным образом коэффициенты-константы (7), а также несущую частоту и координаты сцены (с шагом (м) $s \leq \delta$):

$$a_k^{(l)} := S_l \cdot c_k^{(l)}, \quad 0 \leq k \leq 2; \quad a_{ij}^{(l)} := S_l \cdot c_{ij}^{(l)}, \quad 1 \leq i, j \leq 2; \quad (8)$$

$$Q := f \cdot N_q / F_q; \quad x := X / s, \quad y := Y / s$$

8) Преобразуем закон обратного геокодирования в область безразмерных номеров отсчетов по пути, дальности и массиву сцены. Преобразованный закон IG $x(x, y), r(x, y)$ явно фигурирует в формуле инте-

гального оператора построения РЛИ по спектру ЦРГ $F(p, q) \rightarrow I(x, y)$, а именно – в фазе Фурье-экспоненты (не в фазе опор):

$$I(x, y) \approx \iint dp dq \cdot F(p, q) \times \\ \times \exp(j \cdot (2\pi / N_x \cdot p \cdot x(x, y) + 2\pi / N_r \cdot q \cdot r(x, y))) \times \quad (9) \\ \times \exp\left(j 2\pi / K \cdot \sum_{l=2}^{L-1} (a_0^{(l)} + a_1^{(l)} x + a_2^{(l)} y) \cdot p^l / (Q + q)^{l-1}\right),$$

где $K \approx \max\{N_x, N_r\}$ – размер массива РЛИ. В фазе опор синтеза (вторая экспонента в (9)) фигурируют константы и переменные из (8). Все необходимые для синтеза РЛИ массивы констант построены и фигурируют в формуле синтеза (9) – априорная обработка завершена.

4. Моделирование синтеза РЛИ в бистатистическом обзоре общего вида

Представим графические иллюстрации ряда промежуточных и конечных результатов при синтезе в самолетном бистатистическом обзоре общего вида алгоритмом [3], далеко обобщающим Omega-КА [2].

Параметры модели. PCA-1 и PCA-2 летят со скоростями 220 м/с и 250 м/с под углом 75° на высотах 4 км и 3 км, начальные положения – в точке пересечения горизонтальных проекций траекторий, сцена расположена под траекторией пассивного PCA-2 (в надире) на 7 км от начального положения PCA-2. Рабочий диапазон S, ширина полосы 1 ГГц. Рельефом пренебрегаем (равнина). Число целей – 41, 4 луча из рядов целей под 45° между соседними лучами, шаг между целями 15 м.

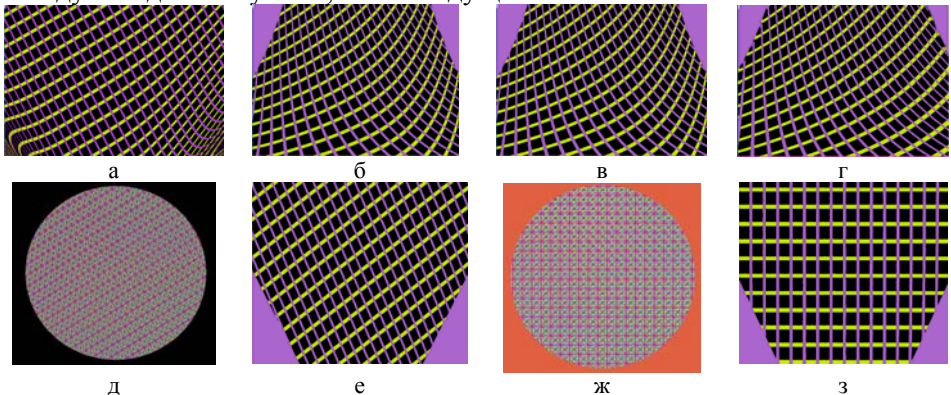


Рис. 2. Иллюстрация основных этапов работы обобщенного преобразования Столта

Fig. 2 Illustration of the Generalized Stolt Transform (GST) main steps

Рисунок 2 иллюстрирует, как GST переводит искаженную координатную сетку (рис. 2а) в прямоугольную сетку по преобразованным коор-

динатам w, z в спектральной области. Спектральная координатная сетка (рис.2а), задаваемая функциями p и q -коэффициентами при координатных отсчетах x, y в первой степени в фазе полной экспоненты (9). Координаты w, z двойственны по Фурье отсчетам x, y сцены [3], и в них оператор (9) принимает вид обратного преобразования Фурье от спектра ЦРГ с компенсированной центральной фазой $\text{mod } o(x, y)$. Рис. 2(б – г, е) иллюстрируют описанные в [4, 5] шаги 1...4 GST (одномерные масштабирования), приводящие исходную искривленную сетку (рис. 2а) к аффинно-искаженной, но выпрямленной сетке (рис. 2е). Это – переход от исходных отсчетов p, q к спектральным координатам W, Z , двойственным по Фурье путевым координатам x, r .

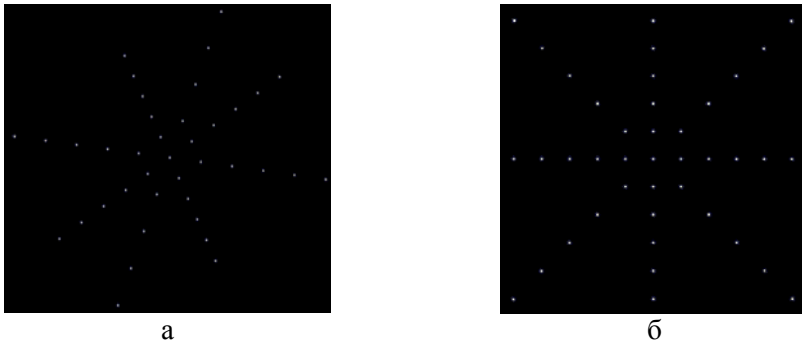


Рис. 3. Амплитудные РЛИ модели 41 точки, полученные в путевых координатах (а) и в горизонтальных координатах сцены (б).

Fig. 3. The amplitude radar image of 41 points models acquired in the waypoints (a) and the horizontal coordinate (b) of the stage

Финальный шаг GST [3] – снятие аффинного искажения путем линейного преобразования $W, Z \rightarrow w, z$ к координатам, двойственным горизонтальным отсчетам сцены, задаваемого матрицей обратного геокодирования из линейного слагаемого формулы (4) (рис.2з). На рисунках 2 д, ж представлены вырезки спектра этапов GST с рисунков 2 е, з.

Приведем конечные результаты моделирования синтеза.

На рисунках 3 а, б приведены ОБПФ из вырезок спектра, показанных на рисунках 2 д, ж. На рисунке 3 а наблюдается аффинное искажение, на рисунке 3 б его нет.

Следует отметить, что при моностатической съёмке рассмотренный в данной статье синтез РЛИ с углом скоса $\pm 90^\circ$ (надир) невозможен.

Разрешение РЛИ, полученное по результатам моделирования. В путевых координатах – 18 см, в горизонтальных координатах – 27 см.

5. Заключение

Имитационное моделирование синтеза в бистатистических обзорах выявило особенности, резко контрастирующие с моностатикой – например, возможность синтезировать РЛИ целей, находящихся под траекторией носителя пассивного РСА-2, то есть при угле скоса $\pm 90^\circ$, и целей в надире.

С другой стороны, выявлены значительная зависимость разрешающей способности бистатистической пары от положения цели на поверхности Земли и наличие на Земле множества вырожденных точек, в окрестности которых синтез проблематичен даже при боковой геометрии обзора.

Доказана применимость алгоритма синтеза [3], разработанного ранее, для получения в бистатистическом самолетном обзоре РЛИ общего вида с высоким разрешением и приемлемым качеством для невырожденных сцен, не выходящих за пределы видимости на интервале синтеза.

Выявлена типичность эквивалентно-сильно-скошенного обзора (со скосом $\sim 30^\circ \dots 45^\circ$). Однако, поскольку РЛИ строится в горизонтальных прямоугольных координатах по вырезанному из спектра круглому фрагменту должного размера, а интервал синтеза взят с должным запасом, не происходит характерных для сильно скошенных обзоров искажения координатной сетки или деформации отклика.

Список литературы

- [1] Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. Издательство «Радиотехника», 2010.
- [2] Ian G. Cumming, Frank H. Wong. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data. Algorithms and Implementation. ArtechHouse, Boston & London, 1992.
- [3] Лиханский С.Г. Синтез геокодированного изображения высокого разрешения с учетом полного набора искажающих факторов в прожекторном режиме в РСА воздушного и космического базирования. Труды юбилейной научно-технической конференции ОАО «Концерн «Вега»», Москва, 2014 г.

References

- [1] Verba V.S., Neronskij L.B., Osipov I.G., Turuk V.E. (Space-borne Earth Surveillance Radar Systems). // Izdatel'stvo «Radiotekhnika», 2010.
- [2] Ian G. Cumming, Frank H. Wong. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data. Algorithms and Implementation. // ArtechHouse, Boston & London, 1992.
- [3] Lihanskij S.G. (High-resolution image geocoding synthesis with full set of distorting factors in the search mode of space-based and airborne SAR) // Trudy yubileynoy nauchno-tekhnicheskoy konfrentsii Moskva, OAO «Koncern «Vega»», 2014 g.

Improving the efficiency of the interferometric remote sensing of the Earth radar data processing stages

Kobernichenko V.G., Sosnovsky A.V.

Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N. Yeltsin
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
v.g.kobernichenko@urfu.ru

Abstract: The algorithm of phase unwrapping with the phase discontinuities compensation is developed. The methods of reference height points in the radar coordinate system, reference absolute and wrapped phases obtaining are proposed. The results of the efficiency estimation for algorithms for the phase unwrapping, phase noise suppression and multilooking are presented.

Keywords: InSAR data processing, phase unwrapping, phase noise suppression.

Повышение эффективности этапов интерферометрической обработки радиолокационных данных дистанционного зондирования Земли

Коберниченко В.Г., Сосновский А.В.

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
Екатеринбург, 620002, Россия
v.g.kobernichenko@urfu.ru

Аннотация: Разработан алгоритм развёртывания фазы с компенсацией фазовых разрывов. Предложена методика получения эталона абсолютных высот в полётной системе координат, эталонов абсолютной и относительной фазы. Представлены результаты оценки эффективности алгоритмов развёртывания фазы, фильтрации фазового шума и способов некогерентного накопления.

Ключевые слова: интерферометрическая обработка, радиолокатор с синтезированной апертурой, развёртывание фазы, подавление фазового шума

1. Введение

В последние годы построение цифровых моделей рельефа (ЦМР) и карт смещений рельефа стало одной из основных задач, решаемых на основе обработки данных современных радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Метод космической радиолокационной интерферометрии, основанный на совместной обработке фазовых полей, полученных съемкой одного и того же участка местности одновременно двумя антенными системами, либо одной антенной на двух витках орбиты, сочетает высокую точность фазового метода измерения дальности с высокой разрешающей способностью космических радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) [1-3, 6].

Интерферометрическая обработка данных космических РСА включает следующие этапы: синтез пары комплексных радиолокационных изображений (КРЛИ) одной и той же области поверхности, пространственное их совмещение (т.н. «амплитудная корегистрация») с формированием интерферограммы путем поэлементного комплексного перемножения двух КРЛИ; компенсация фазового набега от опорной поверхности («выравнивание»); фильтрации фазового шума на полученной интерферограмме; устранение фазовой неоднозначности («развертывание фазы»); геокодирование (пересчет значений развернутой фазы в значения высот рельефа), формирование ЦМР (переход от полетной системы координат к какой-либо картографической проекции). На этапе фильтрации также производится построение поля коэффициента когерентности обрабатываемого изображения [6].

К числу основных проблем, которые приходится преодолевать при построении детальной ЦМР по данным двухпроходной интерферометрической съемки, в первую очередь, относятся: пространственная декорреляция данных и проблемы «развертки фазы» при обработке радиолокационных данных сверхвысокого разрешения, содержащих большое количество областей «разрыва» фазы (в первую очередь при съемке городской территории - зданий и сооружений). Кроме того, экспериментальное исследование эффективности алгоритмов, применяемых на каждом этапе, осложняется тем, что количественный результат можно получить только после завершения всей процедуры обработки, что затрудняет оценку эффективности начальных этапов обработки.

В настоящей работе предложена методика анализа эффективности отдельных этапов интерферометрической обработки и приведены результаты усовершенствования ряда алгоритмов. Методика анализа проиллю-

стрирована примерами обработки экспериментальных данных, полученных радиолокатором ALOS PALSAR.

2. Задачи и методика исследований

Проблемой интерферометрической обработки, прямо влияющей на точность получаемых данных, являются артефакты развёртывания фазы, основными причинами появления которых служат разрывы фазы. Разрыв фазы – ситуация, при которой появляется зависимость восстановленной абсолютной фазы от формы контура обхода при суммировании фазового градиента. При возникновении разрыва абсолютная фаза не может быть восстановлена однозначно. Причинами возникновения разрывов могут быть: фазовый шум, наложение откликов эхо-сигналов, наложение спектров при частоте дискретизации сигнала, недостаточной для разрешения элементов рельефа по высоте.

Для устранения фазовой неоднозначности предложен итеративный алгоритм встречного вихревого поля фазы (ВВПФ) [8], основными элементами которого являются локализация точек разрыва (нулей и полюсов) $z_{01} \dots z_{0n}, z_{p1} \dots z_{pm}$ на комплексной интерферограмме $I(z)$ и формирование корректирующего множителя (встречного поля разрывов):

$$\dot{C}(z) = \exp \left(j \cdot \arg \left\{ \frac{(z - z_{p1})(z - z_{p2}) \dots (z - z_{pm})}{(z - z_{01})(z - z_{02}) \dots (z - z_{0n})} \right\} \right) \quad (1)$$

применяемого итеративно до полного устранения разрывов. Простота и коммутативность используемых математических операций обуславливает низкую вычислительную сложность метода (порядка $O(N^k)$, $k \approx 1.1$) и возможность его выполнения на параллельных вычислительных устройствах.

Для оценки эффективности отдельных этапов интерферометрической обработки, в том числе этапа развёртывания фазы, предложен метод преобразования эталонной ЦМР, представленной массивом опорных точек с известными геодезическими координатами и высотами, в эталоны абсолютных и относительных фаз в порядке, обратном порядку интерферометрической обработки. Первый из этих эталонов позволяет оценивать эффективность алгоритмов развёртывания фазы, второй – алгоритмов фильтрации фазового шума и способов некогерентного накопления. Основная погрешность, возникающая при таких преобразованиях, – это погрешность измерения высоты неоднозначности, которая определяется по данным бортовой навигации, однако можно показать, что погрешность этой величины составляет десятки см, что сопоставимо и даже меньше исходной погрешности эталона ЦМР [7].

Использование эталонных данных в виде массива отдельных точек вместо матричной эталонной цифровой модели рельефа позволяет исключить влияние на результат участков полигона, не обеспеченных эталонной информацией – водных поверхностей и районов проведения открытых горных работ.

На основе предложенного метода проведено сравнение эффективности различных алгоритмов, используемых на этапах некогерентного накопления, подавления фазового шума и развертывания интерферометрической фазы на основе обработки экспериментальных данных космической радиолокационной съемки.

3. Экспериментальные результаты

Экспериментальные съёмочные данные были получены космическим аппаратом ALOS (радиолокатор PALSAR) и представлены тремя образцами интерферометрической съёмки одной и той же местности-полигона. Эталонная ЦМР местности-полигона представляет собой набор из 1429 точек планово-высотной основы с вертикальной точностью не хуже 1,7 м.

После обратных преобразований координат эталонных точек и формирования эталонов абсолютной и относительной фазы исследовалась точность восстановления относительных фаз при использовании безвесового некогерентного накопления, при подавлении фазового шума тремя методами (усреднения, локальным адаптивным фильтром [5], частотным фильтром Гольдштейна с модификацией Бэрэна [4]), и при развёртывании фазы методами минимальной стоимости потока (MCF), растущих регионов (RG), встречного вихревого поля фазы (предложенного авторами в [8]).

Результаты экспериментальной оценки эффективности некогерентного накопления приведены на рис. 1-а. Из них можно сделать вывод, что оптимальные значения коэффициента накопления лежат в интервале $10 \times 10 \dots 20 \times 20$, при этом достигается улучшение точности оценки высоты (в смысле с.к.о.) на 17% для образцов 1 и 2 и на 60% – для образца № 3. Дальнейшее увеличение коэффициентов сопровождается чрезмерным уменьшением пространственной разрешающей способности, что для многих практических целей может оказаться неприемлемым.

Результаты применения алгоритмов подавления фазового шума при различных размерах окон сведены в графики на рис. 1-б – 1-г, из которых видно, что лучшие результаты для образцов №№ 1 и 2 демонстрирует фильтр Гольдштейна при размере окна порядка 96×96 , для образца № 3

– он же при окне 32×32 . Локальный адаптивный фильтр (реализованный в программном комплексе SARscape, рис. 1-б), исследовавшийся для образца № 1, показывает неустойчивые результаты, что выражается в появлении флуктуаций точности при небольших изменениях размеров окон. Все фильтры исследовались при размерах окон не более 100×100 , поскольку дальнейшее увеличение размеров окон хоть и может приводить к незначительному улучшению точности результатов, однако, как и в предыдущем случае, может оказаться неоправданным из-за ухудшения их разрешающей способности.

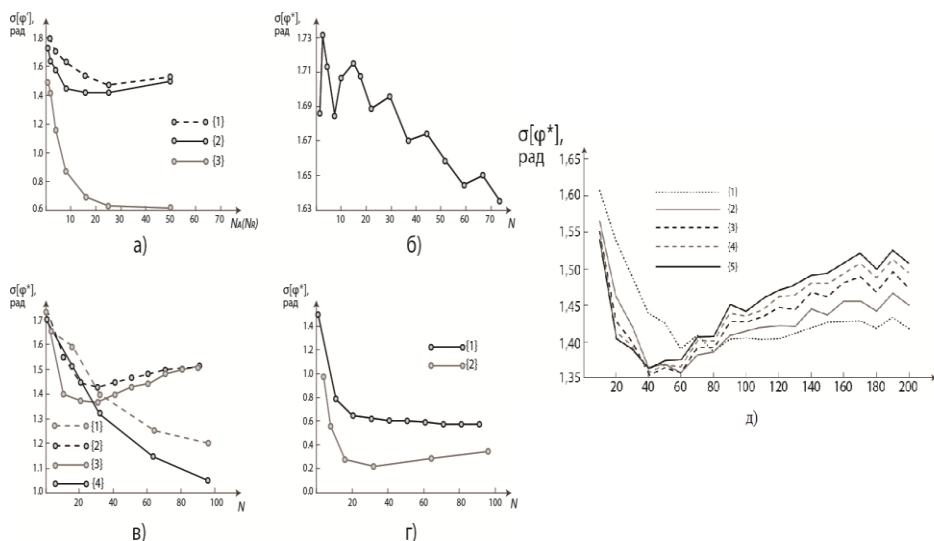


Рис. 1. Зависимость с.к.о. фазы: а) от коэффициента безвесового некогерентного накопления ($\{i\}$ – номер образца); б) от размера окна для локального адаптивного фильтра; в) от размера окна фильтра для усредняющего фильтра ($\{1\}$ – образец данных № 1, $\{2\}$ – образец № 2) и фильтра Гольдштейна ($\{3\}$ – образец данных № 1, $\{4\}$ – образец № 2); г) то же для образца данных № 3 ($\{1\}$ – усредняющий фильтр, $\{2\}$ – фильтр Гольдштейна); д) от размера окна фильтра для фильтра Гольдштейна при различных значения коэффициента адаптации α ($\{1\}$ – $\alpha = 1.5$, $\{2\}$ – $\alpha = 2.5$, $\{3\}$ – $\alpha = 3.5$, $\{4\}$ – $\alpha = 4.5$, $\{5\}$ – $\alpha = 5.5$)

Fig. 1. Phase standard deviation dependence: а) on multilooking coefficient ($\{i\}$ – data sample number); б) on local adaptive window filter size; в) on mean filter window size ($\{1\}$ – data sample № 1, $\{2\}$ – data sample № 2) and Goldstein filter window size ($\{3\}$ – data sample № 1, $\{4\}$ – data sample № 2); г) the same as previous, data sample № 3 ($\{1\}$ – mean filter, $\{2\}$ – Goldstein filter); д) on Goldstein filter window sizes for different α ($\alpha = 1.5$ $\{1\}$, $\alpha = 2.5$ $\{2\}$, $\alpha = 3.5$ $\{3\}$, $\alpha = 4.5$ $\{4\}$, $\alpha = 5.5$ $\{5\}$)

Отдельный интерес при исследовании эффективности подавления фазового шума представляет оценка влияния коэффициента адаптации α , определяющего степень влияния оценки когерентности на полосу пропускания фильтра [4]. Как показали результаты исследования, представленные на рис. 1-д, коэффициент $\alpha = 1.5$, используемый по умолчанию в SARscape, не обеспечивает наилучшего подавления шума. Минимальное значение с.к.о. при размерах окон $N=40..60$ (по каждой координате) достигается при $\alpha = 2.5..3.5$.

Эффективность развёртывания фазы исследовалась по критерию среднеквадратичного отклонения развёрнутой фазы от эталонных абсолютных фаз. Результаты представлены на в таблице 1, из которой видно, что предложенный метод встречного вихревого поля фазы обеспечил наилучшую точность.

Табл. 1. С.к.о. абсолютных фаз и высот развёрнутых интерферограмм
Table 1. Absolute phase and height standard deviations for different unwrapping methods

Метод	С.к.о. абсолютной фазы	С.к.о. высоты
	$\sigma[\Psi]$, рад	$\sigma[h]$, м
Region Growing	6.59	17.0
Minimum cost flow (MCF)	3.03	7.83
ВВПФ	2.79	7.19

4. Заключение

Разработан метод развёртывания фазы с компенсацией фазовых разрывов, заключающийся в итеративной компенсации разрывов полем псевдоразрывов встречного направления. Метод использует простые и коммутативные математические операции, из-за чего обладает низкой вычислительной сложностью и возможностью реализации на параллельных вычислительных устройствах. На основе предложенного авторами метода обратного преобразования эталонной ЦМР проведено сравнение эффективности различных алгоритмов, используемых на этапах некогерентного накопления, подавления фазового шума и развёртывания интерферометрической фазы. Показано, что среди методов подавления фазового шума наилучшей эффективностью обладает метод Гольдштейна, а среди методов развёртывания фазы – предложенный метод встречного вихревого поля фазы.

Список литературы

- [1] Hanssen R.F. *Radar interferometry. Data interpretation and error analysis*. Kluwer academic publishers, 2002. 308 p.
- [2] I.R. Joughin, F. K. Li, S.N. Madsen, E. Rodrigues et al. Synthetic Aperture Radar Interferometry // *Proceedings of the IEEE*, vol. 88(3), pp. 333-382. 2000
- [3] Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук И.В. Радиолокационные системы землееобзора космического базирования / Под. Ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
- [4] Baran I., Stewart M. P., Kampes B. M., Perski Z. et al. A Modification to the Goldstein Radar Interferogram Filter // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2003, vol. 41, no. 9, pp. 2114-2118.
- [5] A. Monti Guarnieri, C. Cafforio, P. Guccione, et al. Multi-mode ENVISAT ASAR Interferometry: Techniques and Preliminary Results // *Proceedings of EUSAR Conference*. 2002.
- [6] Коберниченко В.Г., Сосновский А.В. Особенности построения цифровых моделей рельефа на основе метода космической радиолокационной интерферометрии // *Тр. СПИИРАН*, вып. 28 (2013), с. 194–208.
- [7] Сосновский А.В., Коберниченко В.Г. Методика экспериментальной оценки эффективности этапов интерферометрической обработки сигналов PCA // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября 2016 г.: материалы конф. в 13 т. — Москва, Минск, Севастополь, 2016. —Т. 11; с. 2716-2722.
- [8] A.V. Sosnovsky, V.G. Kobernichenko. An InSAR phase unwrapping method with the phase discontinuity compensation // *Proceedings of the 2nd International Workshop on Radio Electronics & Information Technologies*. CEUR-WS, 2017, vol. 2005, pp. 127-136.

References

- [1] Hanssen R.F. *Radar interferometry. Data interpretation and error analysis*. Kluwer academic publishers, 2002. 308 p.
- [2] I.R. Joughin, F. K. Li, S.N. Madsen, E. Rodrigues et al. Synthetic Aperture Radar Interferometry. *Proceedings of the IEEE*, 2000, vol. 88(3), pp. 333-382.
- [3] V.S. Verba, L.B. Neronskiy, I.G. Osipov, V.E. Turuk. *Space-borne Earth Surveillance Radar Systems*. – M.: Radiotekhnika, 2010. – 680 p.
- [4] Baran I., Stewart M. P., Kampes B. M., Perski Z. et al. A Modification to the Goldstein Radar Interferogram Filter. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2003, vol. 41, no. 9, pp. 2114-2118.
- [5] A. Monti Guarnieri, C. Cafforio, P. Guccione, et al. Multi-mode ENVISAT ASAR Interferometry: Techniques and Preliminary Results. *Proceedings of EUSAR Conference*. 2002.
- [6] Kobernichenko V.G., Sosnovsky A.V. [Particular qualities of digital elevation maps generation in Interferometric SAR technology]. *SPIIRAS PROCEEDINGS*, 2013, vol. 28, pp. 194–208. (In Russian).
- [7] Sosnovsky A.V., Kobernichenko V.G. [A technique for evaluation of InSAR processing stages efficiency]. *CriMiCo'2016 Proceedings*, 2016, vol. 11, pp. 2716-2722. (In Russian).
- [8] A.V. Sosnovsky, V.G. Kobernichenko. An InSAR phase unwrapping method with the phase discontinuity compensation. *Proceedings of the 2nd International Workshop on Radio Electronics & Information Technologies*. CEUR-WS, 2017, vol. 2005, pp. 127-136.

Experimental investigation of sounding signal modulation influence on radar image properties

Tarasenko A.M.

Joint-Stock Company «Radio Engineering Corporation «Vega»
Moscow, 121170, Russian Federation
asianna@list.ru

Abstract: The paper presents results of various signals response functions analysis and recommendations for their application in practice. Experiments have been carried out to compare test images obtained for various aggregate signals that can be used for the Earth remote sense. The possibility of generation probing signals with different types and modulation laws by one FPGA is confirmed.

Keywords: signal modulation, aggregate signal, chirp, m-sequence, response function, radar image, Earth surface monitoring.

Экспериментальное исследование влияния модуляции зондирующего сигнала на характеристики радиолокационного изображения

Тарасенко А.М.

АО «Концерн радиостроения «Вега»
Кутузовский проспект, 34, Москва, 121170, Россия
asianna@list.ru

Аннотация: В работе представлены результаты анализа параметров функций отклика РСА на одиночную точечную цель при модуляции зондирующего сигнала различными функциями, даны рекомендации по их применению на практике. Проведены эксперименты по сравнению тестовых изображений, полученных при использовании сложных зондирующих сигналов различного вида. Подтверждена возможность формирования зондирующих сигналов с различными видами и законами модуляции на базе одной ПЛИС.

Ключевые слова: модуляция сигнала, сложный сигнал, ЛЧМ, М-последовательность, функция отклика, радиолокационное изображение, дистанционное зондирование Земли.

1. Введение

В настоящее время во всём мире возрастает роль данных, получаемых средствами дистанционного зондирования Земли и, в частности, космическими радиолокаторами с синтезированной апертурой (РСА), в различных сферах человеческой деятельности. Бесспорными преимуществами являются всепогодность, оперативность, независимость от условий освещённости. Круг задач, решаемых с помощью РСА, непрерывно расширяется, что влечёт за собой предъявление всё более высоких требований, усложнение аппаратуры и систем обработки [1]. Одним из путей удовлетворения повышающихся требований является выбор сигнально-кодовой конструкции, который влияет на такие важные параметры, как пространственное разрешение, динамический диапазон и энергетические характеристики.

Поиском модулирующих функций как для радиолокаторов, так и для других радиотехнических средств занимаются многие ученые [2-4], при этом анализируются одномерные АКФ, функции неопределённости в координатах дальность-доплер, а также исследуется взаимная корреляция функций, модулирующих смежные импульсы. Однако кроме теоретических исследований и математического моделирования необходимо проводить и экспериментальные проверки с целью подтверждения возможности формирования предлагаемых сигналов, а также влияния выбора сигнала на качество выходной информации, в частности, на вид и характеристики изображения.

2. Критерии выбора зондирующего сигнала

Для оценки качества радиолокационного изображения, как правило, используется съёмка точечных целей и последующий анализ их откликов: ширины главного лепестка, уровней боковых лепестков. Также существуют методики оценки качества изображения по природным и техногенным объектам, но их результаты являются субъективными и зависят от случайных факторов.

Радиолокатор является линейной системой, поэтому для его описания целесообразно использовать стандартную характеристику, применяемую для описания качества линейных систем, – импульсную характеристику. Для РСА такой импульсной характеристикой является функция отклика (ФО) на одиночную точечную цель (ОТЦ). Она является результатом сжатия по дальности и азимуту радиолограммы, полученной при зондировании двумерным сигналом – серией импульсов,

модулированных, в общем случае, различными функциями. При сжатии промежуточной радиоголограммы по азимуту параметры двумерной функции отклика могут отличаться от аналогичных параметров одномерной, поэтому анализ ФО дает более полное представление о влиянии закона модуляции зондирующих импульсов на вид получаемого изображения. Особенно важно, что анализ ФО на ОТЦ может применяться на всех этапах разработки и жизненного цикла радиолокатора, а также широко применяется на практике, например, в проекте «Открытое небо»

Оценка качества изображения, а значит, и применимости зондирующего сигнала проводится по следующим параметрам двумерной функции отклика на ОТЦ:

- ширина главного максимума по уровню минус 3 дБ – определяет пространственное разрешение;
- относительный уровень максимального бокового лепестка – характеризует ограничение яркости ложных целей;
- интегральный уровень боковых лепестков – влияет на динамический диапазон изображения и радиометрическое разрешение;
- распределение боковых лепестков по площади изображения – влияет на распознаваемость изображения при наличии ложных откликов.

3. Результаты экспериментального исследования

Исследование влияния чередования модулирующих последовательностей на вид функции отклика на макете космического РСА «ЭЛСАР» подтвердило правильность построения математической модели, т.к. значения боковых лепестков и их распределение по изображению, полученные для аппаратной функции отклика, совпали с модельными (рис. 1). Также было подтверждено, что качество выходного изображения в большей степени определяется выбором сигнально-кодовой конструкции и качественной генерацией зондирующего сигнала, чем искажениями, вносимыми приемо-передающим трактом.

На технологическом комплекте радиолокатора «Кондор-Э» был проведен сравнительный эксперимент, при котором на приемный тракт подавались имитированные отраженные сигналы, соответствующие модели градационной миры для измерения радиометрической разрешающей способности при зондирующих сигналах модулированных М-последовательностями и ЛЧМ с одинаковыми базами. Динамический диапазон полученных изображений, ограниченный уровнями боковых лепестков составил 16 дБ и 18 дБ [5]. Основываясь на этом результате,

можно сделать вывод, что для решения задач оценки радиометрического фона сигналы с линейной частотной модуляцией являются предпочтительными, однако применение фазокодовой модуляции (ФКМ), в частности М-последовательностями, также возможно.

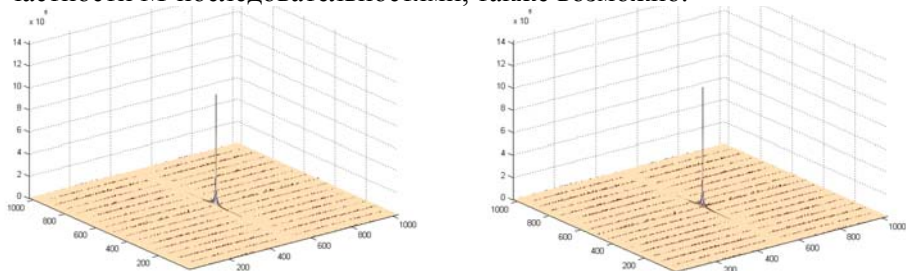


Рис. 1. Функция отклика (слева – модель, справа – эксперимент)
длина полинома 8

Fig. 1. Response function (model – on the left, experiment – on the right)

Каждый из вышеописанных РСА мог формировать зондирующий сигнал только с одним видом модуляции, поэтому для экспериментального исследования сигналов с модуляцией шумоподобными функциями, последовательностями Лежандра и другими применялся многофункциональный измерительно-испытательный комплекс [6]. При этом цифровая модель зондирующего сигнала загружалась в память приемопередатчика для последующего излучения на несущей частоте. Средствами многофункционального измерительно-испытательного комплекса был проведен сравнительный анализ функций отклика РСА для различных законов модуляции зондирующего сигнала. В частности, было показано, что применение сигналов, модулированных стохастическими функциями, обеспечивает низкий относительный уровень максимальных боковых лепестков функции отклика, близкий к уровню, достигаемому при ФКМ М-последовательностями. Для решения задач обнаружения шумоподобные сигналы имеют преимущество перед ЛЧМ благодаря равномерному распределению боковых лепестков по полю изображения. Кроме этого, стохастические модулирующие функции обеспечивают структурную скрытность сигнала.

4. Заключение

При выборе вида модуляции зондирующего сигнала РСА целесообразно анализировать двумерную функцию отклика. Результаты эксперимента показали возможность совмещения различных способов формирования зондирующего сигнала в РСА. Применение нескольких

видов сложных сигналов, в том числе с различными видами модуляции, в одном РСА позволит расширить круг решаемых им задач.

Список литературы

- [1] Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. Монография. М.: Радиотехника, 2014. 528 с.
- [2] Козлов В.А., Чистюхин В.В. Аналитическое решение для подавления уровня интегральных боковых лепестков АКФ псевдослучайных последовательностей в РСА // Изв. вузов. Электроника. – 2017. – Т. 22. – № 5. – С. 487–490. – DOI: 10.214151/1561-5405-2017-22-5-487-490
- [3] Lukin K.A. The Principles of Noise Radar Technology Proc. of NRTW-2002. – Yalta, 2002. – pp. 13 – 22.
- [4] Татарский Б. Г., Майстренко Е. В. Функция неопределенности сигнала с комбинированной частотной модуляцией // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2013. – №12.
- [5] Тарасенко А.М. Сравнительный анализ сквозных характеристик космического РСА с зондирующими сигналами, модулированными М последовательностью и ЛЧМ // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», – Севастополь: СевГУ, КрыМиКо'2013. – С. 1161-1162.
- [6] Дьяченко М.А., Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Чарыков И.В., Чикачёв В.С. Основные принципы построения и использования мобильного измерительно-испытательного комплекса для наземной отработки авиационных радиотехнических систем // Материалы XI Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь». – Москва. 2017

References

- [1] Verba V.S. *Aircraft radar patrol and guidance. Principles, problems of development and peculiarities of functioning*. Monograph. M.: Radiotekhnika, 2014. 528 s (in Russian).
- [2] Kozlov V.A., Chistyuhin V.V. *An Analytic Solution to Suppress Level of ACF Integral Sidelobes of Pseudo-Random Sequences in SAR. Proc. of Universities. Electronics*. 2017, vol. 22, no 5, pp. 487 - 490. – DOI: 10.214151/1561-5405-2017-22-5-487-490 (In Russian)
- [3] Lukin K.A. The Principles of Noise Radar Technology Proc. of NRTW-2002. Yalta, 2002. pp. 13 - 22.
- [4] Tatarsky B.G., Maystrenko E.V. *Uncertainty function of signal with combined frequency modulation*. Information-measuring and Control Systems, 2012, no. 10, pp. 12 - 19.
- [5] Tarasenko A.M. Spaceborne SAR through characteristic comparative analysis for chirp and M-sequence modulated sounding signals *Proc. of 24th Conference "Microwave & Telecommunication Technology" CriMiCo'2013*, pp.1161 - 1162. (in Russian)
- [6] D'yachenko M.A., Lepelina T.A., Nikolaev V.I., Charykov I.V., Chikachyov V.S. [Basic design and use principles of mobile measurement and testing complex for aviation radio systems ground testing] *Materialy XI Vseros. Konf. «Radiolokaciya i radiosvyaz»*. Moscow, 2017, pp.331 - 335. (In Russian).

On the possibility of using UAVs group for soil moisture mapping in the precision farming system

¹Victor A. Plushchev, ¹Igor A. Sidorov, ¹Anton P. Soldatenko,

¹Alexey D. Reshchikov, ¹Dmitry A. Gorbachev

¹JSC Radio Engineering Corporation "VEGA"

34, Kutuzov ave., Moscow, 121170, Russian Federation

xtbg@mail.ru

Abstract: Today special drones are more and more often used as technology for intensification of agricultural production and for remote sensing of subjacent surface. One of the most perspective technologies in agricultural production is the system of precision farming. The most important information in the system of precision farming is the information about the temperature of the soil, soil moisture on various depths and biochemical characteristics. The most perspective sensors of both temperature and moisture in soil layer are microwave radiometers. But one agricultural drone with a mounted microwave radiometer doesn't allow to produce required maps of significant areas of agricultural grounds at required resolution. The aim of this report is to show the possibility of solving the designated task by using a group of UAVs.

Keywords: microwave radiometry, UAV, drone, temperature and soil moisture maps, resolution.

О возможности использования группы БПЛА для получения карт влажности почвогрунтов в системе точного земледелия

¹Плющев В.А., ¹Сидоров И.А., ¹Солдатенко А.П., ¹Решиков А.Д.,

¹Горбачев Д.А.

¹АО «Концерн «Вега»

Кутузовский проспект, 34, г. Москва, 121170, Российская Федерация

xtbg@mail.ru

Аннотация: В настоящее время все чаще используются специализированные дроны в технологиях интенсификации сельскохозяйственного производства, а также для дистанционного зондирования подстилающей поверхности земли. Наиболее перспективной технологией сельскохозяйственного производства считается система точного земледелия. Наиболее важной информацией в системе точного земледелия считается информация о температуре почвы, ее влагосо-

держании на различной глубине и биохимические показатели. Наиболее перспективными датчиками как температуры в слое почвы, так и влажности в слое почвы, являются СВЧ-радиометрические приемники. Использование одного сельскохозяйственного дрона с установленным СВЧ радиометром не позволяет за короткий срок с нужным разрешением получить требуемые карты значительных площадей сельскохозяйственных угодий. Цель настоящего доклада – показать возможность решения обозначенной задачи с помощью применения группы беспилотных летательных аппаратов (БПЛА).

Ключевые слова: СВЧ-радиометрия, БПЛА, дрон, карты температуры и влажности, разрешение.

1. Введение

В настоящее время в связи с развитием системы точного земледелия особенно актуальна задача получения геопривязанных карт температуры и влажности поверхностного слоя почвы значительных площадей сельскохозяйственных угодий за короткий срок с нужным разрешением. Существующие в настоящее время инвазивные методы измерения влажности [1] трудоёмки при построении геопривязанных карт влажности почвы. Построение тепловых карт менее трудоёмко, но всё равно занимает значительное время на сбор и обработку данных.[2].

Целью статьи является демонстрация возможности решить задачу построения карт влажности и температуры поверхностного слоя со значительно меньшими трудозатратами и за меньшие сроки.

Известны СВЧ радиометрические системы самолётного базирования [3], которые позволяют получить карты влажности поверхностного слоя почвы с разрешением сопоставимым с высотой полёта носителя. Так при высоте полёта $H = 50$ метров можно считать элемент разрешения L порядка 50 на 50 метров. Схематично данная оценка показана на рисунке 1 слева.

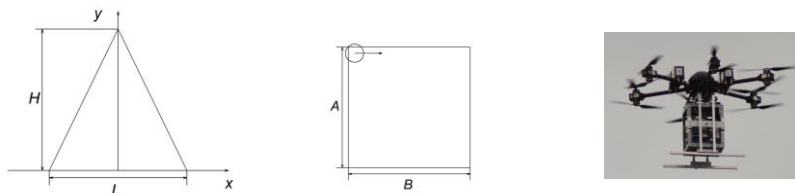


Рис. 1. Рисунок, поясняющий размер элемента разрешения СВЧ радиометра, схема обзора поля размерами $A \times B$ с помощью БПЛА с радиометрическим приёмником и СВЧ радиометр на БПЛА.

Fig. 1. Microwave radiometer location, overview layout field measurement $A \times B$ for UAV with microwave radiometer and microwave radiometer on UAV.

В данном случае, для увеличения разрешения необходимо снижать высоту полета. Причём минимальная высота будет определяться дальней зоной антенны. Существует формула (1), определяющая границу дальней зоны антенны [4]:

$$R \geq \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \quad (1)$$

где R – расстояние от фазного центра антенны до границы дальней зоны, D – линейный размер апертуры антенны в плоскости поляризации излучения, λ – длина волны излучения. При размере апертуры антенны 0.5 м и длине волны 21 см, минимально возможная высота наблюдения составит 2.37 м. На таких высотах представляется целесообразным использовать беспилотные летательные аппараты (далее БПЛА).

2. Использование одного БПЛА с радиометрическим приёмником

Для оценки временных затрат и количества радиометрических приёмников в качестве примера рассматривается поле, представленное на рисунке 1 в центре размером A 1000 м на B 1000 м.

На рисунке 1 справа представлен радиометрический приёмник, размещённый на БПЛА.

Для составления карты температуры и влажности поверхностного слоя почвы сканирование будет проводиться вдоль прямых линий с коэффициентом перекрытия лучей диаграммы направленности антенны k_n . Тогда реальный размер элемента разрешения L_k с учётом коэффициента перекрытия будет определяться из формулы (2):

$$L_k = L \cdot (1 - k_n) \quad (2)$$

Количество элементов разрешения на одну сторону поля N_A будет определяться из формулы (3):

$$N_A = \frac{A}{L_k} \quad (3)$$

При проведении измерений одного элемента разрешения необходимо находится над ним в течение времени t_1 . С учётом коэффициента перекрытия и времени измерений одного элемента проведём оценку скорости движения БПЛА $V_{\text{БПЛА}}$ по формуле (4):

$$V_{\text{БПЛА}} = \frac{L \cdot k_n}{t_1} \quad (4)$$

Тогда время, необходимое на измерение одной стороны t_A и всего поля $t_{\text{поле}}$, будет определяться из формул (5) и (6) соответственно:

$$t_A = \frac{A}{V_{\text{БПЛА}}} \quad (5)$$

$$t_{\text{поле}} = N_A \cdot t_A \quad (6)$$

При высоте полёта H равным 3 м, коэффициенте перекрытия $k_n = 0.2$, времени на измерение одного элемента разрешения $t_1 = 1$ с, используя формулы (2) – (6), время измерения всего поля $t_{\text{поле}}$ составляет почти 193 часа.

3. Использование группы БПЛА с радиометрическими приёмниками

Для сокращения времени измерений всего поля необходимо использовать группу радиометрических приёмников. В качестве единицы времени берётся один рабочий день t_p равный 8 часам. Тогда для выполнения сканирования всего поля необходимо $N_{\text{БПЛА}}$, определяемых из формулы (7):

$$N_{\text{БПЛА}} = \frac{t_{\text{поле}}}{t_p} \quad (7)$$

Подставляя значения из предыдущего пункта и округляя до первого большего целого, получается 25 радиометрических приёмников.

Теперь возникает вопрос о том, как эффективней использовать группу БПЛА с радиометрическими приёмниками, чтобы уменьшить время на перестроения во время измерений. Для этого предлагается рассмотреть рисунок 2 слева, на котором схематично представлен первый вариант построения четырёх БПЛА с СВЧ радиометрами и их перемещение в пространстве. Выбрана схема перемещения БПЛА, при которой не возникает пересечений маршрутов при перестроениях. Все рассмотренные далее схемы содержат чётное количество БПЛА с СВЧ радиометрами.

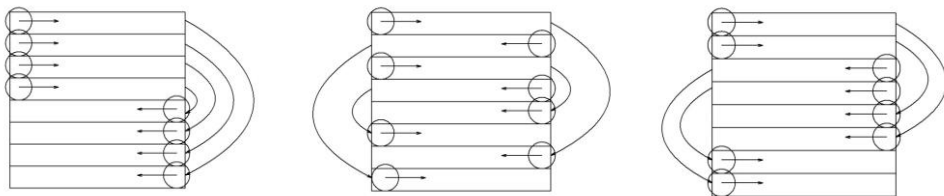


Рис. 2. Первый, второй и третий соответственно варианты обзора поля с помощью группы БПЛА с радиометрическими приёмниками.

Fig. 2. First, second and third respectively methods overview layout field for group of UAV with microwave radiometers

На этом рисунке схематично кружочками обозначены элементы разрешения, получаемые одним СВЧ радиометром. При таком подходе самый верхний БПЛА, после прохождения всей стороны, должен вылететь в конце, пролететь условно говоря 6 сторон измерения и занять свою 8 строчку. Такой вариант не является эффективным с точки зрения минимизации времени перестроения.

На рисунке 2 в центре приведён второй вариант перестроения БПЛА. В данном примере самый верхний БПЛА, после прохождения всей стороны, должен вылететь в конце, пролететь 5 сторон измерения и занять 7 строчку. Данный вариант даёт выигрыш по времени за счёт уменьшения на одну строку при перемещениях, по сравнению с первым вариантом на рисунке 2, но при этом усложняется схема ранжирования.

На рисунке 2 справа представлен комбинированный третий вариант, учитывающий достоинства двух выше приведённых перестроений. Здесь выигрыш по времени достигается уменьшением на 2 строки при перестроении по сравнению с первым вариантом.

Проанализировав вышеуказанные данные, можно составить формулы (8), (9) и (10) выигрышей S_1 , S_2 и S_3 соответственно для каждого варианта построения:

$$S_1 = N_{\text{БПЛА}} - 2 \quad (8)$$

$$S_2 = N_{\text{БПЛА}} - 3 \quad (9)$$

$$S_3 = (N_{\text{БПЛА}} - 1) + \left(\frac{N_{\text{БПЛА}}}{2} - 1 \right) \quad (10)$$

Если в качестве примера рассмотреть 26 БПЛА с радиометрическими приёмниками, то выигрыши для трёх вариантов составят 50, 49 и 37 строк соответственно. Эти цифры показывают об эффективности третьего комбинированного варианта построения БПЛА с радиометрическими приёмниками.

4. Схемы размещения радиометрических приёмников на БПЛА

Для реализации третьего комбинированного варианта построения можно, например, использовать схемы размещения БПЛА и СВЧ радиометров, показанные на рисунке 3. Данные рисунки не отражают реальных габаритов радиометров, БПЛА и размеров элементов разрешения, но позволяют оценить варианты компоновки.

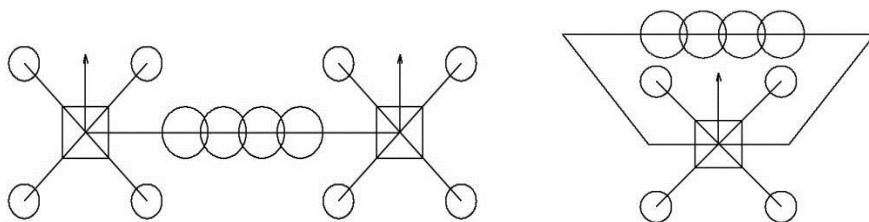


Рис. 3. Схемы размещения радиометрических приёмников на БПЛА.

Fig. 3. First mounting scheme of microwave radiometers on UAV

На рисунке 3 слева показана первая схема размещения, где между двумя БПЛА закреплены четыре радиометра. При управлении данным вариантом компоновки необходимо соблюдать осторожность при управлении, так как высока вероятность столкновения самих БПЛА при встречном движении, но при этом сохраняется возможность использование БПЛА средней грузоподъёмности.

На рисунке 3 справа представлен вариант на одном БПЛА с закрепленными четырьмя радиометрами. Данный вариант позволяет снизить вероятность соприкосновения БПЛА, летящих на встречных курсах, но повышает почти в 2 раза требования по грузоподъёмности по сравнению с первой схемой размещения.

5. Заключение

В заключение можно сделать следующие выводы:

1 Для повышения разрешающей способности тематических карт с помощью СВЧ радиометров необходимо снижать высоту измерений, но при этом находиться в пределах дальней зоны ДНА.

2 При полётах на сверхмалых высотах целесообразно использовать БПЛА.

3 Для сокращения времени обзора значительных сельскохозяйственных угодий необходимо использовать группу СВЧ радиометров на БПЛА.

4 Комбинированный вариант перемещений группы БПЛА позволяет проводить измерения с наименьшим временем на перестроение.

5 При использовании нескольких радиометров на одном БПЛА общее количество БПЛА может быть сокращено.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам НИР «Земледелие-Вега», проведенного по заказу ООО «ГИНУС» в рамках НИР «Земледелие» на основании Государственного контракта № 15411.214999.11.011 от 31 августа 2015 г. Минпромторга РФ.

Список литературы

- [1] <http://asprus.ru/blog/metody-izmereniya-vlazhnosti-pochvy/>.
- [2] http://eti.su/articles/izmeritelnaya-tehnika/izmeritelnaya-tehnika_1510.html.
- [3] СВЧ-радиометрия земной и водной поверхностей: от теории к практике. В.С. Верба, Ю.В. Гуляев, А.М. Шутко, В.Ф. Крапивин и др.. София, 2014.
- [4] Элементы общей теории антенн. Часть 1. Методическое пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ для студентов специальности «Радиотехника» в 3-х частях. О.А. Юрцев. Минск, 1997.

References

- [1] <http://asprus.ru/blog/metody-izmereniya-vlazhnosti-pochvy/>.
- [2] http://eti.su/articles/izmeritelnaya-tehnika/izmeritelnaya-tehnika_1510.html.
- [3] Microwave radiometry of soil and water surfaces: from theory to practice. V.S. Verba, U.V. Gulyaev, A.M. Shutko, V.F. Krapivin and other. Sofia, 2014.
- [4] Elements of common antenna theory. Part 1. O.A. Orcev. Minsk, 1997.

Acknowledgements

This article based on the results of Scientific Research Work «Agriculture-Vega», made with JSC «GINUS» according to Scientific Research Work «Agriculture» based on State contract № 15411.214999.11.011 from August 31, 2015. with Ministry of Industry and Trade RF.

Исследование возможности идентификации космических аппаратов дистанционного зондирования Земли по неконтролируемому излучению гетеродинов приёмного тракта и задающих генераторов БРТК

¹Поляков А.Л., ²Поляков Д.А.,

¹ Севастопольский государственный университет,
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, РФ
AL_Polykov@inbox.ru

²Войсковая часть 17204, ул.Городок, Коломна-1, Московская обл., 140401, РФ
dima-polyakov@inbox.ru

Аннотация — исследование сигналов неконтролируемых излучений (НКИ) гетеродинов и задающих генераторов бортовых радиотехнических комплексов (БРТК) космических аппаратов (КА) позволит совершенствовать математические модели идентифицирующих процессов, что в конечном итоге даст возможность проводить идентификацию КА по НКИ.

Ключевые слова: неконтролируемые излучения, идентифицирующие процессы, идентификация, нестабильность частоты, время корреляции, флуктуации частоты.

1. Введение

Проведение идентификации КА по НКИ гетеродинов приемного тракта и задающих генераторов подразумевает измерение характера изменения параметров колебаний и выделение признаков, отличающих колебания одного генератора от другого. Поскольку НКИ гетеродинов является гармоническими колебаниями, то параметрами данных сигналов является амплитуда, частота и начальная фаза. Использование для целей идентификации амплитуды сигнала и начальной фазы не представляется возможным, т.к. на данные параметры сильно влияет среда распространения. Наиболее информативной для целей идентификации является частота колебания, а точнее, характер изменения частоты во времени. Такое изменение связано с нестабильностью частоты бортовых задающих генераторов (ЗГ). Характер изменения частоты зависит от поэкземплярных особенностей каждого бортового генератора [1], что и является основой идентификации. При этом следует отметить, что процесс

идентификации условно можно разделить на два этапа: первый этап связан с решением задачи обоснования моделей и алгоритмов обработки (оценивания), а также второй этап, предполагающий классификацию результатов обработки (оценивания).

2. Исследование характеристик нестабильности кварцевых генераторов

Характер изменения частоты зависит от поэкземплярных особенностей каждого бортового генератора [1], что и является основой идентификации. Типичные характеристики нестабильности частоты кварцевых генераторов приведены на рисунке 1.

На нем представлены графики нестабильности частоты четырех бортовых задающих кварцевых генераторов одного типа, полученные в лабораторных условиях. Анализ представленных зависимостей позволяет сделать вывод о поэкземплярных особенностях в характере изменений частоты [1].

Нестабильность частот ЗГ бортовой радиотехнической системы может быть оценена спектральной плотностью мощности процесса этой нестабильности. Однако непосредственными измерениями сложно оценить эту спектральную плотность.

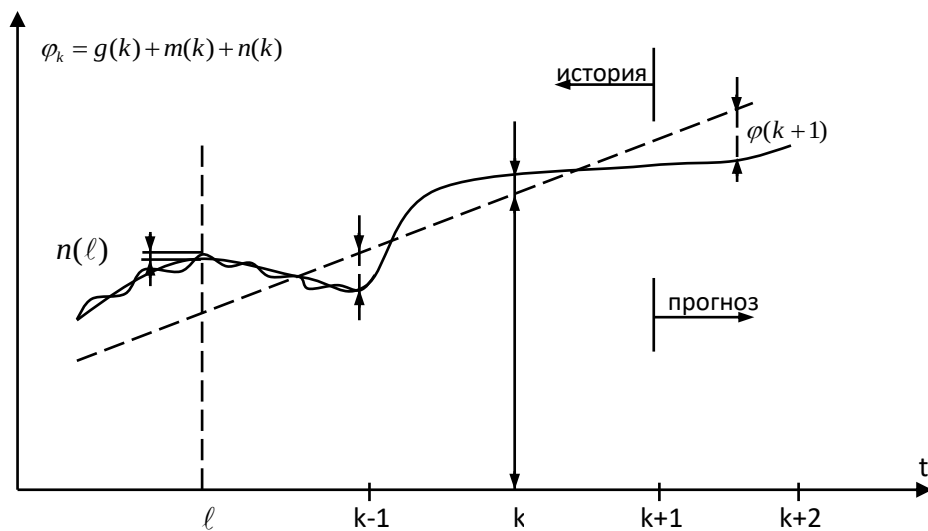
Для упрощения расчетов нестабильность представляем в виде трёх компонент (рис. 2).

Первая, медленно меняющаяся компонента $g(t)$ которая определяет не стационарность процесса и которую можно трактовать, как детерминированную компоненту (по крайней мере на данной выборке). Эта компонента определяется полиномом [2].

$$g(t) = c_0 + c_1 t + c_2 t^2 + \dots$$

Второй компонентой $m(k)$ можно считать медленно меняющиеся функции $\varphi(k)$ относительно компоненты $g(k)$. Эту компоненту можно считать случайным, локальным стационарным процессом с большим временем корреляции. При $g(t) = g_0 = \text{const}$ также является объектом прогнозирования. Третья компонента $n(k)$ – быстрые флуктуации частоты, стационарные по всей выборке, но с малым временем корреляции. Таким образом, процесс нестабильности, характеризуется уходом фазы $\varphi(t)$ и имеет вид[3].

$$\varphi(t) = g(t) + m(t) + n(t)$$



3. Обоснование моделей процесса неустойчивости задающих генераторов бортовой аппаратуры КА для параметрической идентификации НКИ.

Можно выделить два направления создания математической модели. Первое направление основано на теоретическом рассмотрении элементов схемы опорного генератора, обеспечивающих получение гармонического колебания. Такая модель должна учитывать вклад отдельных элементов схемы в неустойчивость, описывать шумовые параметры и параметры старения, изменения их под действием внешних условий. Эта модель весьма громоздка, так как число факторов и элементов, приводящих к неустойчивости, обычно велико. Второе направление основано на исследовании процесса неустойчивости частоты экспериментальным путем. В этом случае рассматривают генератор как “черный ящик” без детального анализа его внутренней структуры. Исследуемые математические модели неустойчивости были основаны на этом подходе [4].

Задача обоснования модели решается методом последовательного усложнения модели. Выбирается простейшая модель и анализируется качество аппроксимации реального процесса. Если аппроксимация неудачна, то для описания процесса используется более сложная модель и т.д. Для оценивания параметров модели или вектора состояния могут быть применены метод наименьших квадратов (МНК) или динамической фильтрации. МНК широко известен, применение его на конечных выборках при детерминированном сигнале априори неизвестных характеристиках помех, как правило, оправдывается. Использование этого метода, однако, имеет свои особенности. Они заключаются в следующем. Допустим, что для выделения $m(t)$ использованы результаты измерений на интервале времени от единицы до kt . Если $m(t)$ является нестационарной функцией, то желательно строить рекуррентную процедуру обработки при поступлении новых данных. Такая процедура приводит к форме фильтра, подобного фильтру Калмана, однако в случае не стационарности $m(t)$ она требует большого времени обработки и большого объема измерений. Другое направление заключается в разбиении имеющейся выборки на небольшие участки, например по 4-5 точек, и сдвиге этих точек от нулевого отсчета к n -му отсчету (скользящее наблюдение). Получившиеся при этом частные оценки в дальнейшем составляют ряд, по которому рассчитываются прогнозируемые оценки параметров процесса $m(t)$. При большом значении “скользящего окна” значения $m(t)$ выступают в роли

помех. Напротив, при малой длине “окна” они могут сильно влиять на значения оценок параметров $m(t)$. При этом существует определенная мера выбора “скользящего окна” в зависимости от характеристики составляющей $m(t)$. Оценивание по МНК при гауссовом априорном распределении оцениваемых параметров эквивалентно оцениванию по методу максимума правдоподобия (ММП) [5].

4. Заключение

Исследование сигналов НКИ излучений и анализ существующих математических моделей обработки информации позволяет сделать вывод о возможности разработки более совершенных по критерию быстродействия новых методов идентификации КА. Более доступными для задач идентификации КА по НКИ являются временные характеристики нестабильности частоты, поскольку для их измерения в большинстве случаев можно использовать штатные РТС наземного автоматизированного комплекса управления КА. Спектральное определение характеристик нестабильности НКИ при идентификации КА является более сложной задачей, потому что не может быть реализовано с использованием штатных РТС КА, а требует дополнительно разработки специальных коррелометров. С точки зрения универсальности метода идентификации КА по НКИ в наземных РТС целесообразно предусмотреть и временную и спектральную оценку составляющих процесса нестабильности частоты ЗГ бортовой аппаратуры КА.

Список литературы

- [1] Окунев Ю. Б. Теория фазоразностной модуляции/ М.: Связь 1979г. – 216с.
- [2] Козелков С. В. Применение планетарного радиолокатора для задач навигации космических аппаратов/ Системы обработки информации : Сб. научн. тр. Вып. 1(5) – Харьков, 1999г. —205с.
- [3] Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости — М.: Госэнергоиздат, 1956г. — 154с.
- [4] Иванов М. А. О динамическом диапазоне многокаскадного соединения радиоэлектронных устройств // Радиотехника, вып. 55. – Харьков.: Высшая школа 1980, с. 24-29
- [5] The operational use two-way satellite time and frequency transfer employing PN codes.// JТУ Radiocommunication Study Grups. Document 7/BL/28 – E, 1997. – P.1 – 19.

The analysis of additions to deformations calculated by the model “Atmosphere” surface of the earth VLBI-station “Simeiz”

Volvach A.E., Kurbasova G.S.

Radio Astronomy and Geodynamics Department, Crimean Astrophysical Observatory
RAS, Yalta, Crimea
volvach@bk.ru

Abstract: In this paper, we discuss the results of an analysis of the data on the variations of the additions to deformations of the Earth's surface at the point Katsiveli, calculated from the Atmosphere model of the DFG project (Deutsche Forschungsgemeinschaft). An essential fluctuation with a period of 1 year in the eastern and vertical components of the vector of additions to deformations of the Earth's surface at the point Katsiveli was discovered. The parameters of the sinusoidal model of this oscillation are calculated.

Keywords: geodynamic, VLBI, laser station.

Анализ вычисленных по модели «Атмосфера» дополнений к деформациям поверхности земли РСДБ-станции «Симеиз»

Вольвач А.Е., Курбасова Г.С.

Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «Крымская Астрофизическая
Обсерватория РАН», Ялта, Крым
volvach@bk.ru

Аннотация. Обсуждаются результаты анализа данных о вариациях дополнений к деформациям поверхности Земли в пункте Кацивели, вычисленных по модели «Атмосфера» проекта DFG (Deutsche Forschungs Gemeinschaft). Обнаружено существенное колебание с периодом 1 год в восточной и вертикальной составляющих вектора дополнений к деформациям поверхности Земли в пункте Кацивели. Вычислены параметры синусоидальной модели этого колебания.

Ключевые слова: геодинамика, РСДБ, лазерный дальномер

1. Введение

В настоящее время принята Международная земная система координат (International Terrestrial Reference System — ITRS) и её практическая реализация — Международная земная референцная система (International Terrestrial Reference Frame — ITRF) [13]. Наиболее точную реализацию этой системы предоставляет Международная служба вращения Земли (International Earth Rotation and Reference Systems Service — IERS). Параметры этой системы вычисляются как комбинация многих глобальных и региональных решений, полученных с помощью различных методов космической геодезии: радио интерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ, Very Long Baseline Interferometry — VLBI), лунных и спутниковых лазерных измерений (ЛЛЛ и ЛЛС, Lunar and Satellite Laser Ranging — LLR and SLR), Глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС, Global Navigation Satellite System — GNSS) и навигационной системы доплеровской орбитографии и спутниковой радиолокации (Дорис, Doppler Orbitography Radio-positioning Integrated by Satellite — DORIS).

Если из мгновенных координат пункта, жестко связанного с корой Земли, вычесть зависящие от времени приливные поправки, то результирующие координаты будут отнесены к "средней" коре; оставшиеся приливные поправки называются "средним приливом" ("mean tide"). "Средняя" кора соответствует реальным средним положениям пунктов на поверхности Земли. В резолюции 16 Генеральной Ассоциации Геодезии (1983) записано, что "признавая необходимость единого подхода к учету приливных поправок к различным геодезическим величинам, таким как сила тяжести и координаты станций" рекомендуется "не удалять не прямой эффект, вызываемый постоянной деформацией Земли", т.е. постоянная часть возмущающего потенциала должна оставаться в геопотенциале [12].

Для определения положения пункта в системе ITRF из его мгновенного радиус-вектора вычитается вектор полной приливной деформации, причем постоянное Δr_f смещение вычисляется с использованием принятых чисел Лява. Добавление вектора Δr_c постоянного смещения определяет координаты пункта в системе, связанной со "средней" корой. Если из полученного радиус-вектора вычесть вектор Δr_s постоянного смещения, вычисленный для вековых чисел Лява h^s, l^s , то получим вектор пункта наблюдения в системе, "свободной от приливов".

Транспортировка масс в глобальных геофизических жидких оболочках Земли (атмосфера, океаны, гидрология, приливы, мантия, ядро) влияет на изменения параметров вращения Земли, вызывает изменения гравитационного поля и смещения геоцентра. В настоящее время благодаря высокоточным наблюдениям появилась возможность отслеживать и учитывать эти изменения.

Решению проблемы влияния атмосферы и океана на параметры вращения Земли посвящаются публикации Вондрака И. и Рона К. [3, 4, 10, 11].

2. Международный проект DFG

РСДБ-станция «Симеиз» в Кацевели активно участвует в Международных проектах по поддержке пространственно-временных справочных систем для мониторинга глобальных изменений и для точной навигации в космосе [8,9]. Один из таких проектов разработан в отделе исследований DFG (Deutsche Forschungsgemeinschaft). Целью этого проекта является предоставление квазиинерциальной системы отсчета, реализованной согласованным положением квазара и земной системы отсчета на основе общего набора параметров и, в частности, на однородных геофизических моделях: «Океан», «Атмосфера», «Гидрология» [5,6].

В 2015 году в центре внимания комбинационного центра (CC — Combination Centre) в DGFI-TUM (Deutsches Geodätisches Forschungsinstitut) была реализация ITRS в виде DTRF2014. Для вычисления DTRF2014 были использованы временные ряды данных четырех космических геодезических методов GNSS, VLBI, SLR и DORIS. Эта реализация основана тех же входных данных, что и другие реализации, а именно ITRF2014 и JTRF2014.

Нами использовались данные службы IERS (International Earth Rotation and Reference Systems Service: Geophysical fluids data) [13]. Исходные данные представлены в виде трёх временных рядов отклонений dUp (вертикальные), dN (северные), dE (восточные) с интервалами между отсчётами 0.25 суток. На рис. 2 приведены графики анализируемых данных.

В табл.1 содержится информация о статистических характеристиках данных dUp , dN , dE после удаления шума ($dUp0$, $dN0$, $dE0$). Характеристики белого шума ненормированного ($dUpS1$, $dNS1$, $dES1$) и нормированного ($dUpS2$, $dNS2$, $dES2$) содержатся в соответствующих строках.

Таблица 1. Статистические характеристики данных о величинах dUp, dN, dE по РСДБ-наблюдениям (станция «Симеиз», модель «Атмосфера»).

Table 1. The Statistical features given about values dUp, dN, dE on VLBI-observations (the station "Simeiz", model "Atmosphere").

Наименования данных	$\bar{x}$	M_e	M_0	$X_{\max}$	$X_{\min}$	R	σ
dUp0	-0.01091	0.3315	1.092	11.53	-15.69	27.22	3.768
dUpS1	0	-0.00042	-0.02397	2.253	-3.183	5.436	0.1355
dUpS2	0	-0.00040	-0.01803	0.9014	-0.9014	1.803	0.07525
dN0	$-1.4 \cdot 10^{-10}$	-0.02044	-0.1434	4.755	-4.151	8.906	1.197
dNS1	0	$3.82 \cdot 10^{-5}$	-0.0069	0.3515	-0.3512	0.7027	0.06151
dNS2	0	$6.8 \cdot 10^{-5}$	-0.00476	0.241	-0.261	0.502	0.05652
dE0	$-4.4 \cdot 10^{-10}$	0.3476	0.1357	2.312	-2.911	5.223	0.7535
dES1	0	0.00033	0.00015	0.350	-0.264	0.614	0.06315
dES2	0	0.00033	0.00524	0.2669	-0.2268	0.4937	0.05924

Столбцы таблицы содержат последовательно: наименования данных, $\bar{x}$ — среднее, M_e — медиана, M_0 — мода, $X_{\max}$ — максимальное отклонение, $X_{\min}$ — минимальное отклонение, R — ранг, σ — стандартное отклонение. Данные в табл.1 демонстрируют существенное превышение полезного сигнала над уровнем белого шума. Более того, проведенное нами тестирование с помощью статистического теста 'runstest' (MATLAB, Statistics Toolbox) показало, что с вероятностью 95% порядок следования данных в трёх сериях не случайный.

Для трёх серий данных нами вычислены линейные тренды исходя из глобальной модели вида

$$T(x) = p_1 \cdot x + p_2, \quad (1)$$

где p_1 и p_2 — коэффициенты полинома первой степени, время $x = x_i - x_0$, x_0 — начальная дата серии данных.

Сопоставляя величины коэффициентов линейных трендов (1) с характеристиками шума для каждой серии данных (см. таб.1), приходим к выводу о незначимости линейных трендов и дальнейший анализ посвящается выявлению периодических колебаний.

Соотношение между масштабом и частотой может быть дано только в широком смысле, поэтому лучше говорить о псевдо-частоте и псевдо-периоде. Причём, соотношения между центральной частотой вейвлета ω_0 , псевдо-частотой ω_a и масштабным коэффициентом a имеют вид [2, 7]

$$\omega_a = \omega_0 / a \cdot \Delta,$$

где Δ — период дискретизации анализируемого сигнала.

В этом случае временной переменной в обратном преобразовании Фурье является параметр сдвига **b** в вейвлет-преобразовании.

Необходимыми свойствами для сопоставления масштаба и частоты (периода) обладают оба неаналитические и аналитические вейвлеты Морле. Используемый в нашем анализе аналитический вейвлет Морле ('morl'), определяется в области Фурье [2]:

$$\psi(s\omega) = \pi^{-1/4} e^{(s\omega - a_b)^2/2} U(s\omega),$$

где ω — частота, $U(s\omega)$ — функция Хевисайда.

Нами выбрана глобальная модель приближения периодических колебаний, которая соответствует периодическим функциям и задается формулой

$$y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(b_i x + c_i), \quad (2)$$

где **a** — амплитуда, **b** — частота, **c** — фазовая постоянная для каждого синусоидального члена, **n** — количество членов ряда. Это уравнение тесно связано с рядом Фурье. Основное различие состоит в том, что сумма синусоидального уравнения включает в себя фазовую постоянную и не включает в себя постоянный член [1].

Результаты вычислений параметров трёх моделей (2) приведены в табл.2 и 3. В табл. 2 приведены параметры синусоидальных колебаний по модели (2) в данных dUp0 (рис.3а) с 95% доверительными границами. С большой достоверностью простая модель (n=1) описывает колебание с периодом 365.3 сут. и амплитудой равной 3.368 мм.

Таблица 2. Коэффициенты моделей деформаций dUp0 с 95% доверительными границами.

Table 2. Coefficients of deformation models dUp0 with 95% confidence limits

Модель	a, (мм)	P=2*π/b, сут.	C, рад.
'sin1'	a1 = 3.368 (3.331, 3.404)	P1 = 365.30 (365.30, 65.09)	c1 = -1.432 (-1.453, -1.41)
'sin2'	a1 = 0.197 (0.1023, 0.2917) a2 = 3.331 (3.236, 3.426)	P1=370.47 (373.33, 367.88) P2 = 365.09 (365.30, 365.09)	c1=1.362 (0.2736, 2.451) c2 = 4.792 (4.727, 4.857)
'sin3'	a1 = 0.2443(0.07782, 0.4108) a2 = 3.283 (3.116, 3.45) a3 = -0.2372(-0.2734, -0.201)	P1 = 365.6 (372.45, 366.79) P2 = 365.09 (365.30, 364.88) P3 = 510.83 (512.49, 509.17)	c1 = 0.92 (-0.2813, 2.121) c2 = 4.763 (4.673, 4.852) c3 = 2.959 (2.654, 3.263)

Таблица 3. Коэффициенты моделей деформаций dE0 с 95% доверительными границами.

Table 2. Coefficients of deformation models dE0 with 95% confidence limits

Модель	a, (мм)	P=2*π/b, сут.	C, рад.
'sin1'	a1= 0.506 (0.498, 0.514)	P1 = 364.66 (364.66, 364.66)	c1 = -1.657 (-1.689, -1.625)
'sin2'	a1 = 0.5086 (0.1023, 0.2917) a2 = 0.03192 (0.02298, 0.04086)	P1= 364.88 (364.88, 364.66) P2= 353.38 (355.38, 351.41)	c1= -1.61(-1.657, -1.577) c2 = 1.87 (1.231, 2.51)
'sin3'	a1 = 0.5111 (0.5026, 0.5195) a2 = 0.03037 (0.02198, 0.03876) a3 = 0.1748 (0.1667, 0.1828)	P1 = 364.66 (364.88, 364.66) P2=352.59 (354.38, 350.62) P3= 182.7 (182.8, 182.6)	c1= -1.624 (-1.66, -1.588) c2 = 1.688 (1.075, 2.302) c3 = 0.996 (0.9035, 1.088)

Дальнейшее усложнение модели ($n=2, 3$) вносит не существенные, в пределах точности исходных данных, поправки за счёт выявления дополнительных колебаний (см. таб.3). В табл. 2 приведены параметры синусоидальных колебаний по модели (2) в данных dE0 (рис.3б) с 95% доверительными границами.

4.Выводы

В условиях все возрастающих возможностей для наблюдений, а также учитывая социальные и научные цели, необходима поддержка пространственно-временных справочных систем для мониторинга глобальных изменений и для точной навигации в космосе, которые должны соответствовать требуемому уровню точности, гарантирующему прочную основу для измерения эффектов глобальных изменений и для высокоточной навигации вблизи Земли и в глубоком космосе. Вклад различных научных организаций, исследующих проблемы в геодезических, астрономических и космических науках, позволяет организовать комплексную междисциплинарную поддержку справочных систем. Этот скоординированный подход позволяет добиться более глубокого понимания Земли как целостной системы.

Квази-инерциальная система отсчёта DTRS, реализованная в отделе исследований DFG (Deutsche Forschungsgemeinschaft), включает поправки к деформациям Земли, вычисленные с помощью однородных геофизических моделей: «Океан», «Атмосфера», «Гидрология». Анализ трёх временных рядов поправок к деформациям Земли станции РСДБ «Симеиз», вычисленных по модели «Атмосфера» за период 1980 — 2014 годы, обнаружил существенное колебание с периодом 1 год в восточной и вертикальной составляющих (см. рис.3а, 3б). Параметры этого колебания для каждой составляющей поправок устойчивы к изменению порядка n синусоидальной модели (см. таб. 2,3). Кроме годовой волны, модель (2) при $n=2$ и $n=3$ содержит колебания с периодами около 370, 353, 182 суток.

В северной составляющей отсутствуют непрерывные периодические колебания в рассматриваемом интервале частот.

В итоге можно предположить, что генерация периодических колебаний в рассматриваемом интервале частот связана с динамикой движения Луны и Земли вокруг Солнца.

Список литературы

1. Duhamel P., Vetterli M. Fast Fourier Transforms: A Tutorial Review and a State of the Art // Signal Processing. —1990. —**19**. —P. 259—299.

2. Misiti M., Misiti Y., Oppenheim G., et al. Wavelet Toolbox. MATLAB. User's Guide // The MathWorks, Inc. 3 Apple Hill Drive. Natick. — 2002.
3. Ron C., Vondrák J. Coherence between geophysical excitations and celestial pole offsets // *Acta Geodyn. Geomater.* —2011. №3. —P.243—247.
4. Ron C., Vondrák J., Štefka V. Comparison of the various atmospheric and oceanic angular momentum series // Capitaine N. (ed.) *Proc. Journées 2010 Systèmes de référence spatiotemporels*, Observatoire de Paris. —2011. — P.221—222.
5. Seitz M., Bloßfeld M., Angermann D., et al. The new DGFI-TUM realization of the ITRS: DTRF2014 (data) // Deutsches Geodätisches Forschungsinstitut, Munich, DOI:10.1594/PANGAEA.864046. —2016.
6. Seitz M., Kutterer H., Alkhatib H. Comparison of different combination strategies applied for the computation of terrestrial reference frames and geodetic parameter series // *The 1st International Workshop on the Quality of Geodetic Observation and Monitoring Systems (QuGOMS'11)*. International Association of Geodesy Symposia. —Springer. — 2015. —**140**. —P.57—64.
7. Torrence C., Compo G.P. A Practical Guide to Wavelet Analysis // *Bull. Am. Meteorol. Soc.* — 1998. —**79**. —P. 61—78.
8. Volvach A.E., Kurbasova G.S., Volvach L.N. Simeiz 22-m radiotelescope as an IVS Network Station // *International VLBI Service for Geodesy and Astrometry*, edited by K. D. Baver, D. Behrend, and K. L. Armstrong, NASA/TP-2015-217522. — 2015. — P.160—163.
9. Volvach A.E., Kurbasova G.S., Dmitrosta A.I. Helio-geodynamic polygon "Simeiz-Katsively" for problems in astrophysics and geodynamics // *CriMiCo2015 — 2015 25rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology*, Conference Proceedings. Weber Publishing. —2015. —**2**.—P.1105—1109.
10. Vondrák J., Ron C. Study of atmospheric and oceanic excitations in the motion of Earth's spin axis in space // *Acta Geodyn. Geomater.* —2010. —**7**. №1.—P.19—28.
11. Vondrák J., Ron C. Geophysical excitation of nutation-comparison of different models // *Acta Geodyn. Geomater.* —2014. —**11**. №.3 (175). —P.21—28.
12. Жаров В. Е. Сферическая астрономия // — Фрязино. —2006. — 480 с.
13. <https://www.iers.org/ IERS/EN/Organization/About/about.html>.

References

1. Duhamel P., Vetterli M. Fast Fourier Transforms: A Tutorial Review and a State of the Art // *Signal Processing*. —1990. —**19**. —P. 259—299.
2. Misiti M., Misiti Y., Oppenheim G., et al. Wavelet Toolbox. MATLAB. User's Guide // The MathWorks, Inc. 3 Apple Hill Drive. Natick. — 2002.
3. Ron C., Vondrák J. Coherence between geophysical excitations and celestial pole offsets // *Acta Geodyn. Geomater.* —2011. №3. —P.243—247.
4. Ron C., Vondrák J., Štefka V. Comparison of the various atmospheric and oceanic angular momentum series // Capitaine N. (ed.) *Proc. Journées 2010 Systèmes de référence spatiotemporels*, Observatoire de Paris. —2011. — P.221—222.
5. Seitz M., Bloßfeld M., Angermann D., et al. The new DGFI-TUM realization of the ITRS: DTRF2014 (data) // Deutsches Geodätisches Forschungsinstitut, Munich, DOI:10.1594/PANGAEA.864046. —2016.

6. Seitz M., Kutterer H., Alkhatib H. Comparison of different combination strategies applied for the computation of terrestrial reference frames and geodetic parameter series // The 1st International Workshop on the Quality of Geodetic Observation and Monitoring Systems (QuGOMS'11). International Association of Geodesy Symposia. —Springer. — 2015. —**140**. —P.57—64.
7. Torrence C., Compo G.P. A Practical Guide to Wavelet Analysis // Bull. Am. Meteorol. Soc. — 1998. —**79**. —P. 61—78.
8. Volvach A.E., Kurbasova G.S., Volvach L.N. Simeiz 22-m radiotelescope as an IVS Network Station // International VLBI Service for Geodesy and Astrometry, edited by K. D. Bayer, D. Behrend, and K. L. Armstrong, NASA/TP-2015-217522. — 2015. — P.160—163.
9. Volvach A.E., Kurbasova G.S., Dmitrosta A.I. Helio-geodynamic polygon "Simeiz-Katsively" for problems in astrophysics and geodynamics //CriMiCo2015 — 2015 25rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. Weber Publishing. —2015. —**2**.—P.1105—1109.
10. Vondrák J., Ron C. Study of atmospheric and oceanic excitations in the motion of Earth's spin axis in space // Acta Geodyn. Geomater. —2010. —**7**. №1.—P.19—28.
11. Vondrák J., Ron C. Geophysical excitation of nutation-comparison of different models // Acta Geodyn. Geomater. —2014. —**11**. №.3 (175). —P.21—28.
12. Zharov V.E.. Spherical astronomy // — Phryazino. —2006. — 480 p.
13. <https://www.iers.org/ IERS/EN/Organization/About/about.html>.

Analysis of manifestations of astronomical cycles in the local climate and geophysical characteristics of Crimea

A. E. Volvach, G. S. Kurbasova

Radio Astronomy and Geodynamics Department, Crimean Astrophysical Observatory RAS, Yalta, Crimea

Abstract: Analysis of climatic characteristics on the Crimean peninsula for the period from 1983 to 2005 revealed an accelerated increase (in comparison with other points in the Crimea) of insolation of the earth's surface at the Kara-Dag point and an abnormal decrease in the temperature of the Earth's surface at the Lantern point. According to the results of frequency-time wavelet analysis of local data on insolation and ground-water temperature, periodic oscillations are identified whose periods coincide with astronomical cycles, and an era of the appearance of anomalous deviations from general trends was established. As a result of the analysis of corrections to vertical deformations of the earth's surface, the seasonal component is identified at the point Katsively and the parameters of this fluctuation are calculated.

Keywords: Earth, solar insolation, surface temperature of the Earth, VLBI, laser location of artificial satellites, GPS, GLONASS

Анализ проявлений астрономических циклов в локальных климатических и геофизических характеристиках Крыма

Вольвач А. Е., Курбасова Г. С.

Отдел радиоастрономии и геодинамики ФГБУН "Крымская астрофизическая обсерватория РАН", Ялта, Крым,

Аннотация: Анализ климатических характеристик на полуострове Крым за период 1983–2005 годы обнаружил ускоренное повышение (по сравнению с другими пунктами Крыма) инсоляции поверхности земли в пункте Кара-Даг и аномальное снижение температуры поверхности Земли в пункте Фонарь. По результатам частотно-временного вейвлет-анализа

локальных данных об инсоляции и температуре поверхности земли выделены периодические колебания, периоды которых совпадают с астрономическими циклами, и установлена эпоха появления аномальных отклонений от общих тенденций. В результате анализа поправок к вертикальным деформациям поверхности земли в пункте Кацивели выделена сезонная составляющая и вычислены параметры этого колебания.

Ключевые слова: Земля, солнечная инсоляция, температура поверхности Земли, РСДБ, лазерная локация искусственных спутников, GPS, ГЛОНАСС.

1. Введение

Крымский полуостров расположен вблизи границы Евразийской литосферной плиты, деформации и движения которой на длительном интервале времени оказывают влияние на активизацию внутри земных процессов (землетрясения, вулканы, сели). Возросшая за последние десятилетия энергетика внешних и внутри земных природных процессов отражается, часто непредсказуемым образом, на характере изменения локальных геофизических и климатических характеристик Крыма.

Так как надёжных методов предсказания экологических катастроф в настоящее время не существует, исследования учёных направлено на изучение косвенных признаков возможной активизации землетрясений, вулканов, селей таких как экстремальные события на Солнце, динамика вращения Земли, активизация течения жидких масс внутри Земли, события в атмосфере и магнитосфере, техногенные факторы. Необходимость анализа связи изменяющихся во времени и пространстве гелиогеофизических характеристик и параметров климата способствовала разработке и практическому внедрению робастных математических методов приспособленных для вычислений устойчивых характеристик временных рядов при ограниченной их длительности. К таким методам можно отнести многоканальные процедуры оценок спектральной плотности мощности, приспособленные для анализа коротких выборок данных, частотно - временной вейвлет-анализ. В последние годы эти методы успешно использовались в практике изучения природных процессов [1-9]. Информативность анализа локальных наблюдений с помощью вейвлетов использовались нами в изучении аномалий инсоляции и температуры в пунктах Кара-Даг, мысе Фонарь, в анализе деформаций поверхности земли по наблюдениям на Крымском гелио геодинамическом полигоне включённого в сеть станций РСДБ, ГНСС, ЛСД [2-10]. Приведенные в настоящей работе результаты частотно-временного вейвлет-анализа временных рядов солнечной инсоляции,

температуры и деформаций поверхности земли в отдельных пунктах Крыма обнаруживают пространственно-временную связь солнечных, метеорологических и геофизических процессов с динамикой вращения Земли, солнечной активностью.

2. Наблюдения

Для поддержки научных и технических разработок по проблемам возобновляемой энергетики разработан и успешно функционирует Проект прогноза энергетических ресурсов во всем мире (POVER - Prediction of Worldwide Energy Resource Project). В рамках этого проекта создана база данных параметров наземной метеорологии и солнечной энергии (SSE - Surface meteorology and Solar Energy) [11] из более 200 спутниковых параметров метеорологии и параметров солнечной энергии. Имеющийся в ней 22-летний ряд климатологии (июль 1983 - июнь 2005 гг.) обеспечивает глобальный охват по поверхности Земли (на сетке один градус широты на один градус долготы) множества данных SSE.

Точность спутниковых измерений оценивалась с помощью многочисленных наземных измерений, и среднеквадратическая ошибка ежегодных значений составляет около 13-16%.

Для анализа базы данных SSE нами использовались параметры: инсоляция на горизонтальную поверхность ($\text{кВт}\cdot\text{ч}/\text{м}^2/\text{сутки}$) и температура поверхности земли (в градусах Цельсия).

Международная ассоциация по геомагнетизму и аэронавигации (The International Association of Geomagnetism and Aeronomy - IAGA) выпустила Международное геомагнитное стандартное поле 12-го поколения - новую версию стандартного математического описания основного магнитного поля Земли. Для вычисления изменений параметров геомагнитного поля в Крыму нами использовался калькулятор IGRF-12 [12]. В отделе исследований DFG (Deutsche Forschungsgemeinschaft) разработан Международный проект по поддержке пространственно-временных опорных систем для мониторинга глобальных изменений и для точной навигации в космосе. Целью проекта является предоставление квазиинерциальной системы отсчета реализованной согласованным положением квазара и земной системы отсчета на основе общего набора параметров и, в частности, на однородных геофизических моделях: "Океан", "Атмосфера", "Гидрология" [13,14].

В 2015 году в центре внимания комбинационного центра (CC - Combination Centre) в DGFI-TUM (Deutsches Geodatisches Forschungsinstitut)

реализована опорная система ITRS в виде DTRF2014. В реализацию проекта включены наблюдения, проводимые на Крымском гелио геодинимическом полигоне (пункт Кацевели) с помощью оборудования РСД, ЛСД и ГНСС. Для анализа нами использованы данные о поправках к деформациям поверхности земли в пункте Кацевели, вычисленные на основе геофизических моделей "Атмосфера" и "Океан" [15]. Кроме того, для сравнительного анализа использовались среднегодовые данные: о солнечной активности [16], об аномалиях глобальной температуры [17], об изменении длительности суток [18].

3. Анализ результатов

В последнее время резко возросла актуальность изучения геодинимических процессов, происходящих в приповерхностных геологических структурах, которые характерны для городов и зон расположения крупных инженерных сооружений на локальных территориях. В составлении долговременных локальных прогнозов особое внимание уделяется использованию спутниковых климатических параметров подверженных гелио геодинимическим воздействиям [19, 20].

Анализ данных SSE показал, что локальные геологические особенности, техногенные факторы, а также региональная и глобальная активность эндогенных процессов Земли способствуют неравномерному распределению инсоляции, падающей на поверхность земли Крыма [9].

Анализ многолетних линейных тенденций изменения инсоляции в различных пунктах Крыма показал, что скорость роста инсоляции в пункте Кара-Даг по данным 22-х летнего линейного тренда составляет $2.69 \text{ (кВт}^* \text{ ч/м}^2\text{)}$ за столетие и более чем в 2 раза превышает рост инсоляции в других районах Крыма [20]. Сравнение графиков на рис. 1 показывает, что существенное увеличение инсоляции в пункте Кара-Даг по сравнению с инсоляцией на мысе Фонарь произошло с 1990 года.

Проведенный нами частотно-временной непрерывный вейвлет - анализ обнаруживает в спектральной структуре данных о среднесуточной инсоляции, падающей на горизонтальную поверхность земли в пункте Кара-Даг, по крайней мере, 5 регулярных астрономических колебаний. Периоды этих колебаний сопоставимы с периодами лунных и лунно-солнечных приливных волн.

Из проведенного нами анализа температуры поверхности земли в Крыму следует, что в крайних пунктах и их окрестностях температура поверхности земли растёт с различной скоростью за исключением мыса Фонарь, где она убывает [8].

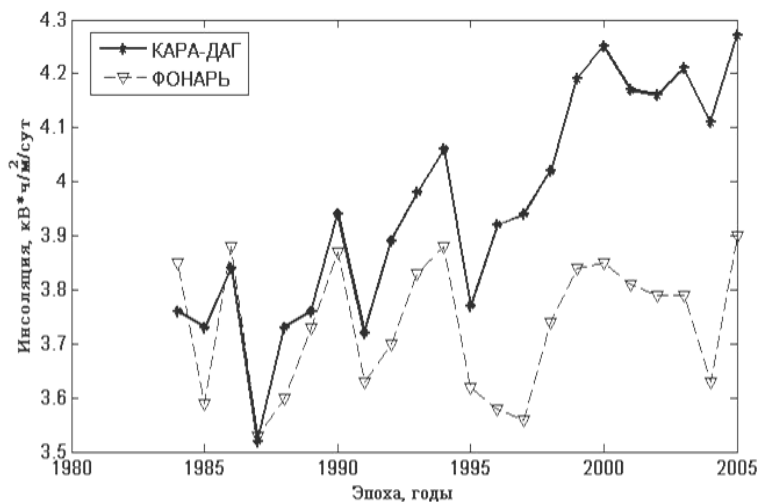


Рис. 1. Среднегодовая инсоляция падающая на горизонтальную поверхность Земли в пунктах Кара-Даг и Фонарь.

Fig. 1. Average annual insolation incident on the horizontal surface of the Earth in points of the Kara-Dag and the Phonar'.

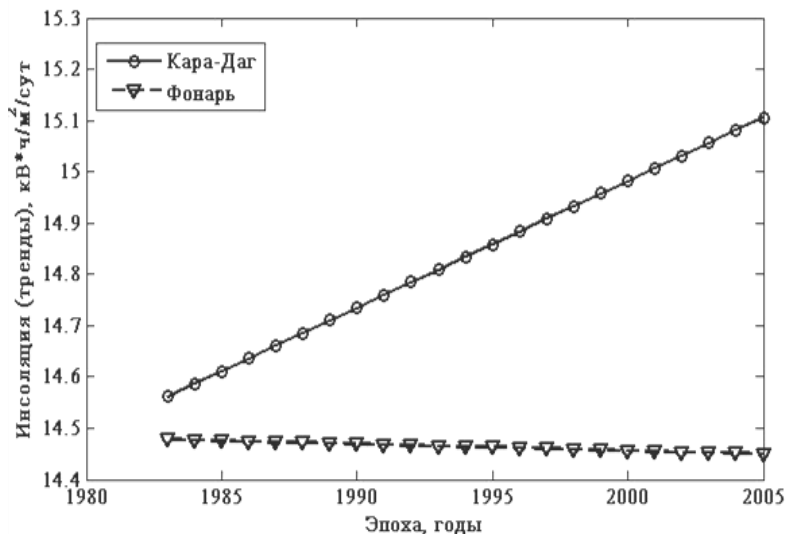


Рис. 2. Среднегодовая температура поверхности земли в пунктах Кара-Даг и Фонарь (линейные тренды).

Fig. 2. The average annual temperature of the earth's surface in points of the Kara-Dag and the Phonar'.

Рис. 2 демонстрирует разницу в тенденциях изменения температуры поверхности земли в пунктах Кара-Даг и Фонарь. Понижение температуры поверхности земли в пункте Фонарь за период определения данных SSE наблюдается и в настоящее время. Связь его с геологическими особенностями локального пункта не подлежит сомнению.

4. Установление когерентных связей

В анализе спектрального состава исходных данных нами использовался метод спектральных оценок, обладающий высокой разрешающей способностью для ограниченных последовательностей данных [21].

Согласно этому методу, установление взаимной корреляции между двумя (одноканальными) процессами состоит в вычислении функции взаимной (двухканальной) спектральной плотности мощности (СПМ), которая представляет собой дискретно-временное преобразование Фурье взаимной корреляционной функции. Тенденции к синхронизации глобальных и локальных процессов в природе в настоящее время не подлежат сомнению [22]. Для анализа используем временные ряды локальных характеристик в пунктах Кара-Даг и Фонарь, в которых наблюдаются отклонения от общих тенденций по Крыму.

Одним из главных глобальных геодинамических процессов, влияющих на изменения локальных геофизических и атмосферных характеристик, является вращение Земли вокруг своей оси и её положение на орбите. Для установления когерентных колебаний сопоставим вычисленные [12] данные о геомагнитных характеристиках в п. Кара-Даг (напряжённость общего геомагнитного поля F , горизонтальная составляющая - H) и среднегодовые величины отклонений длительностей суток от стандартных (86400 с) LOD (length of day), публикуемые Международной службой вращения Земли [15].

Анализ данных за период 1900-2014 годы обнаружил высокую когерентность изменения из года в год напряженности общего геомагнитного поля п. Кара-Даг с изменениями из года в год среднегодовых величин глобальных аномалий температуры (см. рис.3б) для вариаций с периодом 67 лет.

Этот результат согласуется с выводами, опубликованными в работе [23] о едином механизме генерации многолетних вариаций с периодами в диапазоне 65-70 лет в глобальной температуре, изменениях углового момента ядра Земли, скорости вращения Земли. При этом предполагается, что геомагнитное поле может поддерживать этот процесс.

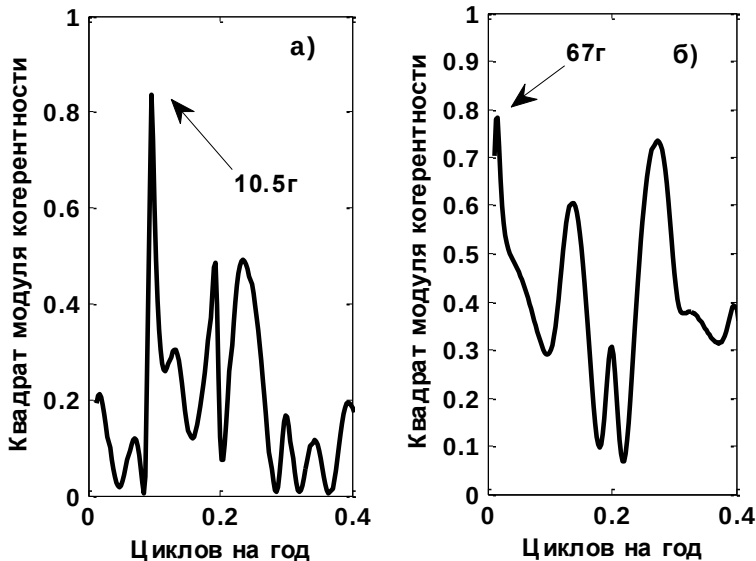


Рис. 3. Графики когерентных связей между изменениями из года в год среднегодовых данных общего геомагнитного поля в п. Кара-Даг и изменениями из года в год среднегодовых данных: а) - числа солнечных пятен [16], б) – среднегодовых данных об аномалиях глобальной температуры [17].

Fig. 3. Graphs of coherent relationships between the changes from year to year of the average annual data of the general geomagnetic field in the Kara-Dag and the changes from year to year of the average annual data: а) - the number of sunspots [16], б) - the average annual data on the anomalies of global temperature [17]

В цепочке солнечно-земных взаимодействий влияние солнечной активности на внешние и внутри земные процессы проявляется в событиях, период повторения которых составляет в среднем 11 лет. Региональные и локальные условия влияют на результат воздействия солнечной активности. Проведенный нами анализ обнаружил высокую когерентность изменения из года в год напряжённости общего магнитного поля в п. Кара-Даг с изменениями из года в год числа солнечных пятен. На рис. За максимальное значение КМК соответствует вариациям с периодом 10.5 лет. Десятилетние вариации обнаружены ранее в экспериментальных данных некоторых геодинамических, геофизических и гелиофизических процессов [24].

На рис. 3б демонстрируется когерентная связь 67 летних вариаций в среднегодовых данных об изменениях из года в год глобальных аномалий температуры и общей напряжённости геомагнитного поля в пункте Кара-Даг, что согласуется с выводами об общем источнике генерации этого колебания [23].

5. Выводы

1. Анализ климатических характеристик на полуострове Крым за период 1983 – 2005 годы обнаружил ускоренное повышение (по сравнению с другими пунктами Крыма) инсоляции поверхности земли в пункте Кара-Даг и аномальное снижение температуры поверхности Земли в пункте Фонарь.

2. Установленные в настоящей работе когерентные вариации с периодами около 10-12 лет и 60-70 лет обнаруживаются в различных по своей физической природе процессах и могут быть отнесены к глобальным циклам в Солнечной системе, проявление которых в климатических и геофизических локальных процессах является результатом общей тенденции к синхронизации.

3. В результате выполненного нами анализа данных о поправках к вертикальным деформациям земли в пункте Кацивели, вычисленных по модели "Атмосфера", обнаружено и вычислены параметры аналитической модели сезонного колебания с амплитудой 3.37 мм.

Список литературы

1. Астафьева Н.М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения // УФН. 1996. Том 166. Вып. 11. С.1145-1170.
2. Курбасова Г.С., Вольвач А.Е. Вейвлет-анализ наземных и космических измерений локальной инсоляции // Космическая наука и технология. 2014. Том 20. №4. С.42-49.
3. Курбасова Г.С., Вольвач А.Е. Вейвлеты в практике анализа одномерных временных рядов наблюдений. Запорожье: Запорожский нац. ун-т. 2016. - 100 с.
4. Курбасова Г.С., Вольвач А.Е. Вертикальные деформации земли в Крыму по РСДБ – наблюдениям // Международный научно-исследовательский журнал. 2016. №8(50). Часть 2. С.63-66.
5. Курбасова Г.С., Вольвач А.Е. Многолетние изменения геомагнитного поля Крыма. // Естественные и математические науки в современном мире. 2015. №1(25). С.184-192.
6. Курбасова Г.С., Вольвач А.Е. Геомагнитное поле и климат КАРА-ДАГА: когерентные колебания // Естественные и математические науки в современном мире. 2015. №3(27). С.84-90.
7. Курбасова Г.С., Вольвач А.Е. Время ГЛОНАСС: вейвлет-анализ данных С1 // Естественные и математические науки в современном мире. 2015. №4(28). С.62-69.
8. Курбасова Г.С., Вольвач А.Е., Корсакова С.П. Температура поверхности Земли в «Никитском ботаническом саду» // Естественные и математические науки в современном мире. 2015. №5(29). С.205-214.
9. Курбасова Г.С., Вольвач А.Е. Геодинамические циклы в данных об инсоляции полуострова Крым // Наука вчера, сегодня, завтра. 2016. №4(26). С.79-85.
10. From Fourier Analysis to Wavelet Analysis in MATLAB R2011b.
11. <https://eosweb.larc.nasa.gov/sse/>

12. <http://www.ngdc.noaa.gov/IAAG/vmod/igrf.html>
13. Seitz M., Blossfeld M., Angermann D., et al. Deutsches Geodatisches Forschungsinstitut. PANGAEA. 2016.
14. Volvach A.E., Volvach L.N., Kutkin A.M., et al. Sub-parsec Structure of Binary Super-massive Black Holes in Active Galactic Nuclei // *Astronomy Reports*. 2010. Vol. 54. No.1. P.28-37.
15. Вольвач А.Е., Юровский Ю.Ю., Вольвач Л.Н., и др. Анализ частотного запаздывания всплесков в активных ядрах галактик с помощью дискретной функции корреляции» // Сборник. 17-я Международная конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". Севастополь: Крым. 2007. С.824-828.
16. <http://www.sidc.be/silso/datasdes>.
17. <http://data.giss.nasa.gov/gistemp/tabledata>.
18. IERS Web site map, Data Products, URL: <http://hpiers.obspm.fr/> (2017).
19. Сидоренков Н.С. Лунно-солнечные приливы и атмосферные процессы // *Природа*. 2008. Т. 2. С.23-31.
20. Kurbasova G.S., Volvach A.E. The insolation anomalies on the Crimean peninsula with observations from space // *Conference Proceedings CriMiCo2014*. Sevastopol: Weber Publishing. 2014. Vol.2. P.1085-1088.
21. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990 г. – 265 с.
22. Берри Б.Л. Синхронные процессы в оболочках Земли и их космические причины. Вестник МГУ. 1991. Серия 5. География. №1. С.20-25.
23. Jean O. Dickey, L. Marcus Steven Air temperature and anthropogenic forcing: Insight from the Solid Earth // *Journal of Climate*. 2011. Vol.24. P.569-574.
24. Kurbasova G.S., Korsun A.A., Rykhlava L.V., et al. Statistical correlations between 10-year variations of Annual mean geodynamical, geophysical and heliophysical data // *Astronomy Reports*. 1997. Vol.41. No.1. P.128-134.
25. Vondrak J., Ron C. Geophysical excitation of nutation comparison of different models // *Acta Geodyn. Geomater*. 2014. Vol.11, No. 3. P.193-200.
26. Vondrak J., Ron C. Earth orientation and its excitations by atmosphere, oceans, and geomagnetic jerks // *Serb. Astron. J*. 2015. Vol.191. P.59-66.

References

1. Astaf'eva N.M. Wavelet analysis: the foundations of the theory and examples of applications // *UFN*. 1996. Volume 166. Issue 11. C.1145-1170.
2. Kurbasova GS, Volvach AE Wavelet analysis of terrestrial and space measurements of local insolation // *Space Science and Technology*. 2014. Volume 20. № 4. C.42-49.
3. Kurbasova GS, Volvach AE Wavelets in the practice of analyzing one-dimensional time series of observations. Zaporozhye: The Zaporozhye National University. un-t. 2016. - 100 s.
4. Kurbasova GS, Volvach AE Vertical deformations of the earth in Crimea according to VLBI observations // *International Scientific and Research Journal*. 2016. № 8 (50). Part 2. P.63-66.
5. Kurbasova GS, Volvach AE Long-term changes in the geomagnetic field of the Crimea. // *Natural and mathematical sciences in the modern world*. 2015. № 1 (25). P.184-192.

6. Kurbasova GS, Volvach AE Geomagnetic field and climate KARA-DAGA: coherent oscillations // Natural and mathematical sciences in the modern world. 2015. № 3 (27). C.84-90.
7. Kurbasova GS, Volvach A.E. Time GLONASS: wavelet analysis of C1 data // Natural and mathematical sciences in the modern world. 2015. № 4 (28). P.62-69.
8. Kurbasova GS, Volvach AE, Korsakova S.P. The temperature of the Earth's surface in the Nikitsky Botanical Gardens // Natural and mathematical sciences in the modern world. 2015. № 5 (29). P.205-214.
9. Kurbasova GS, Volvach A.E. Geodynamic cycles in data on insolation of the Crimea peninsula // Science yesterday, today, tomorrow. 2016. № 4 (26). P.79-85.
10. From Fourier Analysis to Wavelet Analysis in MATLAB R2011b.
11. <https://eosweb.larc.nasa.gov/sse/>
12. <http://www.ngdc.noaa.gov/AGA/vmod/igrf.html>
13. Seitz M., Blossfeld M., Angermann D., et al. Deutsches Geodatisches Forschungsinstitut. PANGAEA. 2016.
14. Volvach A.E., Volvach L.N., Kutkin A.M., et al. Sub-parsec Structure of Binary Supermassive Black Holes in Active Galactic Nuclei // Astronomy Reports. 2010. Vol. 54. No.1. P.28-37.
15. Vol'vach AE, Yurovskiy YY, Vol'vach LN, et al. Analysis of the frequency bursts delay in active nuclei galaxies using discrete correlation function "Collection of // 17th International Conference "Microwave Engineering and Telecommunication Technologies". Sevastopol: Crimea. 2007. P.824-828.
16. <http://www.sidc.be/silso/datasdes>.
17. <http://data.giss.nasa.gov/gistemp/tabledata>.
18. IERS Web site map, Data Products, URL: <http://hpiers.obspm.fr/> (2017).
19. Sidorenkov N.S. Lunar-solar tides and atmospheric processes // Priroda. 2008. V. 2. P.23-31.
20. Kurbasova G.S., Volvach A.E. The insolation anomalies on the Crimean peninsula with observations from space // Conference Proceedings CriMiCo2014. Sevastopol: Weber Publishing. 2014. Vol.2. P.1085-1088.
21. Marpl S.L. Digital spectral analysis and its applications. M.: Mir, 1990 - 265 p.
22. Berry BL Synchronous processes in the Earth's shells and their cosmic causes. Bulletin of the Moscow State University. 1991. Series 5. Geography. №1. C.20-25.
23. Jean O. Dickey, L. Marcus Steven Air temperature and anthropogenic forcing: Insight from the Solid Earth // Journal of Climate. 2011. Vol.24. P.569-574.
24. Kurbasova G.S., Korsun A.A., Rykhlova L.V., et al. Statistical correlations between 10-year variations of Annual mean geodynamical, geophysical and heliophysical data // Astronomy Reports. 1997. Vol.41. No.1. P.128-134.
25. Vondrak J., Ron C. Geophysical excitation of nutation comparison of different models // Acta Geodyn. Geomater. 2014. Vol.11, No. 3. P.193-200.
26. Vondrak J., Ron C. Earth orientation and its excitations by atmosphere, oceans, and geomagnetic jerks // Serb. Astron. J. 2015. Vol.191. P.59-66.

Detection of a kilomaser of water vapor in our Galaxy

¹Volvach L.N., ¹Volvach A.E., ²Larionov M.G.

¹ Radio Astronomy and Geodynamics Department,
Crimean Astrophysical Observatory RAS, Yalta, Crimea

² Astro Space Center, P.N. Lebedev Physical Institute RAS, Moscow, 117997
volvach@bk.ru

Abstract: The results of long-term monitoring of the galactic maser source IRAS 18316-0602 (G25.65 + 1.05) in the water vapor line (transition 616-523, frequency of the line $f = 22.235$ GHz) were performed on the radio telescope RT-22 CrAO (Simeiz). The object recorded the most powerful double-flash in history, beginning in September 2017 and continuing until February 2018. The physical nature of the outbreak should be related to the internal parameters of the medium in which the maser globules emitting in the water vapor line are located. A flash in an object can be initiated by a massive companion of the central star in the periastr. As a result of a powerful gravitational perturbation, the shell of the central supermassive star is dumped. The shell reaches the accretion disk (AD) and can create an explosive rise in density and temperature in the gas-dust medium of AD, where maser globules are located.

Keywords: star, star formation, masers, radio observations.

Обнаружение киломазера водяного пара в нашей Галактике

¹Вольвач Л.Н. , ¹Вольвач А.Е., ²Ларионов М.Г.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики,

ФГБУН «Крымская Астрофизическая Обсерватория РАН», Ялта, Крым

²Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН, Москва
volvach@bk.ru

Аннотация: Получены результаты длительного мониторинга галактического мазерного источника IRAS 18316-0602 (G25.65+1.05) в линии водяного пара (переход $6_{16} - 5_{23}$, частота линии $f=22,235$ ГГц), выполненных на радиотелескопе RT-22 КрАО (Симеиз). В объекте зарегистрирована самая мощная за всю историю наблюдения двойная вспышка, начавшаяся в сентябре 2017 г. и продолжавшаяся до февраля 2018 г. Физическую природу вспышки следует связать с внутренними параметрами среды, в которой находятся мазерные глобулы, излучающие в линии водяного пара. Вспышка в объекте может инициироваться массивным компань-

оном центральной звезды, находящегося в периастре. В результате мощного гравитационного возмущения происходит сброс оболочки центральной сверхмассивной звезды. Оболочка достигает аккреционного диска (АД) и может создать взрывной подъем плотности и температуры в газовой-пылевой среде АД, где расположены мазерные глобулы.

Ключевые слова: Звезда, звездообразование, мазеры, радио наблюдения.

1. Введение

Космические мазеры — это источники когерентного вынужденного (организованного) радиоизлучения в узком спектральном диапазоне (радиолинии). По физической природе космические мазеры подобны широко распространенным земным техническим устройствам — лазерам. Чаще всего мазерное излучение — это первый признак того, что в холодном облаке межзвездной среды, в котором могут выживать достаточно сложные молекулы, начался процесс сжатия газопылевых конденсаций с последующим образованием протозвезд, аккреционных дисков и протопланет. Такое излучение обладает огромной яркостью, соответствующей температурам в десятки тысяч миллиардов градусов. Размеры молекулярных облаков, в которых генерируется мазерное излучение, сравнимы с размерами всей Солнечной системы. Общая мощность излучения в узкой полосе частот может превышать полную светимость Солнца. Только гигантская удаленность этих мазерных источников избавляет нас от помех радиосвязи на Земле.

В плотных оболочках вокруг протозвезд, где имеется нагрев среды, в том числе ударными волнами, протозвездными выбросами, или аккрецией вещества, содержание H_2O может составлять 10^{-4} по отношению к плотности газовой составляющей. Это на (4-5) порядков выше, чем среднее соотношение в Галактике [1-4]. Испаряясь при температурах около 100 К молекулы воды становятся доминирующими в газовой составляющей протозвезд наравне с молекулой CO. Водяные мазеры оставляют следы в областях звездообразований в зонах H_{II} и указывают на появление новых протозвезд.

2. Наблюдения

В сентябре 2017 г. с помощью 22-метрового радиотелескопа РТ-22 в Симеизе (отдел радиоастрономии и геодинамики Крымской астрофизической обсерватории РАН) в ходе проведения патрулирования радиоисточников космического мазерного излучения в линиях водяного пара на ча-

стоте 22235 МГц (1.35 см) зафиксирована мощная вспышка радиоизлучения от объекта активного звездообразования G25.65+1.05, находящегося в нашей Галактике на удалении от Солнца в десять тысяч световых лет, что в миллион раз превышает размер Солнечной системы. Во время вспышки плотность потока радиоизлучения увеличилась более чем в 100 раз, и, таким образом, этот источник можно считать одним из самых мощных киломазеров в нашей Галактике.

Для приема и регистрации сигналов от источников в линии водяного пара использовался модернизированный спектрально-поляризметрический радиометр с фурье-спектральным анализатором параллельного типа с 1024 каналами и разрешением 0.5 кГц (0.067 км/сек по лучевой скорости в линии H_2O) [5]. Полученные при наблюдениях спектральные данные корректировались за поглощение в атмосфере и изменение эффективной площади радиотелескопа от угла места.

Полоса приема информации составляла 4 МГц при использовании системы регистрации Марк-5В+. Программное обеспечение создано в отделе радиоастрономии КрАО. Шумовая температура системы $T_{ш}$ и поглощение в атмосфере определялись по калибровочной ступеньке, «разрезам атмосферы», фиксированным температурным перепадам на апертуре радиотелескопа. Шумовая температура $T_{ш}$ варьировалась в пределах (150-200) К в зависимости от погодных условий. Калибровка по потоку осуществлялась с использованием калибровочных источников DR 21, Vir-A, Cyg-A, Tau-A. Ширина диаграммы направленности радиотелескопа на 22 ГГц составляла 150 угл. сек. Чувствительность радиотелескопа была 13 Ян/К.

3. Анализ результатов

Наблюдения за этим источником начаты нами в 2000 г. и проводились эпизодически. В объекте не было зафиксировано серьезных подъемов плотности потока излучения. Источник IRAS 18316-0602 не был выдающимся в каталоге IRAS, поэтому он сначала не привлек к себе особого внимания исследователей. Вспышки, произошедшие в IRAS 18316-0602 в конце 2016 г. и сентябре-декабре 2017 г. заставляют задуматься над тем, каким образом такой обычный источник мог увеличить поток в линии водяного пара почти до $5 \cdot 10^4$ Ян, то есть в тысячи раз?

Гигантская вспышка мазера водяного пара в G25.65+1.05 (IRAS 18316-0602), произошедшая в сентябре 2017 г. – феврале 2018 г., была четвертой по счету и самой мощной за все время наблюдения источника (рис.1.). Выполненный детальный по времени мониторинг плотности

потока во время вспышки позволяет сделать важные выводы, связанные с анализом формы вспышки.

Форма вспышки не симметричная. Склоны двойной вспышки указывают на то, что их можно аппроксимировать экспоненциальной зависимостью. Экспоненциальная форма кривой плотности потока мазера служит важнейшим признаком состояния мазера во время вспышки – он работает в ненасыщенном режиме, когда усиление мазера возрастает экспоненциально с ростом скорости накачки [6].

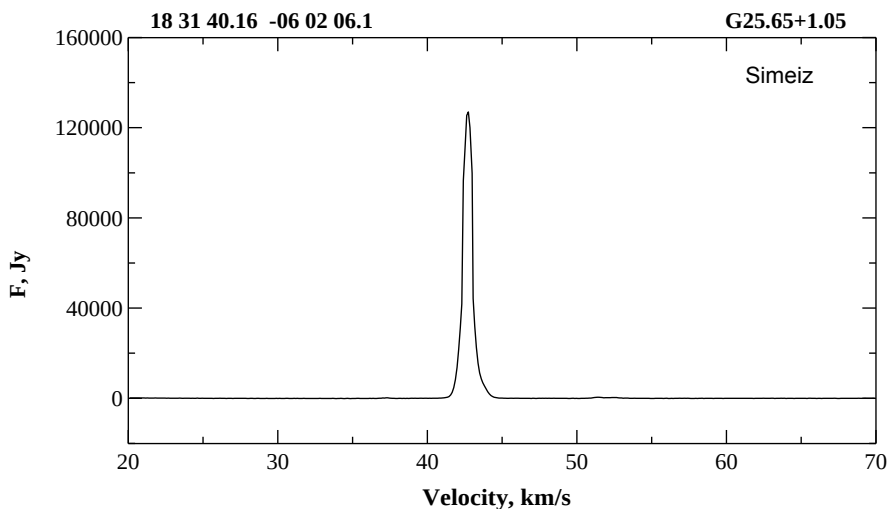


Рис. 1. Образец записи линии водяного пара в G25.65+1.05 (IRAS 18316-0602) в максимуме второй вспышки (2017-2018) гг.

Fig.1. Average annual insolation incident on the horizontal surface of the Earth in points of the Kara-Dag and the Phonar'

Наряду с увеличением амплитуды всплесков со временем отмечается обратная тенденция изменения длительности вспышки. Длительность вспышки 2002 г. составляла около 2 лет. Продолжительность процесса 2010 г. – 2011 г. уменьшилась вдвое – до одного года. Всплеск потока в конце 2016 г. сократился до одного месяца.

С начала последней вспышки водяного мазера в источнике IRAS 18316-0602 в сентябре 2017 г. нами проводился мониторинг объекта в большинстве случаев ежедневно [7, 8]. Кривая изменения спектральной плотности потока – двугорбая. Такая форма может свидетельствовать о том, что произошли резкие изменения в физических характеристиках областей излучения мазера водяного пара, в том числе, связанные с внезап-

ным впрыском энергии. Форма кривой изменения плотности потока со временем (экспоненциальный рост и падение потока, а также двойственность) исключает объяснение феномена вспышки эффектом диаграммы направленности излучения. Поэтому, от такой гипотезы, объясняющей переменность плотности потока излучения мазера водяного пара, следует отказаться.

3. Источники первичного энерговыделения в системе

Гигантские вспышки мазеров водяного пара в галактических киломазерах: Orion KL, W49, IRAS 18316-0602, происходят редко, не чаще одного раза в (5-10) лет. Какие физические процессы инициируют эти вспышки, при которых плотности потоков излучения в линиях могут возрасти в сотни раз? Не вызывает сомнений, что основное энерговыделение в системе обеспечивается массивными звездами ранних спектральных классов, находящихся на стадии, предшествующей главной последовательности. Процесс формирования и эволюции таких звезд, как правило, скрыт от наших глаз из-за гигантского поглощения в оптическом диапазоне в направлении на такие звездные комплексы. Спектры излучения в ИК – диапазоне имеют максимумы в далекой инфракрасной области, что указывает на заметное поглощение на этих волнах. И только радиодиапазон позволяет разглядеть компактные НП области, свидетельствующие о наличии массивных звезд ранних спектральных классов, обеспечивающих ионизацию окружающего пространства вплоть до расстояний 10^{18} см от центральной сверхмассивной звезды. Тем не менее, остается вопрос о том, единственная звезда ионизует окружающее пространство, или их несколько.

В наблюдаемом нами источнике действительно просматривается некий квазирегулярный процесс, как по длительности вспышки, так и по интервалам между вспышками. Вспышки в IRAS 18316-0602, произошедшие в 2002-2003 гг., 2010 г. и в конце 2016 – (2017-2018) гг. не исключают наличие квазипериода взрывной активности примерно в 7 лет.

Перечисленные соображения приводят к мысли о том, что источником такой квазипериодической активности могут быть тесные кратные массивные звездные системы. В частном случае это могут быть тройные звезды. Квазипериод определяется временной стабильностью системы, в которой третье тело и сам аккреционный диск нарушают условие гармоничности и, следовательно, стабильности периода вспышек.

Сброшенная оболочка, достигая аккреционного диска, где расположены мазерные глобулы, создает мощную систему ударных волн, что при-

водит к взрывному повышению температуры в мазерной глобуле и ее плотности. В связи с этим наблюдается экспоненциальный рост накачки мазера в течение всего времени прохождения оболочки. После окончания активации мазера происходит экспоненциальное падение плотности потока излучения за счет падения плотности пара H_2O , температуры и плотности вещества мазерной глобулы.

4. Выводы

1. Выполнен длительный мониторинг галактического киломазера *IRAS 18316-0602 (G25.65+1.05)* в линии водяного пара (*переход $6_{16} - 5_{23}$, частота линии $f=22,235$ ГГц*) с использованием радиотелескопа РТ-22 КрАО

2. Вспышка (2017-2018) гг. обнаружила существование двух близких источников мазерного излучения в источнике *IRAS 18316-0602*, которые имеют разные характеристики излучения в линии водяного пара. Более слабый из этих источников мог быть ответственным за вспышки 2002 г. и (2010-2011) гг.

3. Предложен подход к интерпретации источника первичного энерговыделения в системе, приводящий к вспышке киломазера и увеличивающий его поток в сотни раз.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад частично подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований №18-42-910018 и Программы 28 РАН: “Космос: исследования фундаментальных процессов и их взаимосвязей”.

Список литературы

1. M. Harwit, D.A. Neufeld, G.J. Melnik, M.J. Kaufman, ApJ., 497, 105, (1998).
2. C. Ceccarelli, E. Caux, G. J. White, S. Molinari, I. Furniss, R. Liseau, B. Nisini, P. Saraceno, L. Spinoglio, M. Wolfire, A&A, 331, 372, (1998).
3. B. Nisini, M. Benedettini, T. Giannini, E. Caux, A. M. di Giorgio, R. Liseau, D. Lorenzetti, S. Molinari, P. Saraceno, H. A. Smith, A&A, 350, 529, (1999).
4. S. Maret, C. Caccarelli, E. Caux, A.G.G.M. Tielens, A. Castels, A&A, 395, 573, (2002).
5. Н.С. Нестеров, А.Е. Вольвач, И.Д. Стрепка, В.М Шульга, В.И. Лебедь, А.М. Пилипенко, Радиофизика и радиоастрономия, 5, 3, 320, (2000).
6. P. Goldreich, D.A. Keeley, J.J. Kwan, Astrophys.J., 179, 111, (1973).
7. A.E. Volvach, L.N. Volvach, M.Gordon, E.E. Lekht, G.M. Rudnitskij, A.M. Tolmachev The Astronomer's Telegram, 10728, (2017).
8. A.E. Volvach, L.N. Volvach, M.Gordon, O. Bayandina, N. Shakhvorostova, I.Val'ts, Astronomer's Telegram, 10853, (2017).

References

1. M. Harwit, D.A. Neufeld, G.J. Melnik, M.J. Kaufman, *ApJ.*, 497, 105, (1998).
2. C. Ceccarelli, E. Caux, G. J. White, S. Molinari, I. Furniss, R. Liseau, B. Nisini, P. Saraceno, L. Spinoglio, M. Wolfire, *A&A*, 331, 372, (1998).
3. B. Nisini, M. Benedettini, T. Giannini, E. Caux, A. M. di Giorgio, R. Liseau, D. Lorenzetti, S. Molinari, P. Saraceno, H. A. Smith, *A&A*, 350, 529, (1999).
4. S. Maret, C. Caccarelli, E. Caux, A.G.G.M. Tielens, A. Castels, *A&A*, 395, 573, (2002).
5. N.S. Nesterov, A.E. Wolvach, I.D. Strepka, V. Shulga, V.I. Swan, A.M. Pilipenko, *Radiophysics and Radio Astronomy*, 5, 3, 320, (2000).
6. P. Goldreich, D.A. Keeley, J.J. Kwan, *Astrophys.J.*, 179, 111, (1973).
7. A.E. Volvach, L.N. Volvach, M.Gordon, E.E. Lekht, G.M. Rudnitskij, A.M. Tolmachev *The Astronomer's Telegram*, 10728, (2017).
8. A.E. Volvach, L.N. Volvach, M.Gordon,, O. Bayandina, N. Shakhvorostova, I.Val'tts, *Astronomer's Telegram*, 10853, (2017).

Acknowledgements

The paper is partly based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 18-42-910018 and Program 28 of the Russian Academy of Sciences: "Cosmos: studies of fundamental processes and their interrelationships".

RT-22 CrAO – patrolling of maser H₂O sources

¹Volvach L. N., ¹Volvach A. E., ¹Dmitrotsa A. I.

¹ Radio Astronomy and Geodynamics Department,
Crimean Astrophysical Observatory RAS, Yalta, Crimea
volvach@bk.ru

Abstract: Systematic observations of seven bright H₂O masers for the period from April to September 2017 are carried out. All sources in the considered period of time exhibit quite a strong variability, ranging from ~40 to ~2300 Jy. The velocity range covered by various components in the spectra of the sources is from 5 to 20 km / s. In three sources (G25.65 + 1.05, G25.825-0.178, G35.20-0.74), there is a general increase in the flux in all details of the spectrum, which can mean a change in the pumping conditions from the external source, for example, the change in the infrared flux in the central part region or the passage of a shock wave.

Keywords: Star, star formation, masers, radio observations.

РТ-22 КрАО — патрулирование мазерных Н₂О источников

¹ Л. Н. Вольвач, ¹ А. Е. Вольвач, ¹ А. И. Дмитроца

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «Крымская Астрофизическая
Обсерватория РАН», Ялта, Крым
volvach@bk.ru

Аннотация: Проведены наблюдения семи ярких мазеров H₂O за период с апреля по сентябрь 2017 г. Все источники на рассмотренном промежутке времени обнаруживают достаточно сильную переменность, в пределах от ~40 до ~2300 Ян. Диапазон скоростей, покрываемый различными компонентами в спектрах источников, составляет от 5 до 20 км/с. В трех источниках (G25.65+1.05, G25.825–0.178, G35.20–0.74) наблюдается общее нарастание потока во всех деталях спектра, что может означать изменение условий накачки со стороны внешнего источника, например, изменение инфракрасного потока в центральной части области или прохождение ударной волны.

Ключевые слова: Звезда, звездообразование, мазеры, радио наблюдения.

1. Введение

Молекулярные мазеры, возникающие в окружении массивных протозвезд на разных стадиях их эволюции, дают ценную информацию о тех физических условиях, в которых они формируются, поскольку накачка мазеров очень чувствительна к изменениям плотности и температуры в газопылевых конденсациях, вкрапленных в молекулярные облака. Наиболее распространенными и яркими являются мазеры H_2O .

Особое место занимают молекулярные мазерные источники в областях образования массивных звезд, оказывающих сильное влияние на состояние окружающего вещества в процессе формирования звезд. Это влияние заключается в разогреве среды, присутствии мощных турбулентных движений и ускорении фрагментации родительского молекулярного облака с последующим образованием менее массивных звезд.

2. Наблюдения

Наблюдения проводились на 22-м радиотелескопе РТ-22 Крымской астрофизической обсерватории в Симеизе. Эффективная площадь антенны РТ-22 на длине волны 1.35 см равна 220 м². Для точечного источника 1 К антенной температуры соответствует плотности потока 13.6 Ян. Облучатель был установлен во вторичном фокусе радиотелескопа. Ширина диаграммы направленности антенны на половине мощности сигнала на частоте 22 ГГц составляет $2.52' \pm 0.01'$. Размеры главного лепестка и эффективная площадь РТ-22 практически не зависят от ориентации антенны, что было подтверждено ранее в результате серии калибровочных наблюдений.

На РТ-22 использовался Фурье спектроанализатор параллельного типа на основе процессора Athlon-1000, состоящий из персонального компьютера с процессором Athlon 1 ГГц, двух плат сопряжения и платы аналого-цифрового преобразователя. Ширина полного диапазона спектрометра может составлять 125, 256, 512 кГц или 1, 2, 4, 8 МГц, число каналов—512, 2048 или 8192. Во время данных наблюдений ширина полосы спектрометра составляла 4 МГц, число каналов—512, что соответствует решению по частоте 8 кГц и по скорости 0.108 км/с.

3. Анализ результатов

Спектры, полученные на РТ-22 КрАО, приведены на рис.1 [1]. Анализ спектров, полученных на РТ-22 в Симеизе, показывает, что диапазон скоростей, который покрывают различные компоненты в спектрах источников, составляет от 5 до 20 км/с.

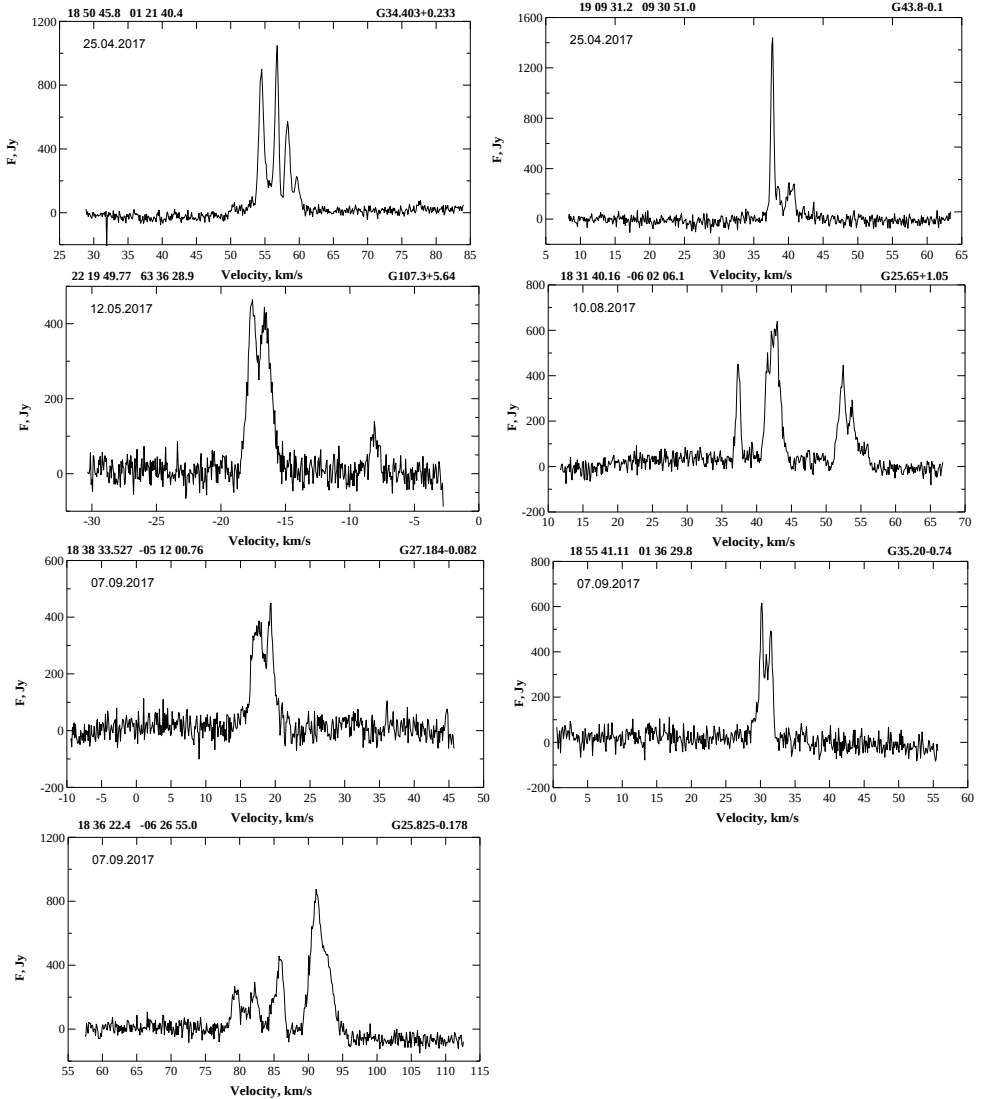


Рис.1. Спектры источников, полученные в сеансах наблюдений на РТ-22 КрАО с 25 апреля по 7 сентября 2017 года.

Fig.1. The source spectra obtained during observation sessions at RT-22 CrAO from April 25 to September 7, 2017

Все источники обнаруживают достаточно сильную переменность на масштабе нескольких месяцев, что может говорить о наличии в этих объек-

тах компактных структур (мазерных пятен). Разброс деталей по скорости у двух источников составляет около 5 км/с (G35.20, G107.3), еще у двух около 10 км/с (G34.403, G43.8). При этом разброс деталей по скорости в источнике G27.184 составляет 15 км/с и еще в двух (G25.65, G25.825) - около 20 км/с. Такой разброс может указывать на возможные динамические эффекты в области. За время наших наблюдений источник G25.65 испытал наиболее мощные вспышки с возрастанием плотности потока основной мазерной детали в несколько сот раз относительно “спокойного” состояния. Можно связать такие вспышки с процессами в окколзвездном диске.

4. Выводы

Выполнен мониторинг семи источников мазерного излучения в линии H₂O в областях образования массивных звезд. Аппаратура РТ-22 КрАО работает в штатном режиме, калибровка позволяет проводить сравнение с аналогичными наблюдениями, которые выполняются на других телескопах. Все наблюдавшиеся в данной работе мазеры H₂O демонстрируют сильную переменность, что представляет проблему для постановки интерферометрических наблюдений.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад частично подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований №18-42-910018 и Программы 28 РАН: “Космос: исследования фундаментальных процессов и их взаимосвязей”.

Список литературы

1. Н.Н. Шахворостова, Л.Н. Вольвач, А.Е. Вольвач Поиск вспышек мазерного излучения H₂O в областях образования массивных звезд // Астрон. Журнал, 2018, том 95, № 9, с. 1–26.

References

1. N.N. Shakhvorostova, L.N. Volvach, A.E. Volvach Search for maser flashes of H₂O in the regions of formation of massive stars // Astron. Report, 2018, Vol. 95, No. 9, p. 1-26.

Acknowledgements

The paper is partly based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 18-42-910018 and Program 28 of the Russian Academy of Sciences: "Cosmos: studies of fundamental processes and their interrelationships".

Monitoring of the flare phenomenon of 2014–2017 in blazar 3C454.3

¹Volvach L.N., ¹Volvach A.E., ²Larionov M.G.

¹ Radio Astronomy and Geodynamics Department, Crimean Astrophysical Observatory
RAS, Yalta, Crimea

² Astro Space Center, P.N. Lebedev Physical Institute RAS, Moscow, 117997
volvach@bk.ru

Abstract: The anomalously prolonged outbreak that occurred in the facility in 2013–2017 is twice as long as the possible orbital period of the rotation of the supermassive black hole (SMBH) companion located in the center of the parent galaxy. The small-scale fluctuations of the radiation flux density accompanying the flare can be a consequence of the inhomogeneities of matter with dimensions of the order of 10^{15} cm or more in the central SMBH's the accretion disk and adjacent areas.

Keywords: active galactic nuclei, black hole, burst, accretion disk.

Мониторинг вспышечного явления 2014—2017 гг. в блазаре 3C454.3

¹Вольвач Л.Н. , ¹Вольвач А.Е., ²Ларионов М.Г.

¹Отдел радиоастрономии и геодинамики,

ФГБУН «Крымская Астрофизическая Обсерватория РАН», Ялта, Крым

²Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН,
Москва
volvach@bk.ru

Аннотация: Аномально длительная вспышка, произошедшая в объекте в 2013–2017 гг., воевое превышает продолжительность возможного орбитального периода вращения компаньона сверхмассивной черной дыры (СМЧД), расположенной в центре материнской галактики. Сопровождающие вспышку мелкомасштабные флуктуации плотности потока излучения могут быть следствием неоднородностей материи размерами порядка 10^{15} см и более в аккреционном диске центральной СМЧД и прилегающих к нему областях.

Ключевые слова: активные ядра галактик, черная дыра, вспышка, аккреционный диск

1. Введение

Как представитель семейства квазаров с плоскими спектрами (с неизменной от частоты спектральной плотностью потока в радиодиапазоне) 3C 454.3 многие десятилетия исследовался на многих частотах электромагнитного спектра. Долговременный многочастотный мониторинг на одиночных радиотелескопах является независимым способом исследования внутренней, субпарсековой структуры источников, недоступной даже для глобальной интерферометрии.

Данные длительного мониторинга плотности потока блазара на миллиметровых длинах волн обнаруживают 13-летний период, который прослеживается, начиная с 1968 года. Максимумы плотностей потоков излучения фиксировались в 1982 году, 1994-1996 годах и в 2010 году. При этом, амплитуда всплесков росла со временем от 15 Ян в 1982 году до 20-25 Ян в 2006 году. Этот период поставлен в соответствие прецессионному периоду (Тпр) в рамках модели двойной системы из сверхмассивных черных дыр (ДСЧД) [4].

2. Наблюдения

Двухчастотный мониторинг на 22.2 и 36.8 ГГц производился с помощью 22-метрового радиотелескопа (РТ-22) Крымской астрофизической обсерватории. В качестве приемных систем использовались модуляционные радиометры с диаграммной модуляцией [1]. Таким способом удавалось уйти от аномального спектра флуктуаций коэффициентов усиления усилителей, расположенного вблизи нулевых частот. Использование модуляционного режима приема позволяло переместить спектр сигналов с нулевых частот на частоту переключений входных сигналов с двух входных рупоров (около 10^3 Гц). Дополнительным преимуществом используемого способа приема было снижение уровня флуктуаций неоднородностей атмосферы, которые существенны на сантиметровых и, особенно, на миллиметровых волнах. Совместное действие апертуры телескопа по усреднению неоднородностей (фильтр нижних частот) и модуляционного режима приема информации (фильтр верхних частот) позволили существенно уменьшить как аппаратные, так и атмосферные вариации, снижающие эффективность приема данных наблюдений космических источников.

Изменение эффективной площади антенны $S_{\text{эфф}}$ от угла места h определялась по данным наблюдений калибровочных источников на разных h и азимутах Az антенны с введением соответствующих поправочных коэффициентов. В диапазоне h от 60° до 90° изменений $S_{\text{эфф}}$ не отмечено и на этих углах поправочные коэффициенты не вводились.

Среднеквадратичные ошибки плотностей потоков включали ошибки измерений антенной температуры. Типичные ошибки значения T_a находились в пределах 5%. При данной методике наблюдений учитывались также ошибки, возникающие вследствие изменений уровня шумов аппаратуры, вариаций коэффициента поглощения в атмосфере, нестабильности коэффициента усиления радиометра и ошибки наведения радиотелескопа.

3. Анализ результатов

В кривых блеска блазара на частотах радиодиапазона от 4 ГГц до 36.8 ГГц видны квази гармонические составляющие с периодом 13.5 лет, которые были поставлены в соответствие с прецессионным периодом в двойной системе [2-5]. Самый короткий квази период отождествлялся нами с периодом орбитальным движением компаньона центральной сверхмассивной черной дыры СМЧД ($T_{orb}=1.55$ года). Этот период был выделен на основе мониторинга на высоких частотах 22.2 ГГц и 36.8 ГГц. В системе координат, связанной с блазаром, и с учетом влияния γ - фактора $T_{пр}$ и T_{orb} равны соответственно 182 годам и 21 годам.

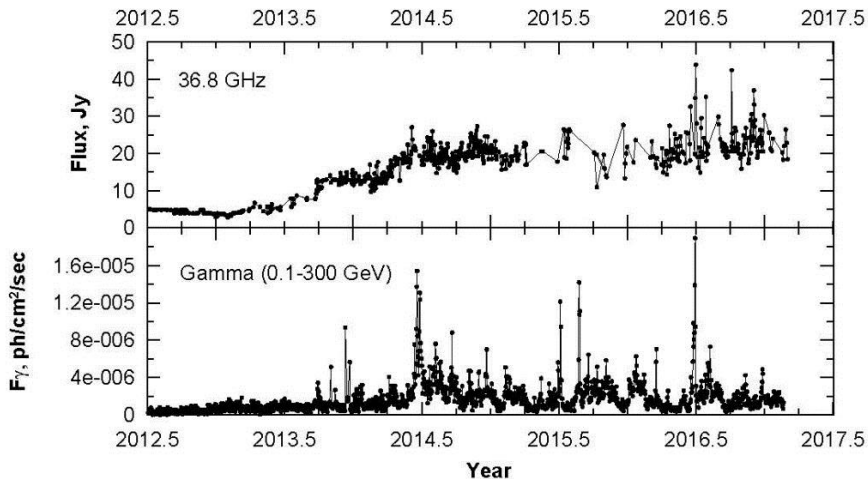


Рис. 1. Вспышечные явления в блазаре 3C 454.3.

Fig. 1. Flare phenomena in Blasar 3C 454.3

Из-за прецессионных движений в системе, компаньон в своем движении по орбите пересекает аккреционный диск (АД), создавая заметное повышение уровня плотности потока, выражающееся в наблюдаемых

вспышках. Уровень излучения во вспышках, начиная с 2005 года, возрастал до 2011 года (рис. 1). Такое поведение вспышечных явлений интерпретировалось нами как все более продолжительное и глубокое вхождение компаньона в АД в процессе постепенного уменьшения угла наклона между плоскостями орбиты и АД. По нашим ранним прогнозам после вспышки (2010-2011) г. в результате прецессии плоскость АД должна была пересечь плоскость орбиты двойной СМЧД, и вспышки будут происходить с уменьшением их амплитуды [5]. В действительности, кроме уменьшения амплитуды вспышки после 2011 года наблюдается значительное увеличение ее длительности (рис. 1).

Можно предположить, что в результате прецессии мы наблюдаем погружение компаньона в АД на время нескольких орбитальных периодов $T_{\text{орб}}$, например (2-3) $T_{\text{орб}}$. Некоторое уменьшение амплитуды в полтора раза с 30-35 Ян до 20-25 Ян можно объяснить структурой АД, в котором движется компаньон. Даже за время наблюдаемой вспышки 2013-2017 гг. произошло монотонное увеличение плотности потока на 15-20%. Эти величины можно считать не существенными по сравнению с реальными изменениями плотности потока от 13 Ян до 43 Ян во время вспышки, то есть более, чем в 3 раза. Эти изменения можно связать с неоднородностями материи в АД, которые встречаются на пути движения компаньона. Длительность этих выбросов бывает менее одного дня, что при скорости движения компаньона по орбите в $5 \cdot 10^3$ км/сек соответствует размерам неоднородностей менее $5 \cdot 10^{13}$ см. Другими словами эти размеры соизмеримы с величиной орбиты Земли и менее величины орбиты Марса.

4. Выводы

1. Проведен длительный цикл наблюдений блазара 3C454.3 на частоте 36.8 ГГц с использованием радиотелескопа РТ 22 КрАО. Мониторинг вспышечного явления (2014-2017) гг. проводился большую часть времени с интервалом времени один день.

2. Наличие орбитального периода в данных вспышечного явления может свидетельствовать в пользу того, что изменение его длительности не связано с увеличением γ -фактора, а напрямую зависит от прохождения компаньона центральной СМЧД сквозь среду аккреционного диска за счет совпадения плоскостей АД и орбиты компаньона.

3. Получена величина сдвига между появлением вспышечного явления в радиодиапазоне (на миллиметровых волнах) относительно гамма-диапазона, которая подтверждает сдвиги, полученные на основе анализа предыдущих вспышечных явлений в объекте. Совпадение значений вели-

чин сдвигов свидетельствует в пользу предположения о том, что в процессе прецессии плоскость АД совпала с плоскостью орбиты компаньона и в процессе продолжающейся вспышки компаньон находится в среде АД.

4. За время последней вспышки в ЗС 454.3 получен богатый наблюдательный материал для исследования структуры среды АД.

Список литературы

1. В.А. Ефанов, И.Г. Моисеев, Н.С. Нестеров // Изв. КРАО, 60, 3, (1979).
2. Вольвач А.Е., Вольвач Л.Н., Ларионов М.Г., Х.Д. Аллер, М.Ф. Аллер // Астрон. журн. 84, №6, 503, (2007).
3. Вольвач А.Е., Вольвач Л.Н., Кардашев Н.С., Ларионов М.Г., Аллер Х.Д., Аллер М.Ф., Виллата М., Раитери К.М. // Астрон. журн. 85, №11, 963, (2008).
4. Вольвач А.Е., Вольвач Л.Н., Кутькин А.М., Ларионов М.Г., Аллер Х.Д., Аллер М.Ф. // Астрон. журн. 87, №1, 33, (2010).
5. Вольвач А.Е., Вольвач Л.Н., Кутькин А.М., Ларионов М.Г., Виллата М., Раитери К.М., Лахтеенмаки А., Торникоски М., Ниеппола Е., Саволаинен П., Тамми Дж., Аллер М.Ф., Аллер Х.Д., Сергеев С.Г., Дорошенко В.Т., Ефимов Ю.С., Климанов С.А., Назаров С.В., Борман Г.А., Пушкарев А.Б., Жданов В.И., Федорова Е.В., Вавилова И.Б., Чеснок Н.Г. // Астрон. журн. 88, №7, 662, (2011).

References

1. V.A. Efanov, I.G. Moiseev, N.S. Nesterov, // Izv. CrAO, V.60, P.3, (1979).
2. Volvach A.E., Volvach L.N., Larionov M.G., H..D. Aller, M.F. Aller, // Astron. report. V. 84, No. 6, 503, (2007).
3. Volvach AE, Volvach LN, Kardashev NS, Larionov MG, Aller H.D., Aller M.F., Villata M., Reiteri K.M. // Astron. report. V. 85, No. 11, 963, (2008).
4. Volvach A.E., Volvach L.N., Kutkin A.M., Larionov M.G., Aller KhD, Aller MF // Astron. report. V.87, №1, 33, (2010).
5. Volvach AE, Volvach LN, Kutkin AM, Larionov MG, Villata M., Reiteri KM, Lakhteenmaki A., Tornikoski M., Nieppola E., Savolainen P., Tammi J., Aller M.F., Aller H.D., Sergeev S.G., Doroshenko V.T., Efimov Yu.S., Klimanov S.A., Nazarov S.V., Borman G.A., Zhdanov V.I., Fedorova E.V., Vavilova I.B., Chesnok N.G. // Astron. report. V.88, No. 7, 662, (2011).

Multiple scattering of waves in fractal discrete randomly inhomogeneous media and in large irregular fractal systems

Potapov Alexander A.

*Kotel'nikov Institute of Radio-Engineering and Electronics of RAS
Moscow, 125009, Russian Federation
potapov@cplire.ru*

Abstract: *The up-to-date status of researches in the problems of multiple scattering of waves by fractal discrete random media is presented. Issues of the general theory of multiple scattering of electromagnetic waves in the fractal random media on the basis of the Foldy-Tversky classical theory modifications are considered in detail. It was shown that fractal signature could be applied for investigation of volume scattering dependence on distance and spatio-temporal evolution of atmospheric formations and multiple groups of artificial and natural objects. The present study continues the author's cycle of studies on the justification of the application of the theory of textures, theory of fractals, physical scaling and fractional operators in radio physics and radio location, initiated by the author for the first time in the USSR in the Institute of Radioengineering and Electronics of Academy of Sciences in the late 70s of the 20th century.*

Keywords: *fractal randomly inhomogeneous media, scattering of waves, radio location, texture, fractal, scaling.*

Многократное рассеяние волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах и в больших неупорядоченных фрактальных системах

Потапов А.А.

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
potapov@cplire.ru*

Аннотация: *Представлено современное состояние исследований в задачах многократного рассеяния волн фрактальными дискретными случайно-неоднородными средами. Подробно рассмотрены вопросы общей теории много-*

кратного рассеяния электромагнитных волн во фрактальных случайно-неоднородных средах на основе модификаций классической теории Фолди – Тверского. Показано, что фрактальная сигнатура может быть использована для исследования зависимости объемного рассеяния от расстояния и пространственно-временной эволюции атмосферных образований и множественных групп искусственных и естественных объектов. Настоящее исследование продолжает авторский цикл работ по обоснованию применения теории текстур, теории фракталов, физического скейлинга и дробных операторов в вопросах радиофизики и радиолокации, начатых автором впервые в СССР в ИРЭ АН СССР в конце 70-х годов XX века.

Ключевые слова: *фрактальные случайно-неоднородные среды, рассеяние волн, радиолокация, текстура, фрактал, скейлинг.*

1. Введение

Теория многократного рассеяния для волн в средах, содержащих случайные рассеиватели, была изучена многими авторами [см., например, [1–5]. Со времени опубликования работы [6], фракталы неизменно находятся в фокусе интересов различных физических и технических дисциплин, являясь подходящими моделями для различных физических явлений [7, 8]. Распространение и рассеяние волн во фрактальных случайно-неоднородных средах имеет большой физический интерес для радиофизики, радиолокации, дистанционного зондирования, оптики, акустики, техники связи, биологии, медицины, нанотехнологий и т.п. Хотя все эти исследования привели к открытию некоторых из основополагающих физических принципов, многие проблемы, связанные с многократным рассеянием во фрактальных средах, все еще остаются.

Теоретическая основа для описания однократного и многократного рассеяния волн частицами формируется классической электродинамикой. В данной работе рассмотрены вопросы общей теории многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальных случайно-неоднородных средах на основе модификаций теории Фолди – Тверского [1–3]. Введены основные концепции фрактальной среды и дается формулировка математики многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальной среде одновременно с физикой процесса рассеяния. Представлены модификации интегрального уравнения Фолди – Тверского для когерентного поля и интегрального уравнения Тверского для второго момента поля.

(Для полного ознакомления с деталями см. основную работу автора по этой теме [9]. Указанная работа преследует цель обобщающего исследова-

дования проблемы многократного рассеяния волн на ансамбле частиц и в какой мере удастся получить решение этой проблемы для современной теории многократного рассеяния волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах, трактуемых как неупорядоченные большие фрактальные системы различного происхождения).

Время показало актуальность данной тематики для вопросов физики конденсированных сред, радиофизики и радиолокации (см. цикл наших недавних работ по динамике растущей фрактальной поверхности в нанотехнологиях и в дистанционном зондировании; в частности, для радиолокации, – это динамика профиля снежного покрова и т.п.) [10, 11].

2. Фрактальные дискретные случайно-неоднородные среды

Как хорошо известно, идея фрактальности базируется на отсутствии характеристической длины, т.е., на самоподобии [6–9]. По-сути, фрактальная размерность D (в общем случае $D(\mathbf{r}, t)$ – фрактальная сигнатура) показывает, как плотно конфигурация среды или объекта заполняет метрическое пространство, в котором они находится. Для задач рассеяния и дифракции волн применение идей фрактальности широко представлено в книгах [7, 8, 12–14]. В данном разделе представлен краткий обзор существующих теоретических методов определения электродинамических характеристик одной частицы. Эти величины также необходимы для описания рассеяния волн на отдельной случайной частице, а также на небольшой группе случайных частиц или целей.

Рассеяние света одной частицей в основном зависит от трех ключевых факторов: размера рассеивателя (по сравнению с длиной волны), его формы и показателя преломления. Неограниченная изменчивость частиц в естественных и антропогенных средах является непреодолимой проблемой при теоретическом описании процессов распространения и рассеяния волн на таких частицах или в кластерах из таких рассеивателей. Случай сферически-симметричных частиц является исключением, поскольку с ним можно легко справиться с использованием классической теории Лоренца-Ми (очень эффективной и численно точной) или одного из ее расширений. Большинство существующих точных теоретических подходов относятся к одной из двух широких категорий. Методы дифференциальных уравнений дают рассеянное поле через решение уравнений Максвелла или векторное волновое уравнение в частотной или во временной области, тогда как методы интегральных уравнений основаны на объемных или поверхностных интегральных

аналогах уравнений Максвелла.

Любая приближенная теория рассеяния волн основана на упрощающем предположении, что существенно ограничивает ее диапазон применимости. Практическая значимость приближенных теорий уменьшается по мере того, как различные точные методы созревают и становятся применимыми к более широкому кругу проблем, в то время как компьютеры становятся все более мощными. Однако приближенные теории все еще остаются ценным источником физического понимания процессов рассеяния и поглощения несферическими частицами. Кроме того, по крайней мере, одно приближение геометрической оптики никогда не устареет, поскольку его точность улучшается по мере роста параметра размера частиц, тогда как все точные теоретические методы для несферических частиц перестают быть практически пригодными, когда параметр размера превышает определенный порог. Однако этот метод является приблизительным по определению, и его диапазон применимости в условиях параметра наименьшего размера должны быть проверен путем сравнения полученных результатов с точными численными решениями уравнений Максвелла. Обзор существующих теоретических и экспериментальных методов определения одночастичных характеристик и дальнейшие ссылки можно найти в книгах [4, 5, 7, 8].

В данной работе мы рассматриваем проблему многократного рассеяния только для радиолокационных задач, речь не идет о высокоразрешающей оптике и лидарных системах. Поэтому фрактальность должна сказываться в первую очередь на пространственном распределении рассеивающих частиц, т.е., речь идет о больших пространственно-временных фрактальных кластерах [9, 11].

В частности, слой снега или стая беспилотников (БЛА) может быть примером такой фрактальной рассеивающей среды. Актуальная современная проблема – научить БЛА летать, как стая птиц или рой пчел. Данную задачу можно рассматривать в рамках понятия распределенной измерительной среды, когда каждая точка некоторой фрактальной динамической среды способна выполнять сенсорные, измерительные и информационные функции [9]. При этом теория многократного рассеяния радиоволн в больших неупорядоченных фрактальных системах становится пригодной для описания динамики полета групп БЛА и их обнаружения на фоне помех [9, 11–15]. Относительно фрактальной формы отдельной частицы (кристаллы льда в облаках и в снежном покрове) можно заметить, что современные теоретические и экспериментальные исследования в оптике и ИК диапазоне показали [5, 7, 8] преобладание достаточно равномерной

амплитуды рассеяния $f(\hat{\mathbf{0}}, \hat{\mathbf{i}})$ по сравнению с другими формами частиц во всем интервале углов рассеяния $0 \dots 180^\circ$.

3. Основные соотношения теории многократного рассеяния волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах

Подробное изложение приведено в работе автора [9]. Здесь кратко остановимся лишь на некоторых деталях модификации классической теории Фолди – Тверского для фрактальных дискретных случайно-неоднородных сред.

Предположим, имеется фрактальный объект размером l_0 . Из определения фрактальной размерности D следует, что при изменении длины или масштаба от l_0 до l ($l < l_0$), получается N объектов, содержащих часть фрактала

$$N = \left(\frac{l_0}{l} \right)^D. \quad (1)$$

Обозначим через E евклидову размерность, перепишем (1) в виде

$$Nl^E = \left(\frac{l_0}{l} \right)^D l^E. \quad (2)$$

Функцию плотности вероятности w для фрактальной среды можно оценить следующим образом. Вероятность занятия фракталом части пространства $w(l)$ есть его объем Nl^E , разделенный на общий объем l_0^E . Тогда

$$w(l) = \frac{Nl^E}{l_0^E} = \left(\frac{l}{l_0} \right)^{E-D}. \quad (3)$$

При модификации теории Фолди - Тверского для фрактальной рассеивающей среды в первом приближении необходимо учитывать в интегральных уравнениях для когерентного поля ψ [4, 5, 9] выражение (3). Тогда

$$\begin{aligned} \langle \psi^a \rangle = & \phi_i^a + \int u_s^a \phi_i^s w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \iint u_s^a u_t^s \phi_i^t w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \\ & + \iiint u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) w(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \dots \end{aligned} \quad (4)$$

Аналогично можно выполнить такие же математические операции для каскада фракталов, вложенных друг в друга, или для цепочки фракта-

лов. Данные виды сложных фрактальных и мультифрактальных кластеров широко распространены в природе и нанотехнологиях [7–11].

Уравнения второго момента поля $\langle \psi^a \psi^b \rangle$ для фрактальной рассеивающей среды принимают вид соответственно

$$\langle \psi^a \psi^b \rangle = \langle \psi^a \rangle \langle \psi^b \rangle + \int v_s^a v_s^b \langle |\psi^s|^2 \rangle w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s, \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \langle \psi^a \psi^b \rangle = & \langle \psi^a \rangle \langle \psi^b \rangle + \int v_s^a v_s^b \langle |\psi^s|^2 \rangle w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \int v_s^a v_s^b \cdot v_t^s v_t^s \langle |\psi^t|^2 \rangle w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \\ & + \int v_s^a v_s^b \cdot v_t^s v_t^s \cdot v_m^t v_m^t \langle |\psi^m|^2 \rangle w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) w(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \dots, \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$v_s^a = u_s^a + \int u_t^a v_s^t w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_t. \quad (7)$$

Вычислим когерентное поле $\langle \psi \rangle$ при нормальном падении плоской волны на фрактальный слой толщиной d , содержащий большое число рассеивателей. Падающее поле имеет вид плоской волны, распространяющейся вдоль оси z . Среднее поле $\langle \psi \rangle$ во фрактальной рассеивающей среде удовлетворяет волновому уравнению

$$(\nabla^2 + K^2) \langle \psi(\mathbf{r}) \rangle = 0 \quad (8)$$

с комплексным волновым числом

$$K = k + \frac{2\pi f(\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{i}}) w(\mathbf{r})}{k}. \quad (9)$$

Интегральное уравнение (5) для фрактального слоя имеет вид

$$\langle \psi(z) \rangle = e^{ikz} + \int_0^d dz_s \int_{-\infty}^{\infty} dx_s \int_{-\infty}^{\infty} dy_s f(\hat{\mathbf{0}}, \hat{\mathbf{i}}) \frac{\exp(ik|\mathbf{r} - \mathbf{r}_s|)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_s|} w(z_s) \langle \psi(z_s) \rangle. \quad (10)$$

Из решения волнового уравнения (8) когерентная интенсивность плоской падающей волны равна

$$\langle |\psi(z)|^2 \rangle = \exp \left\{ - \left[\frac{4\pi w(z)}{k} \operatorname{Im} f(\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{i}}) z \right] \right\}. \quad (11)$$

Для фрактального слоя толщиной d когерентная интенсивность плоской падающей волны с учетом оптической теоремы [4, 5] имеет вид

$$\langle |\psi(z)|^2 \rangle = \exp[-w(r)(\sigma_s + \sigma_a)d], \quad \text{для } z > d. \quad (12)$$

$$\langle |\psi(z)|^2 \rangle = \exp[-w(r)(\sigma_s + \sigma_a)z], \quad \text{для } 0 < z < d. \quad (13)$$

Таким образом, с учетом данных [9] мы получили на основе модификации классической теории Фолди – Тверского развитую общую тео-

рию для многократного рассеяния волн во фрактальных случайно-неоднородных средах.

4. Заключение

Изложенный в данной работе модифицированный метод Фолди – Тверского для многократного рассеяния волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах имеет весьма общий характер и позволяет единым образом рассматривать большое число волновых явлений, порождаемых теорией фракталов и практикой их применения. Построенная модификация теории многократного рассеяния позволила включить в рассмотрение значения фрактальной размерности D и фрактальной сигнатуры $D(\mathbf{r}, t)$ неупорядоченной большой системы.

Аналогично можно обосновать решение для анизотропных неупорядоченных больших фрактальных систем: каскады фракталов, вложенные друг в друга, графы из цепочек фракталов, перколяционные системы, наносистемы, космический мусор, скопления беспилотников или малоразмерных космических аппаратов (МКА), в том числе мини- и микро- классов, динамические синтезированные космические антенные группировки (кластерные апертуры), малозаметные высотные псевдоспутники (HAPS) и их группировки, пространственно-распределенные космические системы (кластеры) из небольших МКА для решения задач мониторинга чрезвычайных ситуаций и т.д. [7–9, 11–15].

Настоящее исследование продолжает авторский цикл работ по обоснованию применения теории текстур, теории фракталов, физического скейлинга и дробных операторов в вопросах радиофизики и радиолокации, начатых автором впервые в СССР в ИРЭ АН СССР в конце 70-х годов XX века.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 18-08-01356 и при поддержке правительственного гранта Китая «Ведущая программа талантов провинции Гуандун», № 00201502, 2016-2020 гг., ДжиНан университет (Китай, Гуанчжоу).

Список литературы

- [1] Foldy L.L. The multiple scattering of waves // Phys. Rev. 1945. V. 67. P. 107-119.
- [2] Tversky V. On propagation in random media of discrete scatterers // Proc. Sympos. Appl. Math. (Am. Math. Soc., Providence, Rhode Island), 1964, V. 16. P. 84-116.

- [3] Tversky V. Theory and Microwave Measurements of Higher Statistical Moments of Randomly Scattered Fields. In: *Electromagnetic Scattering (Proc. of the Interdisciplinary Conference held in June, 1965, at the University of Massachusetts at Amherst, Amherst, MA USA)* / Eds. R. L. Rowell, R.S. Stein. N.Y.: Gordon and Breach, 1967. P. 579-696.
- [4] Ishimaru A. Wave propagation and scattering in random media. N.Y.: Wiley-IEEE Press, 1999. 600 p.
- [5] Mishchenko Michael I., Travis Larry D., Lacis Andrew A. Multiple Scattering of Light by Particles: Radiative Transfer and Coherent Backscattering. N.Y.: Cambridge University Press, 2006. 507 p.
- [6] Mandelbrot B. Fractals - form, chance and dimension. San Francisco: Freeman, 1977. 365 p.
- [7] Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. М.: Логос, 2002. 664 с.
- [8] Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Университетская книга, 2005. 848 с.
- [9] Потапов А.А. Волны в неупорядоченных больших фрактальных системах: радиолокация, наносистемы, кластеры беспилотных летательных аппаратов и малоразмерных космических аппаратов // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 9.
- [10] Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E., and Stepanov A.V. Model for growth of fractal solid state surface and possibility of its verification by means of atomic force microscopy // IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 2017. V. 256. No 012026. 10 p. <https://doi.org/10.1088/1757-899X/256/1/012026>.
- [11] Potapov A.A. Fractal and topological sustainable methods of overcoming expected uncertainty in the radiolocation of low-contrast targets and in the processing of weak multi-dimensional signals on the background of high-intensity noise: A new direction in the statistical decision theory // IOP Conf. Ser.: Journal of Physics: Conf. Ser. 2017. V. 918. No 012015. 19 p. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/918/1/012015>.
- [12] Potapov Alexander A. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. Глава 12 в книге: *The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements* (ed. by C. Skiadas). Switzerland, Basel: Springer Int. Publ., 2016. P. 195-218.
- [13] Potapov Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. Глава 9 в книге: *Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology* (ed. by Fernando Brambila). Rijeka: InTech, 2017. P. 187-248.
- [14] Potapov Alexander A. Postulate "The Topology Maximum at the Energy Minimum" for Textural and Fractal-and-Scaling Processing of Multidimensional Super Weak Signals against a Background of Noises. Глава 3 в книге: *Nonlinearity: Problems, Solutions and Applications*. V. 2. New York: Nova Science Publ., 2017. P. 35-94.
- [15] Потапов А.А. Текстурные и фрактально-скейлинговые методы обнаружения, обработки и распознавания слабых радиолокационных сигналов и малоконтрастных изображений на фоне интенсивных помех // Вестник воздушно-космической обороны (НПО «Алмаз»). 2018. № 2(18). С. 15-26.

References

- [1] Foldy L.L. The multiple scattering of waves. *Phys. Rev.*, 1945, vol. 67, pp. 107 - 119.
- [2] Tversky V. On propagation in random media of discrete scatterers. *Proc. Sympos. Appl. Math. (Am. Math. Soc., Providence, Rhode Island)*, 1964, vol. 16, pp. 84 - 116.
- [3] Tversky V. Theory and Microwave Measurements of Higher Statistical Moments of Randomly Scattered Fields. In: *Electromagnetic Scattering (Proc. of the Interdisciplinary Conference)*

rence held in June, 1965, at the University of Massachusetts at Amherst, Amherst, MA USA), (ed. by R.L. Rowell, R.S. Stein). N.Y.: Gordon and Breach, 1967, pp. 579 - 696.

[4] Ishimaru A. Wave propagation and scattering in random media. N.Y.: Wiley-IEEE Press, 1999. 600 p.

[5] Mishchenko Michael I., Travis Larry D., Lacis Andrew A. Multiple Scattering of Light by Particles: Radiative Transfer and Coherent Backscattering. N.Y.: Cambridge University Press, 2006. 507 p.

[6] Mandelbrot B. Fractals - form, chance and dimension. San Francisco: Freeman, 1977. 365 p.

[7] Potapov A.A. Fractals in radiophysics and radar. Moscow, Logos Publ., 2002. 664 p. (In Russian).

[8] Potapov A.A. Fractals in Radiophysics and Radar: Topology of the sample. Moscow, Universitetskaya kniga Publ., 2005. 848 p. (In Russian).

[9] Potapov A.A. [Waves in disordered large fractal systems: radar, nanosystems, clusters of unmanned aerial vehicles and small space vehicles]. *Radiotekhnika i elektronika*, 2018, vol. 63, no. 9. (In Russian).

[10] Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E., and Stepanov A.V. Model for growth of fractal solid state surface and possibility of its verification by means of atomic force microscopy. *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, 2017, vol. 256, no 012026, 10 p., <https://doi.org/10.1088/1757-899X/256/1/012026>.

[11] Potapov A.A. Fractal and topological sustainable methods of overcoming expected uncertainty in the radiolocation of low-contrast targets and in the processing of weak multi-dimensional signals on the background of high-intensity noise: A new direction in the statistical decision theory. *IOP Conf. Ser.: Journal of Physics: Conf. Ser.*, 2017, vol. 918, no 012015, 19 p., <https://doi.org/10.1088/1742-6596/918/1/012015>.

[12] Potapov Alexander A. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. Chapter 12 in the book: *The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements* (ed. by C. Skiadas). Switzerland, Basel, Springer Int. Publ., 2016, pp. 195 - 218.

[13] Potapov Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. Chapter 9 in the book: *Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology* (ed. by Fernando Brambila). Rijeka, InTech, 2017, pp. 187 - 248.

[14] Potapov Alexander A. Postulate "The Topology Maximum at the Energy Minimum" for Textural and Fractal-and-Scaling Processing of Multidimensional Super Weak Signals against a Background of Noises. Chapter 3 in the book: *Nonlinearity: Problems, Solutions and Applications*, v. 2. New York: Nova Science Publ., 2017, pp. 35 - 94.

[15] Potapov A.A. [Textural and fractal-scaling methods of detection, processing and identification of weak radar signals and soft images in the background of high-intensity noises] *Vestnik vozdushno-kosmicheskoy oborony (NPO «Almaz»)*, 2018, no. 2(18), pp. 15 - 26. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 18-08-01356 and with the support of the government grant of China "Leading Talent Program in Guangdong Province", No. 00201502, 2016-2020, JiNan University (China, Guangzhou).

Studying the efficiency of the method of compensation for nonlinear frequency dispersion in wideband transionospheric radio channels

¹Ivanov D.V., ¹Ivanov V.A., ¹Ryabova N.V., ²Ryabova M.I. ¹Kislitsin A.A.

¹Volga State University of Technology
Yoshkar-Ola, 424000, Russian Federation
KislitsinAA@volgatech.net

²Bauman Moscow State Technical University
Moscow, 105005, Russian Federation
RyabovaMI@volgatech.net

Abstract: Paper presents the method of adaptive compensation for dispersion distortions of a transionospheric channel frequency response for the case of the second-order frequency dispersion. We proposed to train the compensator with the use of experimental data on total electron content of the ionosphere obtained by means of navigation satellite signals. The outcomes of the analysis of the efficiency of the method are presented.

Keywords: frequency dispersion, peak power losses; transionospheric radio channel; total electron content; impulse response; power delay profile.

Исследование эффективности метода компенсации нелинейной частотной дисперсии в широкополосных транзионосферных радиоканалах

¹Иванов Д.В., ¹Иванов В.А., ¹Рябова Н.В., ²Рябова М.И.,
¹Кислицын А.А.

¹Поволжский государственный технологический университет
пл. Ленина, 3, Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
KislitsinAA@volgatech.net

²Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана
2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Российская Федерация
RyabovaMI@volgatech.net

Аннотация: Для случая дисперсии второго порядка рассмотрен метод адаптивной компенсации дисперсионных искажений частотной характеристики трансионосферного канала. Для обучения компенсатора предложено использовать экспериментальные данные о полном электронном содержании, получаемые с помощью сигналов навигационных спутников. Представлены результаты анализа эффективности данного метода.

Ключевые слова: частотная дисперсия, потери импульсной мощности, трансионосферный радиоканал, полное электронное содержание, импульсная характеристика, профиль задержки мощности.

1. Введение

В настоящее время актуальной является проблема расширения полосы частот радиосигналов в системах космической связи. Однако, из-за дисперсионных свойств среды, происходит изменение фазовых соотношений между гармоническими составляющими сигнала, что приводит к искажениям системных характеристик трансионосферных каналов [1, 2]. Разрабатываются два подхода в решении данной задачи: первый – основан на минимизации искажений путем выбора полосы сигнала, а второй – на адаптивной компенсации искажений [3, 4]. При этом адаптация предполагает создания процедуры обучения компенсатора.

В данной работе представлены предварительные результаты решения данной актуальной задачи.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Задача распространения широкополосного сигнала в диспергирующем трансионосферном радиоканале эквивалентна прохождению им линейной системы (ЛС) с частотной $H(\omega)$, импульсной $h(\tau)$ и дисперсионной характеристиками (рис. 1) [5, 6], где цветом условно отмечена частота: от низкой (красный) до высокой (синий).

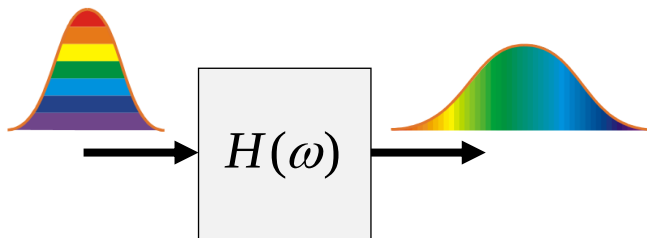


Рис. 1. Частотная характеристика канала

Fig. 1. Channel frequency response

Предположим, что действие среды распространения на сигнал эквивалентно действию соответствующей линейной системы [3] с частотной характеристикой, зависящей от медленного времени t :

$$H(f) = H_0(f, t) \cdot \exp[-i\varphi(f, t)] \quad (1)$$

где $H_0(f)$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) канала, $\varphi(f)$ – фазо-частотная характеристика (ФЧХ) канала, равная набегу фазы волны в среде, f – частота электромагнитного колебания.

Сигналы, используемые системами связи, в частотной области можно представить в виде:

$$U_T(f) = U_0(f) \cdot \exp(i\phi(f)) \quad (2)$$

где $U_0(f)$ – АЧХ и $\phi(f)$ – ФЧХ сигнала информационного сигнала.

Очевидно, что сигнал на входе приёмника будет иметь вид:

$$U_R(f, t) = H_0(f, t) \cdot \exp[-i\varphi(f, t)] \cdot U_0(f) \cdot \exp(i\phi(f)) \quad (3)$$

Для систем связи важно на приёме выделить информационный сигнал, таким образом в (3) необходима обратная фильтрация мешающего канального множителя. В результате влияние дисперсии будет компенсировано. Действительно, в отфильтрованном сигнале будем иметь только информационную составляющую:

$$U_R(f, t) \cdot \frac{\exp[i\varphi(f, t)]}{H_0(f, t)} = U_R(f, t) \cdot G_0(f, t) = U_0(f) \cdot \exp i\phi(f) \quad (4)$$

При построении компенсирующего множителя учитывалось, что в полосе канала [4, 7]:

$$\begin{aligned} H_0(f, t) &\approx H_0(\bar{f}, \bar{t}) \\ \varphi(f, t) &\approx \varphi(\bar{f}, \bar{t}) + 2\pi \cdot \tau_g(f - \bar{f}) + \pi \cdot s(f - \bar{f})^2 \end{aligned} \quad (5)$$

Нетрудно видеть, что к искажениям приводит третье слагаемое в формуле (5). Поэтому корректирующий сомножитель будет иметь вид:

$$G_0(f, t) = \frac{\exp[i\pi \cdot s(f - \bar{f})^2]}{H_0(\bar{f}, \bar{t})}, \quad (6)$$

$$\text{где } s = -\frac{k \cdot TEC}{c \cdot \bar{f}^3}, \quad k=80,5 [m^3/c^2]$$

TEC является полным электронным содержанием в ионосфере. Его определяем при использовании данных ГЛОНАСС/GPS по методике [8]. При изменении времени $\bar{t} = n \cdot \delta t$ (δt – период актуализации значения

TEC) значение TEC меняется и требуется его актуализация для реализации режима обучения корректора.

3. Экспериментальные исследования эффективности при использовании разработанного метода компенсации дисперсии

В случае, когда полоса канала превышает полосу когерентности [6], возникают потери в импульсной мощности ИХ и, как следствие – широкополосного сигнала. В этой связи нами были проведены исследования эффективности метода компенсации. Оценивалось отношение импульсной мощности ИХ после коррекции дисперсии к мощности ИХ до коррекции.

Экспериментальные данные для TEC были получены в Йошкар-Оле для ночи, переходного времени суток и дня для широкополосного канала на рабочей частоте 1 ГГц. Значения TEC были округлены и для оценок приняты значения: 5 TECU; 10 TECU; 15 TECU. Каналы задавались полосами частот: 200; 300; 500 МГц. Установлено, что для ночи выигрыш от коррекции составлял соответственно 2,2; 3,9; 6,2 дБ; для переходного времени – 3,7; 5,4; 7,7 дБ; для дня – 4,6; 6,3; 8,5 дБ. Рис. 2 представляет аппроксимированные непрерывные зависимости для выигрыша. Таким образом, показано, что выигрыш от коррекции дисперсии в широкополосном трансионосферном канале на частоте 1 ГГц с применением предложенного метода составляет от 2 до 8,5 дБ.

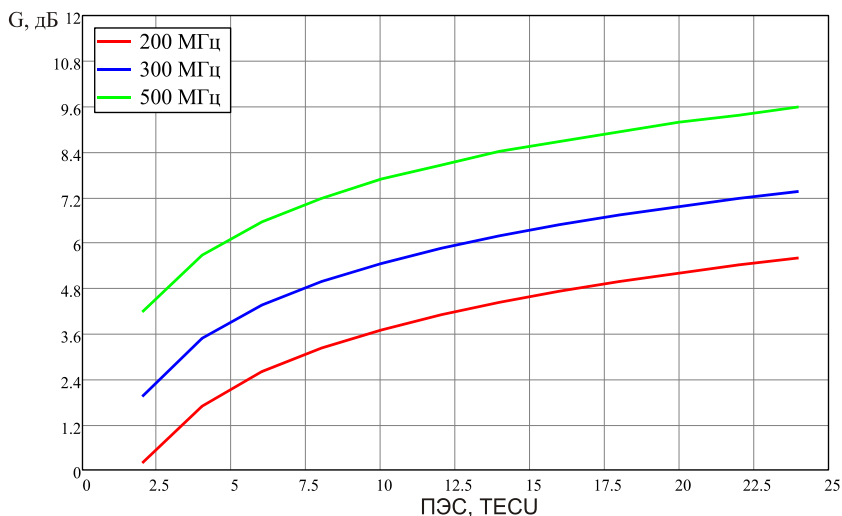


Рис. 2. Выигрыш импульсной мощности при различных TEC
 Fig. 2. Peak power gain after compensation for different TEC values

4. Заключение

Для случая дисперсии второго порядка предложен метод компенсации дисперсионных искажений в широкополосных трансionoсферных радиоканалах связи. Он включает в себя определение ТЕС для формирования компенсирующих сомножителей с изменением времени. Установлено, что выигрыш от коррекции дисперсии в широкополосном трансionoсферном канале на частоте 1 ГГц с применением предложенного метода составляет от 2 до 8,5 дБ.

Источники финансирования

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда № 18-19-00401 и гранта Российского фонда фундаментальных исследований № 18-37-00079.

Список литературы

- [1] Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Кислицын А.А., Рябова М.И., Катков Е.В. Эффекты частотной дисперсии группового запаздывания при трансionoсферном распространении радиоволн // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2017. Том.20, № 3, ч.2. С. 31-36.
- [2] Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Рябова М.И., Кислицын А.А. Определение параметров частотной дисперсии трансionoсферного радиоканала // Известия высших учебных заведений. Физика. 2016. Т. 59 № 12-2. С. 105-108.
- [3] Иванов Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений. Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. 266 с.
- [4] Арманд, Н. А. Коррекция дисперсионных искажений широкополосных сигналов / Н. А. Арманд, В. А. Иванов // Распространение радиоволн: сборник докладов XXI Всероссийской научной конференции. В 2-х т.: Т 1. Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. 457 с.
- [5] Ivanov D., Ivanov V., Ryabova N., Ryabova M., Kislitsin A., Chernov A., Konkin N. Dispersive Distortions of System Characteristics of Broadband Transionoсpheric Radio Channels // Journal of Applied Engineering Science 15(2017)4, P. 550-555 doi:10.5937/jaes15-11784.
- [6] Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова М. И., Катков Е. В. Методы эквивалентности и отображения в задаче интерпретации эффектов материальной частотной дисперсии в оптоволокне // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2017. № 4 (36). С. 6-14.
- [7] Ivanov, D.V., Ivanov, V.A., Mikheeva, N.N. et al. Propagation of broadband HF signals in a medium with nonlinear dispersion. Journal of Communications Technology and Electronics. November 2015, Volume 60, Issue 11, pp 1205–1214 <https://doi.org/10.1134/S1064226915110066>
- [8] Yasyukevich Yu.V., Mylnikova A.A., Polyakova A.S.. Estimating the total electron content absolute value from the GPS/GLONASS data // Results in Physics, V. 5, P. 32–33. 2015. Doi:10.1016/j.rinp.2014.12.006.

References

- [1] Ivanov, D.V., Ivanov, V.A., Ryabova N. V., Kislitsin A. A. Ryabova M. I. Katkov E.V., [Effects of frequency dispersion of group delay in the transionospheric propagation of radio waves]. Physics of Wave Processes and Radio Systems, 2017, vol. 20, no 3, . pp. 31-36. (In Russian).
- [2] Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Kislitsin A.A.. Determination of frequency dispersion's parameters of transionospheric radio channel. Russian Physics Journal, Proceeding of Higher Educational Institutions. Physics, 2016, vol. 59, no. 12-2, pp. 105-108,
- [3] Ivanov D.V. [Methods and Mathematical Models of Research on the Propagation of Complex Decameter Signals in the Ionosphere and the Correction of their Dispersion Distortions], Yoshkar-Ola: MARSTU, 2006, 268 p. (In Russian).
- [4] Armand N.A., Ivanov V.A. [Correction dispersion distortion of broadband signals]. Propagation: collection of reports XXI Scientific Conference. In 2 v .: Vol. 1. - Yoshkar-Ola: MarSTU, 2005. -457 p. (In Russian).
- [5] Ivanov D., Ivanov V., Ryabova N., Ryabova M., Kislitsin A., Chernov A., Konkin N. Dispersive Distortions of System Characteristics of Broadband Transionospheric Radio Channels // Journal of Applied Engineering Science 15(2017)4, P. 550-555 doi:10.5937/jaes15-11784.
- [6] Ivanov D. V., Ivanov V. A., Ryabova M. I., Katkov E. V. [Equivalency and Mapping Methods in the Task of the Interpretation of Material Frequency Dispersion Effects in Optical Fiber]. Vestnik of Volga State University of Technology. Ser.: Radio Engineering and Infocommunication Systems. 2017. no 4 (36). pp. 6-14. (In Russian).
- [7] Ivanov, D.V., Ivanov, V.A., Mikheeva, N.N. et al. Propagation of broadband HF signals in a medium with nonlinear dispersion. Journal of Communications Technology and Electronics. November 2015, Volume 60, Issue 11, pp 1205–1214 <https://doi.org/10.1134/S1064226915110066>
- [8] Yasyukevich Yu.V., Mylnikova A.A., Polyakova A.S.. Estimating the total electron content absolute value from the GPS/GLONASS data // Results in Physics, V. 5, P. 32–33. 2015. Doi:10.1016/j.rinp.2014.12.006.

Acknowledgements

This work was supported by the grant № 18-19-00401 from the Russian science foundation; the grant №18-37-00079 from the Russian Foundation for Basic Research.

Совместная оценка координатных и поляризационных параметров радиолокационных объектов

Хлусов В.А.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина, 40, г. Томск, 634050, Российская Федерация
hva@micran.ru

Аннотация: Представлены результаты анализа задачи совместной оценки координатных и поляризационных параметров радиолокационных объектов. Показано, что процедура векторной свертки зондирующего и отраженного векторных сигналов позволяет формулировать основные задачи радиолокации в неразрывной связи временных и поляризационных свойств электромагнитного поля

Ключевые слова: вектор Джонса, пространство векторных сигналов, матрица обратного рассеяния, матричная функция отклика, векторная свертка, матричная функция неопределенности векторного сигнала

1. Введение

Математической основой теории сигналов является функциональный анализ. Характерная для функционального анализа геометризация вводимых пространств обуславливает восприятие абстрактного (для области математики) материала в понятиях, вполне соответствующих физическому пространству, и находит отражение в разных приложениях [1-5].

В данной работе методы функционального анализа использованы при анализе электромагнитных волновых пакетов, совокупность которых образуют линейное метрическое пространство векторных сигналов, в котором наглядно и обоснованно формулируются основные задачи радиолокации в неразрывной связи временных и поляризационных (векторных) свойств электромагнитного поля.

2. Модель радиолокационного канала

Возможность представления произвольного электромагнитного волнового пакета радиодиапазона в виде комбинации плоских волн, позволяет рассматривать последние как базовый объект для исследования взаимодействия волнового пакета с рассеивающими средами. При этом на первый план выступает вектор Джонса, описывающий плоскую поперечную

волну поля в виде математического объекта – вектора (математический аппарат Р.Кларка Джонса), комплексные компоненты которого пропорциональны проекциям вектора напряженности электрической составляющей поля на базисные векторы опорной (измерительной) системы координат, в которой задан сам вектор

$$\mathbf{u}(t) = \begin{pmatrix} \dot{f}_1(t) \\ \dot{f}_2(t) \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Совокупность несчетного множества векторов (1) образует линейное пространство векторных сигналов, нормированное и метрическое. Метрика определяется функционалом $d(\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2)$ и порождена евклидовой нормой $\|\mathbf{u}\|$ векторов $\mathbf{u}$ [2]:

$$d(\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2) = \|\mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_2\| = \left\{ \overline{(\mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_2)^\dagger} \cdot (\mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_2) \right\}^{1/2} \quad (2)$$

$$\|\mathbf{u}\| = \left(\overline{\mathbf{u}^\dagger} \cdot \mathbf{u} \right)^{1/2} = \left[\overline{\dot{f}_1^*(t)} \cdot \dot{f}_1(t) + \overline{\dot{f}_2^*(t)} \cdot \dot{f}_2(t) \right]^{1/2} \quad (3)$$

$\dagger$ – знак эрмитового сопряжения, знак черты означает усреднение. Функционал (2) ставит в соответствие двум векторам $\mathbf{u}_1$ и $\mathbf{u}_2$ из линейного пространства векторов $\mathbf{u}$ действительное положительное число, которое трактуется как расстояние между точками, отвечающими концам векторов $\mathbf{u}_1$ и $\mathbf{u}_2$. При этом само множество векторов $\mathbf{u}$ приобретает геометрические свойства. Поскольку, норма (3) пропорциональна энергии волны, квадрат метрики (2) является энергетической мерой, определяющей различие векторов $\mathbf{u}_1$ и $\mathbf{u}_2$.

В случае взаимодействия векторного сигнала $\mathbf{u}_0$ с идеализированным точечным объектом, движущимся с радиальной скоростью V и расположенным на расстоянии R от точки излучения, соответствие между излученным $\mathbf{u}_0(t)$ и принимаемым $\mathbf{u}_p(t)$ сигналом устанавливается соотношением временной матричной свертки

$$\mathbf{u}_p(t) = \mathbf{G}(\tau_i, \Omega_i) * \mathbf{u}_0(t), \quad (4)$$

где $\mathbf{G}(\tau_i, \Omega_i)$ – матричная функция отклика (МФО) точечного объекта. В узкополосном приближении для общего случая движения объекта с радиальной скоростью V его МФО имеет вид

$$\mathbf{G}(\tau_i, \Omega_i) = \delta(\tau_i) \cdot \mathbf{S} \cdot e^{j\Omega_i t}, \quad (5)$$

где оператор $\mathbf{S}$ есть матрица обратного рассеяния объекта, $\tau_i = 2R/c$ - время задержки отраженного сигнала относительно момента излучения зондирующего сигнала, $\Omega_i = 2V/\lambda_0$ - доплеровское смещение частоты отраженного сигнала, обусловленное радиальной скоростью объекта (c – скорость распространения волны поля, $\delta(\tau_i)$ - дельта функция, заданная в точке $t = \tau_i$). Матричная функция отклика есть развитие понятия матрицы обратного рассеяния, распространенное на точечные, удаленные от точки излучения, движущиеся (нестационарные) радиолокационные объекты. Учитывая (6) запишем (5) в развернутом виде:

$$\mathbf{u}_p(t) = \mathbf{G}(\tau_i, \Omega_i) * \mathbf{u}_0(t) = \mathbf{S} \cdot \mathbf{u}_0(t - \tau_i) \cdot e^{j\Omega_i t}. \quad (7)$$

Выражение (7) описывает упрощенную модель однопозиционного радиолокационного канала, учитывающую поляризационные и координатные параметры [6].

3. Требования к векторному зондирующему сигналу

Основной задачей радиолокации является обнаружение и определение координат и параметров обратного рассеяния (матрицы обратного рассеяния) объектов, расположенных в зоне обзора РЛС, информация о которых отображается в МФО объекта. При этом параметры зондирующего сигнала должны быть выбраны таким образом, чтобы в отраженном сигнале отображалось максимально возможное количество информации об объекте. Другими словами, излученный сигнал должен выбираться так, чтобы мера различия $d^2\{\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_p\}$ излученного $\mathbf{u}_0(t)$ и принимаемого $\mathbf{u}_p(t)$ векторных сигналов была максимальной. В соответствии с выражением (2) запишем выражение для функционала $d^2\{\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_p\}$:

$$\begin{aligned} d^2\{\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_p\} &= \|\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_p\|^2 = \|\mathbf{u}_0\|^2 + \|\mathbf{u}_p\|^2 - 2\operatorname{Re}\{\overline{\mathbf{u}_p^\dagger} \cdot \mathbf{u}_0\} = \\ &= \overbrace{E_0 + \mathbf{u}_0^\dagger \cdot \mathbf{S}^\dagger \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{u}_0}^{E_p} - \underbrace{2\operatorname{Re}\{\mathbf{u}_0^\dagger(t - \tau) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{u}_0\}}_J \end{aligned} \quad (8)$$

Можно показать, что в условиях априорной неизвестности матрицы рассеяния $\mathbf{S}$ для максимизации величины $d^2\{\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_p\}$ в (8) необходимо наложить на скалярные сигналы $\dot{f}_1(t)$, $\dot{f}_2(t)$, определяющие ортогональные компоненты векторного излученного сигнала $\mathbf{u}_0$ (см. выражение (1)), следующие требования:

1. $B_{11}(\tau, \Omega) \approx B_{22}(\tau, \Omega) \Rightarrow B_0(\tau, \Omega)$, при этом боковые лепестки функции $B_0(\tau, \Omega)$ должны быстро спадать при удалении от точки главного максимума с координатами $\tau = 0, \Omega = 0$;
2. $B_{12}(\tau, \Omega) \Rightarrow 0$

где $B_{11}(\tau, \Omega)$, $B_{22}(\tau, \Omega)$ – функции обобщенной автокорреляции сигналов $\dot{f}_1(t)$, $\dot{f}_2(t)$, соответственно, а $B_{12}(\tau, \Omega)$ – функция обобщенной взаимной корреляции сигналов $\dot{f}_1(t)$, $\dot{f}_2(t)$. Требования 1 и 2 в компактной матричной форме определяются выражением

$$\mathbf{X}_0(\tau, \Omega) = \overline{\mathbf{u}_0(t) \otimes \mathbf{u}_0^+(t - \tau) e^{j\Omega t}} = \begin{pmatrix} B_{11}(\tau, \Omega) & B_{12}(\tau, \Omega) \\ B_{21}(\tau, \Omega) & B_{22}(\tau, \Omega) \end{pmatrix} \Rightarrow B_0(\tau, \Omega) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

где $\otimes$ – знак умножения по Кронекеру. Матричная функция $\mathbf{X}_0(\tau, \Omega)$ по аналогии с функций неопределенности скалярного сигнала [7-10] может быть названа матричной функцией неопределенности векторного сигнала $\mathbf{u}_0(t)$ [6].

4. Алгоритм обработки отраженного векторного сигнала

Известным [4] и единственным методом решения матричного уравнения (7) относительно оператора $\mathbf{G}(\tau_i, \Omega_i)$ является процедура векторной свертки обеих частей уравнения (7) с некоторым вектором $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$ (*фильтрующая векторная функция*), в соответствии с выражением

$$\mathbf{J}(\tau, \Omega) = \mathbf{u}_p(t) \odot \mathbf{u}(\tau, \Omega) = \mathbf{G}(\tau_i, \Omega_i) * \overbrace{\mathbf{u}_0(t) \otimes \tilde{\mathbf{u}}(\tau, \Omega)}^{\mathbf{F}(\tau, \Omega)} = \mathbf{G}(\tau_i, \Omega_i) * \mathbf{F}(\tau, \Omega), \quad (10)$$

где $\odot$ – знак векторной свертки ($\mathbf{u}_1(t) \odot \mathbf{u}_2(t) = \overline{\mathbf{u}_1(t) \otimes \tilde{\mathbf{u}}_2(t - \tau)}$), $\sim$ – знак транспонирования, $\mathbf{F}(\tau, \Omega)$ – матричная функция взаимной корреляции векторных функций $\mathbf{u}_0(t)$ и $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$, описывающих излученный сигнал и «матричный» фильтр, в котором производится первичная обработка отраженного сигнала. Из выражения (10) следует, что если оператор $\mathbf{F}(\tau, \Omega)$ не вырожден, ($\det\{\mathbf{F}(\tau, \Omega)\} \neq 0$) решение уравнения (10) относительно оператора $\mathbf{G}(\tau_i, \Omega_i)$ сводится к умножению правой части уравнения (10) на оператор $\mathbf{F}^{-1}(\tau, \Omega)$, обратный оператору $\mathbf{F}(\tau, \Omega)$:

$$\mathbf{G}(\tau_i, \Omega_i) = \mathbf{J}(\tau, \Omega) \cdot \mathbf{F}^{-1}(\tau, \Omega). \quad (11)$$

Очевидно, что в качестве фильтрующей функции можно использовать векторную функцию $\mathbf{u}_0^\dagger(t)$, если вектор $\mathbf{u}_0(t)$ в выражении (7) удовлетворяет требованию (9), где матрица $\mathbf{X}_0(\tau, \Omega)$ не вырождена ($\det\{\mathbf{X}_0(\tau, \Omega)\} \neq 0$). При этом алгоритм обработки отраженного сигнала описывается выражением (10), где $\mathbf{u}(\tau, \Omega) = \mathbf{u}_0^*(t)$. Обобщенная схема алгоритма представлена на рис.1, где $\mathbf{C}\Phi_1$ и $\mathbf{C}\Phi_2$ фильтры, согласованные, соответственно, с сигналами $f_1(t)$, $f_2(t)$, описывающими ортогональные компоненты излученного векторного сигнала $\mathbf{u}_0(t)$. На выходе матричного фильтра в каждом i -ом строке дальности и скорости (доплеровской частоты) формируются оценки $\hat{g}_{ij}(\tau_i, \Omega_i)$ элементов $g_{ij}(\tau_i, \Omega_i)$ матричной функции отклика $\mathbf{G}(\tau_i, \Omega_i)$ объекта, расположенного в этом строке. Обнаружение объекта в каждом строке дальности и скорости на фоне тепловых шумов производится по результатам порогового обнаружения сигнала на выходе канала формирования нормы $\|\hat{\mathbf{G}}(\tau_i, \Omega_i)\| = \sqrt{\sum |\hat{g}_{ij}(\tau_i, \Omega_i)|^2}$. Отме-

тим, что обработка в каналах формирования оценок $\hat{g}_{ij}(\tau_1, \Omega_1)$ обеспечивает наилучшее соотношение сигнал/шум на фоне тепловых шумов в приемных каналах, поскольку фильтры $C\Phi_1$ и $C\Phi_2$ согласованы с сигналами $f_1(t)$, $f_2(t)$, соответственно.

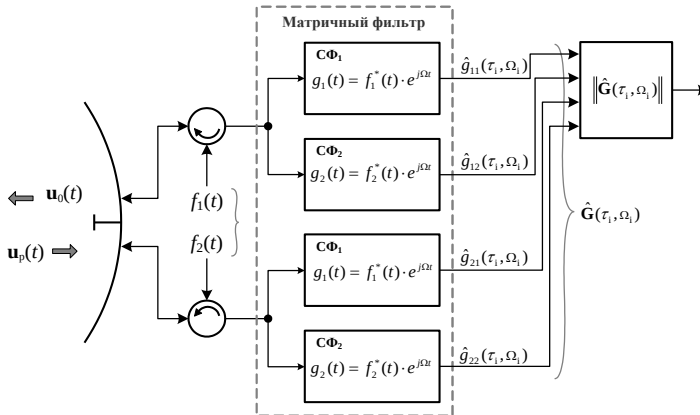


Рис. 1. Алгоритм первичной обработки векторных сигналов одно-позиционной РЛС

5. Заключение

Проведенный анализ задачи совместной оценки координатных и поляризационных параметров объектов позволяет сделать следующие выводы:

1. основной характеристикой радиолокационного векторного сигнала является его матричная функция неопределенности $X_0(\tau, \Omega)$ (см. выражение (9)), определяющая его свойства в задаче совместной оценки координатных и поляризационных параметров объекта;

2. точность оценки поляризационных и координатных параметров объекта тем выше, чем ближе вид матричной функции неопределенности векторного зондирующего сигнала к матричной δ -функции,

$\Delta(\tau, \Omega) = \delta(\tau, \Omega) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$, при этом невозможно факторизовать (разделить)

процесс формирования оценки матричной функции отклика объекта на процесс формирования оценки собственно поляризационных свойств объекта (его матрицы обратного рассеяния) и процесс формирования оценки его координатных параметров (дальность, скорость).

3. использование матричной функции неопределенности векторного сигнала, как его основного информационного атрибута, позволяет избежать субъективизма при выборе зондирующих сигналов поляризационных РЛС.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа была финансово поддержана Министерством образования и науки РФ, соглашение 14.577.21.0279 от 26 сентября 2017 г., идентификатор RFMEFI57717X0279.

Список литературы

- [1] Шеннон К. Связь при наличии шума. – В кн. "Работы по теории информации и кибернетике", М., ИЛ, 1963.
- [2] Френкс Л. Теория сигналов. – Пер. с англ. под редакцией Д.Е. Вакмана. – М., "Сов. радио", 1974, 343 с.
- [3] Колмогоров А.Н., Фомин С.В. Элементы теории функций и функционального анализа. – Курс лекций. М., МГУ, 1954.
- [4] Ахиезер Н.И., Глазман И.М. Теория линейных операторов в гильбертовом пространстве. – М., Гостехиздат, 1950.
- [5] Вудворд Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. — М., "Сов. радио", 1955.
- [6] Хлусов В.А. Теория и методы обработки векторных сигналов в поляризационных радиолокационных системах. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. – Томск, библиотека ТУСУР, 2004 г.
- [7] Вакман Д.Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. – М., "Сов. радио", 1965, 304 с.
- [8] Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала. – М., "Сов. радио", 1970, 331 с.
- [9] Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Пер. с англ. Под редакцией Кельзона В.С. – М., "Сов. радио", 1971, 567 с.
- [10] Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. – М., "Сов. радио", 1974, 360 с.

Radiointerferometric altimetry of the waving sea surface using Global Navigational Satellite Systems signals

^{1,2} Ilyushin Ya.A., ¹ Padokhin A.M

¹ Moscow State University

Russia 119991 Moscow Leninskie gory

ilyushin@phys.msu.ru

² Kotelikov Institute of Radio Engineering and electronics

Russia 125009 Moscow Mokhovaja ulitza 11/7

ilyushin@cplire.ru

Abstract: Numerical simulation of reflections of navigational space-borne radio beacons from undulating sea surface is performed at the main frequency of the Global Positioning System (GPS) L1 (1575.42 MHz). Electromagnetic field has been simulated with the Finite Difference in Time Domain (FDTD) technique for different model spectra of the sea waves. Impact of the surface waves on the mean sea level estimate at the monitoring station location is investigated. Random and systematic errors, in particular related to partial shadowing of the undulating surface at low grazing angles of the sounding wave coming from a GPS beacon, are evaluated and estimated.

Keywords: radiointerferometric reflectometry, Global Navigational Satellite Systems

Радиоинтерферометрическая альтиметрия взволнованной морской поверхности по сигналам спутниковых радионавигационных систем.

^{1,2} Илюшин Я.А., ¹ Падохин А.М.

¹ Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова

Россия 119992 Москва ГСП-2 Ленинские горы

ilyushin@phys.msu.ru

² Институт радиотехники и электроники В.А. Котельникова РАН

Россия 125009 Москва Моховая 11-7

ilyushin@cplire.ru

Аннотация: Представлены результаты численного моделирования эксперимента по интерференционной рефлектометрической альтиметрии уровня взволнованной морской поверхности по сигналам радиомаяков Глобальных Спутниковых

Навигационных Систем. Оценены систематические ошибки определения уровня моря, обусловленные морским волнением. Исследовано влияние частичного затенения профиля взволнованной поверхности при наблюдении радиомаяка в направлениях, близких к горизонтالي.

Ключевые слова: интерференционная рефлектометрия, глобальные спутниковые навигационные системы

1. Введение

По мере роста антропогенной нагрузки на окружающую среду глобальные изменения в природе и климате, связанные с хозяйственной деятельностью человечества, становятся всё более и более заметными на фоне естественных природных процессов. Систематический мониторинг этих изменений критически важен для обнаружения длиннопериодных вариаций климата и долгосрочных климатических трендов, таких как глобальное потепление, таяние полярных льдов, подъем уровня океана и т.д. Интенсивное развитие технологий оперативного мониторинга Земли из космоса к настоящему времени обеспечило широкие возможности для непрерывного регулярного наблюдения ключевых физических параметров атмосферы, океана и поверхности земной суши в глобальном масштабе. Интерференционная рефлектометрия сигналов спутников глобальных навигационных систем [1] представляет собой относительно дешевый метод для местных измерений уровня морской поверхности, пригодный для применения как на береговых станциях сетей наземного геодезического обеспечения (СНГО), так и в специально организованных обсерваториях глобального мониторинга окружающей среды. Метод основан на наблюдении интерференции падающей и отраженной волны и оценке высоты точки наблюдения над уровнем отражающей поверхности по разности фаз падающей и отраженной волн (рис. 1). При известных с высокой точностью координатах радиоприемного устройства это позволяет определять уровень моря в моменты заходов или восходов спутников над горизонтом. Этот метод, однако, подвержен влиянию ошибок, связанных с мелкомасштабными возмущениями уровня моря, в т.ч. ветровым волнением. Эти возмущения могут вносить в результаты измерений не только случайные, но и систематические ошибки.

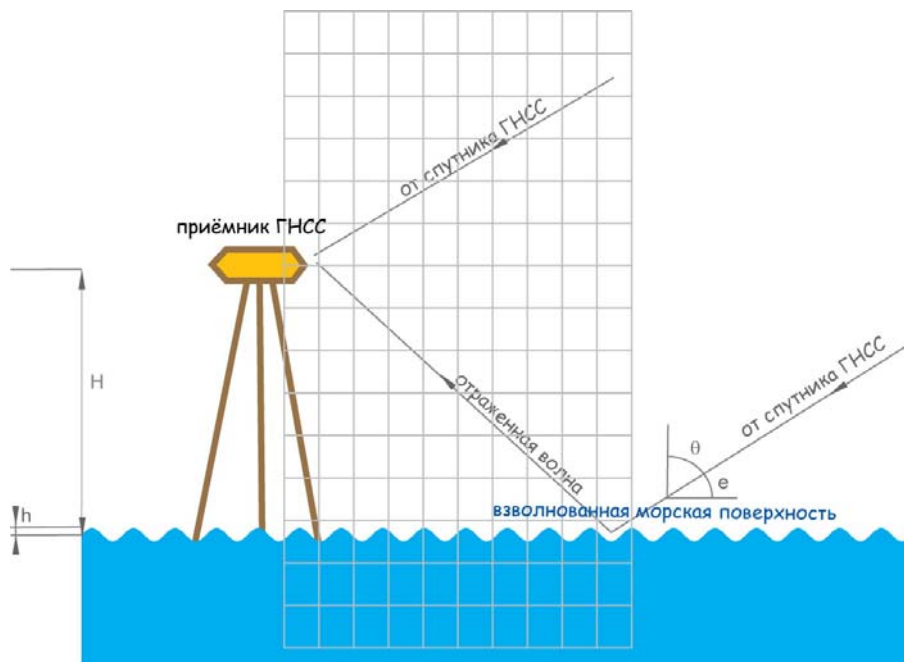


Рис. 1. Схематическое изображение эксперимента по интерференционной рефлектометрии уровня морской поверхности. Область численного расчета поля методом FDTD условно показана сеткой.

Fig. 1. Schematic view of the GNSS interference reflectometry of the sea level. Computational domain of the 2D FDTD algorithm is shown by the grid.

Мониторинг глобального уровня поверхности моря всегда имел большое значение для населения прибрежных территорий [2]. Длиннопериодные наблюдения уровня морской поверхности крайне важны для понимания закономерностей его изменения и влияния на все сферы жизни и деятельности в этих районах. В большом числе таких регионов организованы и длительно проводятся местные наблюдения с помощью мареографов, объединенных в глобальные сети мирового масштаба [3,4]. Однако, традиционные мареографические измерения чувствительны не только к изменениям абсолютного уровня водной поверхности, но также и к современным вертикальным движениям земного грунта [5]. Это означает, что эти измерения требуют соответствующей коррекции. В настоящее время для этих целей мареографы на станциях наблюдения, как правило, объединяются с приемниками глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС).

Перспективной альтернативой традиционным методам измерений являются системы непосредственной регистрации уровня моря методами интерференционной рефлектометрии. С помощью таких систем оказывается возможным одновременная регистрация изменений уровня моря и смещений береговой суши путем непосредственного определения координат приемной станции штатными средствами ГНСС-позиционирования. Таким образом, системы ГНСС-рефлектометрии оказываются способными практически полностью заменить комбинированные системы на основе мареографов, снабженных приемниками ГНСС как вспомогательными средствами позиционирования.

2 Принцип фазовой альтиметрии

На рис. 1 показано схематическое изображение геометрии эксперимента по интерференционной рефлектометрии сигналов ГНСС. Отраженный сигнал поступает на приемную антенну с запаздыванием относительно прямого сигнала в результате прохождения по более длинной трассе. Это можно проиллюстрировать также с помощью принципа отражений. Очевидно что вариации запаздывания отраженного сигнала определяются динамическими изменениями морской поверхности. Соответственно, также будет претерпевать изменения пространственно положение отражения антенны. Математическое соотношение между высотой антенны над поверхностью моря и запаздыванием распространения отраженного сигнала выражается простой формулой

$$\Delta\rho = 2H \sin(e) \quad ,$$

где ρ - разность длин фазовых путей прямой и отраженной волн, H - высота приемной антенны над уровнем отражающей (морской) поверхности, e - угол возвышения спутника ГНСС над горизонтом.

3 Численное моделирование отражения электромагнитных волн от рельефных поверхностей.

Численное моделирование отражения электромагнитной волны от шероховатой поверхности в общем случае представляет собой достаточно

сложную расчетную задачу. В общем случае, такое моделирование должно также учитывать поляризацию электромагнитной волны, что особенно существенно при наклонном падении.

В спутниковой интерференционной альтиметрии уровня моря интерес представляют отражения электромагнитной волны от поверхности морского волнения в общем случае не малой по сравнению с длиной волны высоты. Кроме того, отражение происходит при малых углах скольжения, т.е. в направлениях, близких к горизонтали. В такой ситуации известные приближенные подходы к расчету отражения работают плохо, причем в значительной степени выражено затенение профиля поверхности. Наиболее надежным подходом в этом случае являются точные решения электромагнитных уравнений для объекта заданной геометрической формы.

Целью данной работы является исследование влияния морского волнения на точность определения уровня морской поверхности по данным интерференционной ГНСС-рефлектометрии. Для решения поставленной задачи в настоящем исследовании проводится компьютерное моделирование отражения от возмущенной морской поверхности сигналов спутниковых навигационных радиомаяков, в первую очередь спутников глобальной навигационной системы GPS на основной рабочей частоте L1 (1575.42 МГц). Исследуется влияние поверхностных волн на оценку среднего уровня моря, в том числе случайных и систематических ошибок, в первую очередь вызванных частичным затенением профиля взволнованной морской поверхности при малых углах скольжения падающей волны. Прорабатываются подходы к учету и компенсации ошибок наблюдения на основе ассимиляции данных вспомогательных измерений, включая записи спектров местного ветрового волнения, контекстной фото/видео съемки окружающей акватории, местных погодных условий (скорости ветра и др.) и так далее.

4 Численное моделирование и обсуждение результатов расчета.

Численное моделирование методом FDTD [6] проводилось для периодического гармонического профиля ветрового волнения. Уравнения Максвелла электромагнитного поля в области и расчетные уравнения разностной схемы приведены в разделе . Геометрия расчетной области показана на рис. 1. Комплексная диэлектрическая проницаемость морской воды рассчитывалась по формуле

$$\varepsilon = \varepsilon' + \frac{i\sigma}{\omega\varepsilon_0} ,$$

где ε' - действительная часть комплексной проницаемости среды, σ - проводимость среды, $\omega = 2\pi f$ - циклическая частота, и ε_0 - диэлектрическая проницаемость вакуума. Проницаемость и проводимость морской воды соответственно равны 80 и 4 См/м.

На верхней и нижней границах расчетной области размещены идеально согласованные слои, обеспечивающие реализацию граничного условия, соответствующего отсутствию отражения от открытой области среды. На боковых границах области расчета поставлено периодическое граничное условие, соответствующее углу падения волны, приходящей от спутникового радиомаяка. Расчет проводился для линейно-поляризованной падающей волны с вектором напряженности электрического поля, перпендикулярной плоскости падения волны (s-поляризация). Плоскость падения волны совпадает с плоскостью двумерной расчетной области. Хотя практически излучение спутниковых радиомаяков ГНСС имеет, как правило, круговую поляризацию, при отражении от проводящей поверхности происходит значительная деполяризация падающего излучения. В отраженной волне преобладает линейно поляризованная компонента с вектором напряженности электрического поля, перпендикулярным плоскости падения. Таким образом, расчет с линейно поляризованной падающей волной обеспечивает высокую достоверность результатов моделирования при значительной экономии вычислительных ресурсов.

Начальные условия соответствуют отсутствию электромагнитного поля в расчетной области. Таким образом, расчет начинается при нулевых начальных условиях и продолжается до установления стационарного распределения интенсивности электромагнитного поля в области, т.е. установления стационарных стоячих волн и устойчивой интерференционной картины. После этого итерации метода FDTD прекращались, и значения квадратурных компонент поля (действительная и мнимая части комплексной напряженности электрического поля) записывались в выходные файлы результатов, которые сохранялись для дальнейшей обработки.

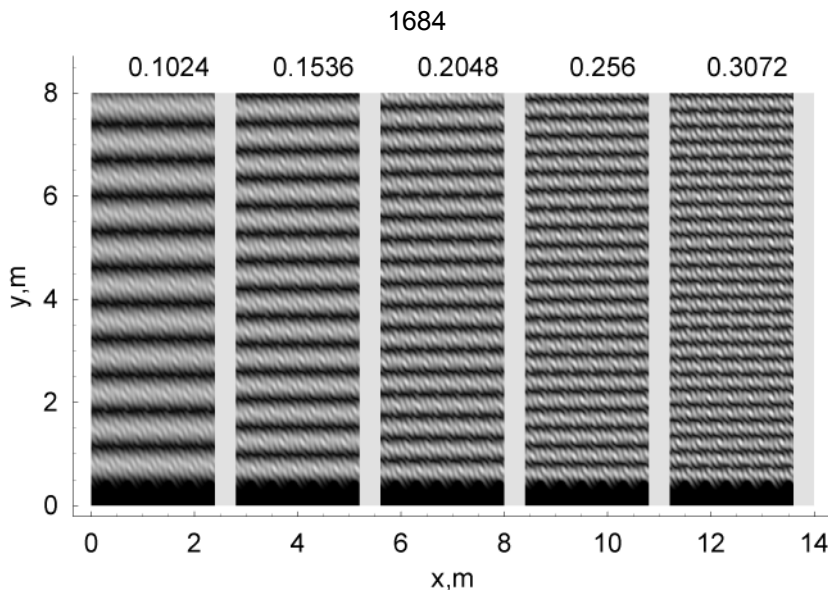


Рис. 2. Интерференционные картины поля спутникового радиомаяка над взволнованной морской поверхностью при различных косинусах зенитного угла спутника.

Fig. 2. Interference patterns os the wave field of GNSS beacon over waving sea surface. .

На уровне предполагаемого размещения приемной антенны станции наблюдения вычислялась средняя интенсивность излучения. Практически в реальном эксперименте изменения профиля взволнованной морской поверхности являются быстрыми по сравнению с изменениями условий падения электромагнитной волны (угла возвышения спутника ГНСС над горизонтом). Поэтому, в эксперименте в действительности происходит эффективное усреднение интенсивности принятого сигнала по множеству конфигураций вертикального профиля морского волнения водной поверхности. Фактически в численном расчете проводилось усреднение интенсивности по всему периоду гармонического профиля ветровой волны, т.е. по всем значениям поперечной координаты в расчетной области на высоте регистрации поля, т.е. размещения приемной антенной системы. В работе проведено несколько циклов расчетов на высокопроизводительном вычислительном оборудовании с периодом поверхностного волнения 0.4 м для амплитуд вертикального профиля волны в интервале 0 - 0.2 м и с периодом 0.8 м с диапазоном амплитуд вертикального профиля 0 - 0.8 м. Интерференционные картины (интенсивность поля в расчетной области) при различных значениях косинуса угла падения волны $\cos\theta$ показаны на рис. 2. Горизонтальный период морского волнения – 0.8 м, высота профиля

волнения – 0.4 м. Можно заметить осложнение интерференционной картины с увеличением высоты профиля волны и косинуса угла падения, связанное с усилением побочных дифракционных максимумов рассеяния электромагнитного излучения на периодическом профиле морской волны.

Соответствующие высотные спектры интерференционных картин приведены на рис. 3. Смещение максимума спектра, являющегося индикатором измеряемого уровня, и систематическая ошибка измерения растет с ростом высоты волнения. Горизонтальный период морского волнения – 0.8 м.

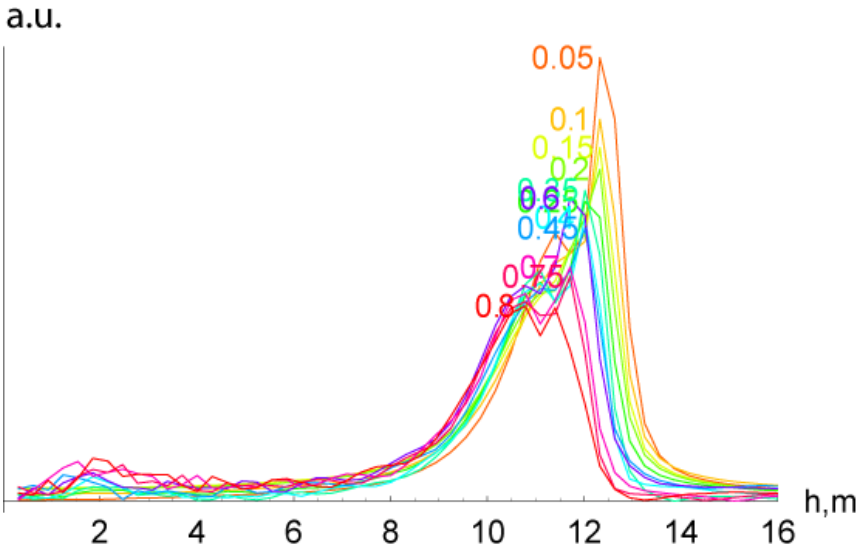


Рис. 3. Высотные спектры интерференционных картин в зависимости от высоты профиля морского волнения.

Fig. 3. Height spectra of the interference patterns for different sea wave profile heights.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена с использованием оборудования Центра коллективного пользования сверхвысокопроизводительными вычислительными ресурсами МГУ имени М.В. Ломоносова [7]. Исследование поддержано грантом Российского Научного Фонда (РНФ) №17-77-20087.

Список литературы

- [1] Liu W., et al. Coastal Sea-Level Measurements Based on GNSS-R Phase Altimetry: A Case Study at the Onsala Space Observatory, Sweden // IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING. 2017. V.55. N.10. P.5625
- [2] Cohen J. E., Small C., Mellinger A., Gallup J., Sachs J., Estimates of coastal populations // Science. 1997. V. 278. N. 5341. P.1209-1213.

- [3] Schone T., Schon N, Thaller D., IGS tide gauge benchmark monitoring pilot project (TIGA): Scientific benefits, // J. Geodesy. 2009.V. 83, N.3-4, P. 249-261.
- [4] Woodworth P.L, Hughes C.W., Bingham R.J., and Gruber T. Towards worldwide height system unification using ocean information. // J. Geodetic Sci. 2012. V. 2. N. 4. P. 302-318.
- [5] K. M. Larson, J. S. Lofgren, and R. Haas, Coastal sea level measurements using a single geodetic GPS receiver. // Adv. Space Res. 2013. V.51. N.8. pp.1301-1310.
- [6] Yee K. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1966. V.14. P.302–307.
- [7]. Воеводин Вл.В., Жуматий С.А., Соболев С.И., Антонов А.С., Брызгалов П.А., Никитенко Д.А., Стефанов К.С., Воеводин Вад.В. Практика суперкомпьютера "Ломоносов" // Открытые системы. - Москва: Издательский дом "Открытые системы", N 7, 2012. С. 36-39.

References

- [1] Liu W., et al. Coastal Sea-Level Measurements Based on GNSS-R Phase Altimetry: A Case Study at the Onsala Space Observatory, Sweden // IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING. 2017. V.55. N.10. P.5625
- [2] Cohen J. E., Small C., Mellinger A., Gallup J., Sachs J., Estimates of coastal populations // Science. 1997. V. 278. N. 5341. P.1209-1213.
- [3] Schone T., Schon N, Thaller D., IGS tide gauge benchmark monitoring pilot project (TIGA): Scientific benefits, // J. Geodesy. 2009.V. 83, N.3-4, P. 249-261.
- [4] Woodworth P.L, Hughes C.W., Bingham R.J., and Gruber T. Towards worldwide height system unification using ocean information. // J. Geodetic Sci. 2012. V. 2. N. 4. P. 302-318.
- [5] K. M. Larson, J. S. Lofgren, and R. Haas, Coastal sea level measurements using a single geodetic GPS receiver. // Adv. Space Res. 2013. V.51. N.8. pp.1301-1310.
- [6] Yee K. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1966. V.14. P.302–307.
- [7] V. Sadovnichy, A. Tikhonravov, V. Voevodin, and V. Opanasenko "Lomonosov": Supercomputing at Moscow State University. In Contemporary High Performance Computing: From Petascale toward Exascale (Chapman & Hall/CRC Computational Science). P.283-307. Boca Raton, USA. CRC Press. 2013.

Acknowledgements

The research is carried out using the equipment of the shared research facilities of HPC computing resources at Lomonosov Moscow State University [7].

The research has been partially supported by Russian Science Foundation with the grant 17-77-20087.

Non-classical method for estimating the parameters of the motion of the radiating target which is based on triangulation system in conditions of a priori uncertainty

¹Bulychev Y.G., ²Marchenko I.A., ³Nasencov I.G., ¹Chepel' E.N.,

¹Yachmenyov A.V., ⁴Shukalo D.M.

¹All-Russian Research Institute "Gradient",
Rostov-on-Don, 344000, Russian Federation

ProfBulychev@yandex.ru

²Taganrog Research Institute of Communications,
Taganrog, 347900, Russian Federation

³JSC "Technodynamics",
Moscow, Russian Federation

⁴ООО «TARKUS»
Rostov-on-Don, 344009, Russian Federation

Abstract: A non-classical method of triangulation estimation of the parameters of the motion of a radiating target is developed with considering for the possible appearance of anomalous measurement errors in channels of direction finders. It is anticipated that in advance numbers of unreliable channels (both in azimuth and in elevation) and the times when these errors appear, are not known. The implementation of the method does not require the traditional extension of the state space, the specification of mathematical models of anomalous errors, and the corresponding initial conditions.

Keywords: triangulation measuring system, Kalman filter, anomalous errors, angular measurements, measuring structures, clusters.

Неклассический метод оценивания параметров движения излучающей цели на базе триангуляционной системы в условиях априорной неопределенности

¹Булычев Ю.Г., ²Марченко И.А., ³Насенков И.Г., ¹Чепель Е.Н.,

¹Ячменёв А.В., ⁴Шукало Д.М.

¹Всероссийский научно-исследовательский институт «Градиент»,
г. Ростов-на-Дону, 344000, Российская Федерация
ProfBulychev@yandex.ru

²Таганрогский научно-исследовательский институт связи,
г. Таганрог, 347900, Российская Федерация

³АО «Технодинамика»,
г. Москва, Российская Федерация

⁴ООО «Таркус»
г. Ростов-на-Дону, 344009, Российская Федерация

Аннотация: Развита неклассический метод триангуляционного оценивания параметров движения излучающей цели с учетом возможного появления в каналах пеленгаторов аномальных ошибок измерений. Предполагается, что заранее неизвестны ни номера недостоверных каналов (как по азимуту, так и по углу места), ни моменты времени появления этих ошибок. Реализация метода не требует традиционного расширения пространства состояний, задания математических моделей аномальных ошибок и соответствующих начальных условий.

Ключевые слова: триангуляционная измерительная система, фильтр Калмана, аномальные погрешности, угловые измерения, измерительные структуры, кластеры.

1. Введение

В работе [1] применительно к триангуляционной измерительной системе (ТИС) развивается неклассический метод оценивания местоположения излучающей цели на основе принципов «размножения» и «кластеризации» единичных оценок, который позволяет обнаруживать недостоверные измерительные каналы (как по азимуту, так и по углу места), содержащие аномальные погрешности (АП). В отличие от классических подходов данный метод не требует привлечения априорной информации о законах распределения ошибок угловых измерений.

В данной работе применительно к ТИС рассматривается неклассический метод оценивания параметров движения (НМОПД) излучающей цели в условиях априорной неопределенности, основанный на теории фильтрации Калмана, а также принципах «размножения» и «кластеризации» единичных оценок, заимствованных из работы [1].

2. Используемые модели и ограничения

Применяя обозначения из [2], сформируем линеаризованный вектор состояния

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{F}(\mathbf{X}_{k/k}^*, k) + \mathbf{B}_k (\mathbf{X}_k - \mathbf{X}_{k/k}^*) + \boldsymbol{\Xi}_k$$

где $\mathbf{X}_k = [\boldsymbol{\Lambda}_k^T, \mathbf{V}_k^T, \mathbf{W}_k^T, \mathbf{P}_k^T]^T$, $\boldsymbol{\Lambda}_k = [x_k, y_k, z_k]^T$, $\mathbf{V}_k = [v_k^x, v_k^y, v_k^z]^T$ и $\mathbf{W}_k = [w_k^x, w_k^y, w_k^z]^T$ — векторы, характеризующий местоположение, скорость и ускорение цели в момент времени t_k , $k = 0, 1, 2, \dots$, $\mathbf{P}_k$ — вектор вспомогательных параметров, используемых для расширения пространства состояний ω_1 .

Для формирующего шума $\boldsymbol{\Xi}_k$ примем $M\{\boldsymbol{\Xi}_k\} = \mathbf{0}$,

$$M\{\boldsymbol{\Xi}_k \boldsymbol{\Xi}_i^T\} = \mathbf{K}_k^\Xi \delta_{ki}$$

где $M\{\cdot\}$ — символ математического ожидания, δ_{ki} — символ Кронекера.

Для нормальных условий функционирования ТИС вектор наблюдений (будем называть их «незасорёнными») зададим в виде:

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{Y}_k + \boldsymbol{\Psi}_k$$

где $\mathbf{H}_k = [(h_{mk}^\alpha, h_{mk}^\beta), m = \overline{1, M}]^T$, $\mathbf{Y}_k = \mathbf{Y}(\mathbf{X}_k) = [(\alpha_{mk}, \beta_{mk}), m = \overline{1, M}]^T$, M — число пеленгаторов, α_{mk} и β_{mk} — азимут и угол места цели относительно m -го пеленгатора (Π_m) в момент t_k , $\boldsymbol{\Psi}_k = [(\psi_{mk}^\alpha, \psi_{mk}^\beta), m = \overline{1, M}]^T$ — вектор шумов наблюдений, для которого $M\{\boldsymbol{\Psi}_k\} = \mathbf{0}$, $M\{\boldsymbol{\Psi}_k \boldsymbol{\Psi}_i^T\} = \mathbf{K}_k^\Psi \delta_{ki}$.

Полагаем, что процессы $\boldsymbol{\Xi}_k$ и $\boldsymbol{\Psi}_k$ независимы.

Используя информацию о матрице $\mathbf{K}_k^\Xi$, для нормальных условий функционирования ТИС с заданной вероятностью можно обеспечить выполнение неравенств:

$$\begin{aligned} |\psi_{mk}^\alpha| &< \varepsilon_k^\alpha, \\ |\psi_{mk}^\beta| &< \varepsilon_k^\beta, \end{aligned}$$

где ε_k^α и ε_k^β — рассчитываемые по известным правилам пороговые значения.

В частных случаях можно принять $\varepsilon_k^\alpha = \varepsilon^\alpha$ и $\varepsilon_k^\beta = \varepsilon^\beta$ или $\varepsilon_k^\alpha = \varepsilon_k^\beta = \varepsilon$. Для аномальных условий указанные неравенства по некоторым координатам вектора Ψ_k не выполняются. Полагается, что нам неизвестны номера этих координат и величины соответствующих им АП.

Каждому Π_m ставится в соответствие два измерительных канала: K_m^α — азимутальный и K_m^β — угломестный. Если в момент t_k канал не содержит АП, то такой канал будем называть достоверным для данного момента времени и данного пеленгатора, в противном случае — недостоверным. Применительно к ТИС рассматривается множество каналов:

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}^\alpha \cup \mathbf{K}^\beta,$$

где $\mathbf{K}^\alpha = \{K_m^\alpha, m = \overline{1, M}\}$ и $\mathbf{K}^\beta = \{K_m^\beta, m = \overline{1, M}\}$.

Для ТИС с числом пеленгаторов три и более проявляется так называемый геометрический фактор — избыточное число поверхностей положения, на базе которых можно строить альтернативные ИС и применять принцип «размножения» единичных оценок, соответствующих этим ИС [1].

Будем полагать, что число измерительных каналов, не содержащих АП, должно быть не менее $D^{\alpha\beta}$, при этом

$$M + 1 \leq D^{\alpha\beta} \leq 2M.$$

3. Формирование рабочих измерительных структур и соответствующих им оценок

Там, где рассуждения относятся к фиксированному моменту времени $t_k, k \in \{0, 1, 2, \dots\}$, с целью сокращения записей индекс k будет опущен. По аналогии с [1] сформируем семейство измерительных структур $\{\overline{\text{ИС}}_1, \dots, \overline{\text{ИС}}_{\overline{N}}\}$, как наблюдаемых, так и ненаблюдаемых. Под $\overline{\text{ИС}}_n$ (где $n \in \{1, \dots, \overline{N}\}$) понимается произвольный набор измерительных каналов из формулы 6, при этом $\overline{\text{ИС}}_n$ и $\overline{\text{ИС}}_m$ не совпадают для всех $n, m \in \{1, \dots, \overline{N}\}, n \neq m$. Для выделения из множества $\{\overline{\text{ИС}}_1, \dots, \overline{\text{ИС}}_{\overline{N}}\}$ только наблюдаемых измерительных структур зададимся парой чи-

сел $(\gamma_\alpha, \gamma_\beta)$, где γ_α и γ_β соответствуют минимально необходимому числу $\gamma_{\alpha\beta} = \gamma_\alpha + \gamma_\beta$ азимутальных и угломестных каналов, достаточных для наблюдаемости задачи оценивания. Будем также полагать, что число измерительных каналов, не содержащих АП, должно быть не менее

$$D^{\alpha\beta} = D_s^\alpha + D_s^\beta, \quad s = \overline{1, S} \dots D_s^\alpha, D_s^\beta \in \{1, \dots, M\},$$

где D_s^α, D_s^β — составляющие числа $D^{\alpha\beta}$ для s -го варианта представления, обеспечивающего наблюдаемость задачи (S — общее число таких вариантов).

Понятно, что для наблюдаемости задачи необходимо $D_s^\alpha \geq \gamma_\alpha$ и $D_s^\beta \geq \gamma_\beta$.

Выделим из $\{\overline{\text{ИС}}_1, \dots, \overline{\text{ИС}}_{\overline{N}}\}$ множество наблюдаемых структур $\{\text{ИС}_{[1]}, \dots, \text{ИС}_{[N]}\}$, где $N < \overline{N}$. Для всех этих структур задача определения местоположения цели (без учёта ошибок измерений) имеет единственное решение. Полагается, что $\text{ИС}_{[k]}$ и $\text{ИС}_{[l]}$ (где $k, l \in \{1, \dots, N\}$, $k \neq l$) не должны совпадать. Каждой сформированной $\text{ИС}_{[n]}$ соответствует вектор первичных измерений

$$\mathbf{H}_{[n]} = \left[h_{[n]p}^\alpha, p = \overline{1, M_{[n]}^\alpha}; h_{[n]p}^\beta, p = \overline{1, M_{[n]}^\beta} \right]^T,$$

при этом $L_{[n]} = M_{[n]}^\alpha + M_{[n]}^\beta$ — общее число измерений, $h_{[n]p}^\alpha \in \{h_1^\alpha, \dots, h_M^\alpha\}$ и $h_{[n]p}^\beta \in \{h_1^\beta, \dots, h_M^\beta\}$.

Для каждой $\text{ИС}_{[n]}$ сформируем оценку местоположения цели $\Lambda_{[n]}^* = \left[x_{[n]}^*, y_{[n]}^*, z_{[n]}^* \right]^T$, например, на базе одного из известных линейных квазиоптимальных методов. Для фиксированной $\text{ИС}_{[n]}$ и соответствующей ей оценки $\Lambda_{[n]}^*$ по отношению ко всем Π_m ($m = \overline{1, M}$) строим так называемые «вторичные» пеленги $\alpha_{m[n]}^*$ и $\beta_{m[n]}^*$, для которых проверяем выполнение условий (отдельно по азимуту и углу места): $\left| \alpha_{m[n]}^* - h_m^\alpha \right| < \varepsilon^\alpha$,

$|\beta_{m[n]}^* - h_m^\alpha| < \varepsilon^\beta$, $m = \overline{1, M}$. Если для всех сформированных «вторичных» пеленгов $\alpha_{m[n]}^*$ и $\beta_{m[n]}^*$ (их суммарное количество по азимуту и углу места равно $2M$) выполняется менее M условий (суммарное по азимуту и углу места), то рассматриваемая ИС_[n] отсеивается. Оставшиеся после отсеивания (селекции) ИС назовём рабочими измерительными структурами (РИС_[n_i], где $i = \overline{1, N_1}$, $N_1 \leq N$, $n_i \in \{1, \dots, N\}$), им соответствуют оценки $\Lambda_{[n_i]}^* = [x_{[n_i]}^*, y_{[n_i]}^*, z_{[n_i]}^*]^T$. На этом заканчивается этап предварительной обработки измеренных пеленгов, в результате которого отсеиваются «грубые» ИС и соответствующие им оценки. Далее рассматриваются только оценки, соответствующие РИС_[n_i].

4. Кластеризация и вычисление параметров кластеров

На множестве сформированных оценок $\Lambda_{[n_i]}^*$ ($i = \overline{1, N_1}$) осуществляется операция кластеризации с использованием Q кластеров. Алгоритм кластеризации устанавливает отображение $f: \{n_1, \dots, n_{N_1}\} \rightarrow \{1, \dots, Q\}$, которое номерам n_i , сформированным ранее РИС_[n_i], ставит в соответствие метку (номер кластера) $q \in \{1, \dots, Q\}$. В результате этого, семейство номеров $\{n_1, \dots, n_{N_1}\}$ разбивается на Q непересекающихся множеств–кластеров $\{K_1, \dots, K_Q\}$, где $K_q = \{n_{1q}, \dots, n_{L_q q}\}$, $n_{dq} \in \{n_1, \dots, n_{N_1}\}$, $d = \overline{1, L_q}$. Для кластеризации применяется иерархический агломеративный алгоритм (на первом шаге каждая оценка рассматривается как отдельный кластер). Каждый кластер K_q по своей топологической структуре может быть сосредоточенным или распределенным, однородным или неоднородным, иметь или не иметь «близких соседей-кластеров». Для учета этих особенностей применительно к кластеру K_q сформируем множество $\Omega_q = \{n_{\Omega, q, i}, i = \overline{1, L_{\Omega, q}}\}$ (где $n_{\Omega, q, i} \in \{n_1, \dots, n_{N_1}\}$), которое объединяет в себе все метки, соответствующие тем оценкам из множества $\{\Lambda_{[n_i]}^*, \dots, \Lambda_{[n_{N_1}]}^*\}$,

которые наиболее близки к центру Υ_q кластера K_q . При этом используется следующий критерий близости:

$$\begin{aligned} & \left| \alpha_{m[n_{\Omega,q,i}]}^* - \alpha_m^{\Upsilon_q} \right| < \varepsilon^\alpha, \\ & \left| \beta_{m[n_{\Omega,q,i}]}^* - \beta_m^{\Upsilon_q} \right| < \varepsilon^\beta, \quad m = \overline{1, M}, \end{aligned}$$

где $\alpha_m^{\Upsilon_q}$ и $\beta_m^{\Upsilon_q}$ — «вторичные» пеленги оценки Υ_q по отношению к Π_m , $\alpha_{m[n_{\Omega,q,i}]}^*$ и $\beta_{m[n_{\Omega,q,i}]}^*$ — «вторичные» пеленги оценки $\Lambda_{[n_{\Omega,q,i}]}^*$, соответствующие $\text{PISC}_{[n_{\Omega,q,i}]}$, по отношению к Π_m . Множество Ω_q назовем ядром кластера K_q . Его основные характеристики: мощность $L_{\Omega,q} \geq 1$, разреженность $g_{\Omega,q}$ и центр $\mathbf{I}_{\Omega,q}$.

Таким образом, в пространстве $\mathbf{R}^3$ сформирована некоторая окрестность $O_{\Omega,q}$ (с центром в точке $\mathbf{I}_{\Omega,q}$), которую назовем доверительной областью ядра Ω_q , отвечающего кластеру K_q . Каждому ядру Ω_q можно поставить в соответствие множество измерительных каналов

$$\mathbf{K}_{\Omega,q} = \{ \mathbf{K}_{\Omega,q}^\alpha, \mathbf{K}_{\Omega,q}^\beta \} \subseteq \mathbf{K} = \mathbf{K}^\alpha \cup \mathbf{K}^\beta,$$

где $\mathbf{K}_{\Omega,q}^\alpha = \{ K_{\Omega,q,i}^\alpha, i = \overline{1, M_{\Omega,q}^\alpha} \}$ и $\mathbf{K}_{\Omega,q}^\beta = \{ K_{\Omega,q,i}^\beta, i = \overline{1, M_{\Omega,q}^\beta} \}$ — множества азимутальных и угломестных каналов, использованных при построении ядра Ω_q , при этом $M_{\Omega,q}^\alpha + M_{\Omega,q}^\beta \leq 2M$.

5. Обнаружение недостоверных каналов, формирование результирующей оценки

Далее для каждого множества $\mathbf{K}_{\Omega,q}$ определяем множества условно достоверных $\mathbf{K}_{\Omega,q}^0 = \{ \mathbf{K}_{\Omega,q}^{0\alpha}, \mathbf{K}_{\Omega,q}^{0\beta} \} \subseteq \mathbf{K}$ и недостоверных

$\mathbf{K}_{\Omega,q}^1 = \{ \mathbf{K}_{\Omega,q}^{1\alpha}, \mathbf{K}_{\Omega,q}^{1\beta} \} \subseteq \mathbf{K}$ измерительных каналов, где

$$\mathbf{K}_{\Omega,q}^{r\alpha} = \{ K_{\Omega,q,i}^{r\alpha}, i = \overline{1, M_{\Omega,q}^{r\alpha}} \}, \quad \mathbf{K}_{\Omega,q}^{r\beta} = \{ K_{\Omega,q,i}^{r\beta}, i = \overline{1, M_{\Omega,q}^{r\beta}} \}, \quad r \in \{0, 1\},$$

$$\mathbf{K}_{\Omega,q}^0 \cap \mathbf{K}_{\Omega,q}^1 = \emptyset, \quad \mathbf{K}_{\Omega,q}^0 \cup \mathbf{K}_{\Omega,q}^1 = \mathbf{K}, \quad \|\mathbf{K}_{\Omega,q}^0\| + \|\mathbf{K}_{\Omega,q}^1\| = \|\mathbf{K}\| = 2M,$$

$\|\cdot\|$ — оператор вычисления мощности множества. Для множеств $\mathbf{K}_{\Omega,q}^{0\alpha}$ и $\mathbf{K}_{\Omega,q}^{0\beta}$ справедливо: $|h_m^\alpha - \alpha_m^{\mathbf{I}_{\Omega,q}}| \leq \varepsilon^\alpha$, $|h_m^\beta - \beta_m^{\mathbf{I}_{\Omega,q}}| \leq \varepsilon^\beta$, $m = \overline{1, M}$, где $\alpha_m^{\mathbf{I}_{\Omega,q}}$ и $\beta_m^{\mathbf{I}_{\Omega,q}}$ — «вторичные» пеленги центра $\mathbf{I}_{\Omega,q}$ ядра Ω_q . Соответственно для элементов множеств $\mathbf{K}_{\Omega,q}^{1\alpha}$ и $\mathbf{K}_{\Omega,q}^{1\beta}$ данные неравенства не выполняются. Если $\|\mathbf{K}_{\Omega,q}^1\| \neq 0 \quad \forall q = \overline{1, Q}$, т.е. у каждого ядра Ω_q есть условно недостоверные измерительные каналы (*вариант 1*), то в этом случае выбираем приоритетное ядро $\Omega^* \in \{\Omega_1, \dots, \Omega_Q\}$, для которого $\|(\mathbf{K}^0)^*\| = \max_q \|(\mathbf{K}_q^0)^*\|$, $q = \overline{1, Q}$. Если решение не единственное, то предпочтение отдается наиболее плотному ядру (по принципу ранжирования). Далее на базе первичных измерений достоверных каналов $(\mathbf{K}^0)^*$ производим вторую прогонку изложенного выше метода и осуществляем выбор приоритетного ядра Ω_{opt}^* , центр которого $\mathbf{I}_{\Omega_{\text{opt}}^*}$ и является результирующей оценкой местоположения цели. Если существует семейство ядер $\{\Omega_i^*, i = \overline{1, Q^*}\}$ (где $\Omega_i^* \in \{\Omega_1, \dots, \Omega_Q\}$, $Q^* \leq Q$), у которых отсутствуют недостоверные измерительные каналы (*вариант 2*), то приоритетное ядро Ω_{opt}^* выбирается из множества $\{\Omega_i^*, i = \overline{1, Q^*}\}$ с учетом указанного выше принципа ранжирования. Центр $\mathbf{I}_{\Omega_{\text{opt}}^*}$ ядра Ω_{opt}^* принимается за результирующую оценку и вторая прогонка развитого метода не нужна.

6. Оценивание параметров движения излучающей цели

Возвращаясь к задаче фильтрации, для каждого момента времени t_k (где $k \in \{0, 1, 2, \dots\}$) можно сформировать оптимальное ядро Ω_k^* с центром $\mathbf{I}_{\Omega^*,k} = \Lambda_{\Omega^*,k}^*$ и векторы скорректированных измерений $\mathbf{H}_{\Omega^*,k}^{(d)} = \mathbf{Y}_k^{(d)} + \mathbf{\Psi}_{\Omega^*,k}^{(d)}$, $d \in \{1, 2\}$, где $\mathbf{\Psi}_{\Omega^*,k}^{(d)}$ — вектор ошибок измерений, соответствующий принятому варианту формирования вектора скорректированных измерений. Для *варианта 1* ($d = 1$) корреляционная матрица

ошибок измерений $\mathbf{K}_{\Omega^*,k}^{\Psi^{(1)}}$ получается из исходной матрицы $\mathbf{K}_k^{\Psi}$ путем отбрасывания тех строк и столбцов, которые соответствуют недостоверным каналам. Для *варианта 2* ($d = 2$) расчет элементов матрицы $\mathbf{K}_{\Omega^*,k}^{\Psi^{(2)}}$ представляет собой не простую задачу, поскольку применение НМОПД изменяет закон распределения ошибок первичных измерений пеленгов. Однако результаты моделирования показывают, что при малых флуктуационных ошибках пеленгования зачастую без значительного ущерба для точности оценивания допустимо вместо $\mathbf{K}_{\Omega^*,k}^{\Psi^{(2)}}$ использовать исходную матрицу $\mathbf{K}_k^{\Psi}$.

В рамках НМОПД получаем следующий алгоритм фильтрации (где $d \in \{1, 2\}$):

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{\Omega^*,k+1/k+1}^{*(d)} = \mathbf{X}_{\Omega^*,k+1/k}^{*(d)} + \mathbf{G}_{\Omega^*,k+1}^{(d)} \left[\mathbf{H}_{\Omega^*,k}^{(d)} - \mathbf{Y}^{(d)} \left(\mathbf{X}_{\Omega^*,k+1/k}^{*(d)} \right) \right], & \mathbf{X}_{\Omega^*,k+1/k}^{*(d)} = \mathbf{F} \left(\mathbf{X}_{\Omega^*,k/k}^{*(d)}, k \right), \\ \mathbf{G}_{\Omega^*,k+1}^{(d)} = \mathbf{K}_{\Omega^*,k+1/k+1}^{X^{(d)}} \left(\mathbf{A}_{\Omega^*,k+1}^{(d)} \right)^T \left(\mathbf{K}_{\Omega^*,k+1}^{\Psi^{(d)}} \right)^{-1}, & \mathbf{K}_{\Omega^*,k+1/k+1}^{X^{(d)}} = \mathbf{K}_{\Omega^*,k+1/k}^{X^{(d)}} - \\ - \mathbf{K}_{\Omega^*,k+1/k}^{X^{(d)}} \left(\mathbf{A}_{\Omega^*,k+1}^{(d)} \right)^T \left(\mathbf{A}_{\Omega^*,k+1}^{(d)} \mathbf{K}_{\Omega^*,k+1/k}^{X^{(d)}} \left(\mathbf{A}_{\Omega^*,k+1}^{(d)} \right)^T + \mathbf{K}_{\Omega^*,k+1}^{\Psi^{(d)}} \right)^{-1} \mathbf{A}_{\Omega^*,k+1}^{(d)} \mathbf{K}_{\Omega^*,k+1/k}^{X^{(d)}}, \\ \mathbf{K}_{\Omega^*,k+1/k}^{X^{(d)}} = \mathbf{B}_{\Omega^*,k} \mathbf{K}_{\Omega^*,k/k}^{X^{(d)}} \mathbf{B}_{\Omega^*,k}^T + \mathbf{K}_k^{\Xi}, \end{cases}$$

где $\mathbf{A}_{\Omega^*,k+1}^{(d)}$ матрица частных производных от $\mathbf{Y}_k^{(d)}(\mathbf{X}_k)$ по $\mathbf{X}_k$, вычисленных в точке $\mathbf{X}_{\Omega^*,k/k}^{*(d)}$.

Для его запуска необходимо использовать начальные условия, которые формируются на основе более ранних скорректированных оценок НМОПД. При нормальных условиях функционирования ТИС вектор $\mathbf{P}_{\Omega,k}^*$ можно опустить, т.е. рассматривать усеченный вектор $\mathbf{X}_{\Omega^*,k/k}^* = \left[\mathbf{A}_{\Omega,k}^*, \mathbf{V}_{\Omega,k}^* \right]^T$. Результаты моделирования данного алгоритма показывают, что НМОПД дает несмещенные оценки и незначительно проигрывает в точности классическому фильтру даже в аномальных условиях функционирования ТИС.

7. Заключение

Развитый метод можно отнести к классу интеллектуально-аналитических методов, поскольку он предполагает выполнение традиционных аналитических операций, связанных с нахождением решений систем уравнений, поиском максимумов и минимумов, сравнением чисел и т.д., а также интеллектуальных операций, присущих ЭВМ-оператору и относящихся к перебору вариантов, распознаванию ситуаций, формированию кластеров и др. Анализ показал, что развитый метод обеспечивает: возможность эффективной обработки измерений при наличии априорной неопределенности; обнаружение недостоверных каналов и коррекцию измерений пеленгов таких каналов для всех пеленгаторов ТИС; существенный выигрыш в точности оценивания параметров движения цели на базе ТИС по сравнению с классическими подходами при аномальных условиях наблюдения; асимптотическую сходимость оценок НМОПД к оценкам этих подходов и линеаризованного метода фильтрации в нормальных условиях функционирования ТИС.

Список литературы

- [1] Булычев Ю.Г., Чепель Е.Н. Квазиоптимальный метод решения задачи триангуляции в условиях априорной неопределенности // *Автометрия*. 2017. Т.53. №6. С.83-91.
- [2] Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. М.: Сов.радио, 1978, 384 с.

References

- [1] Bulychev Y.G., Chepel' E.N. [Quasi-optimal method for solving the triangulation problem under a priori uncertainty]. *Avtometriya*, 2017, vol. 53, no. 6, pp. 83 - 91. (In Russian).
- [2] Zhdanyuk B.F. [Fundamentals of statistical processing of trajectory measurements]. *Sov.radio*, 1978, 384 p. (In Russian).

The analysis of the radio navigation signals failures in the European part of Russia according to 2016–2017 data

¹ Zuev A.V., ¹ Ivanov V.A., ¹ Ivanov D.V., ¹ Ryabova N.V.

¹Volga State University of Technology
Yoshkar-Ola, 424000, Russian Federation
alzuev80@mail.ru

Annotation: The results of the spatial distribution of navigation signals failures of satellite systems over the European part of Russia according to 2016-2017 data are presented.

Key words: navigation signals failures, magnetic storms, GLONASS / GPS, ionosphere.

Анализ сбоев радионавигационных сигналов в Европейской части России по данным 2016—2017 гг.

¹ Зуев А.В., ¹ Иванов В.А., ¹ Иванов Д.В., ¹ Рябова Н.В.

¹Поволжский государственный технологический университет
г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
alzuev80@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты пространственного распределения сбоев навигационных сигналов спутниковых систем над Европейской частью России по данным 2016-2017 гг..

Ключевые слова: сбои навигационных сигналов, магнитные бури, ГЛОНАСС/GPS, ионосфера.

1. Введение

Одним из актуальных направлений исследования ионосферы стало исследование фазовых флуктуаций, сбоев измерений фазы и диапазона кода в системах радионавигации при геомагнитных возмущениях. Однако, с точки зрения потребителя и для дальнейших модификаций глобальных

навигационных спутниковых систем гораздо более необходимо исследование о влиянии геофизических факторов на эффективность функционирования систем радионавигационных спутниковых систем, а, если быть точным, точности и надежности системы позиционирования.

2. Исследуемая модель

Исследования проводились по навигационным данным сети референционных станций *SmartNetRussia* компании *Навгеоком*. На станциях используется однотипное оборудование компании *LeicaGeosystems: LeicaGR10 и LeicaAR10*. Именно использование одинакового оборудования позволяет исключить при определениях сбоев такую составляющую погрешностей как погрешности оборудования.

Для проведения анализа было отобрано 22 города. Данные станции были разбиты на группы с близкими по значению координатами широты и долготы для дальнейшего анализа.

Выборка данных с референционных базовых станций сделана по данным 2016 и 2017 годов.

3. Практические результаты

Референционные базовые станции, расположенные вдоль долготы 36°в.д. Мокшино, Можайск, Калуга, Орел, Белгород демонстрируют низкий уровень сбоев (на уровне 4% с редкими резкими всплесками) при работе в системе ГЛОНАСС для зимы с 1 января по 29 февраля. Только на БС в Керчи уровень сбоев выше (5-10%), чем в остальных случаях.

Среди станций, размещенных вдоль 39°в.д., это Коломна, Липецк, Воронеж, Краснодар, наибольшие сбои у БС Воронежа (5-10%), менее выражены сбои в Липецке (4-7%) и незначительны в Коломне и Краснодаре (4%).

На долготе 42°в.д. расположены три станции: Шацк, Волгодонск и Зеленчукская. Наиболее беспокойная станция в станице Зеленчукская (на данной БС постоянные сбои максимальны среди всех участников анализа 10-15%).

Референционные станции Саранск и Калининск, размещены на долготе 45°в.д. Обе станции одинаковы по уровню сбоев (менее 4%) и достаточно надежно работают.

Из станций Йошкар-Ола, Новопасское, Питерка и Махачкала, расположенных на 47-48°в.д., большим уровнем сбоев обладает БС Новопасское (10-13%), наиболее спокойна – Йошкар-Ола (менее 4%).

Станции, размещенные на 50-51° в.д. – Кукмор, Кошки, Большая Глушица, имеют низкий уровень сбоев (около 4 %), однако БС Кошки обладает более резкими и частыми всплесками.

Станции Кукмор, Йошкар-Ола, Мокшино с координатами 56° с.ш. имеют низкий уровень сбоев (менее 5%). Кошки, Саранск, Шацк, Коломна, Калуга имеют координаты 54-55° с.ш. также на этом уровне. Большая Глушица, Новоспасское, Липецк, Орел, находящиеся на 52-53° с.ш., имеют неравномерное распределение сбоев и наиболее беспокойны в центре (Новоспасское и Липецк). Среди станций Питерка, Калининск, Воронеж, Белгород наибольший уровень сбоев (около 7-10%) имеет Воронеж, далее идет Питерка (5-7%). Махачкала, Зеленчукская, Краснодар, Керчь чередуются в уровне распределения сбоев. Так приемники Махачкалы и Краснодара ведут себя спокойно (4-5%), а Зеленчукской и Керчи наоборот (10-15% и 5-10% соответственно).

При работе в GPS для периода зимы уровень сбоев гораздо выше для всех приемников. Они имеют резкий всплеск сбоев в промежутки 45-55 радионавигационные дни. Примерно на эти же дни приходится всплеск солнечных вспышек. Соотношения по уровню сбоев между станциями остаются такими же, как и для ГЛОНАСС. Наиболее спокойные приемники в городах Б. Глушица, Белгород, Калининск, Калуга, Краснодар, Можайск, Орел, Шацк, Йошкар-Ола (все они имеют уровень 5% сбоев и всплеск до 20%). Больше всего сбоев Зеленчукская (20% и выше), Саранск, Новоспасское (15% и более), остальные – на уровне 10%.

Весной (61-152 радионавигационные дни) при работе в ГЛОНАСС приемники ведут себя аналогично зиме, сохраняя тот же уровень сбоев. Однако в GPS сильно увеличилось число сбоев для спокойных городов до 15-20%, достигающих в пике до 30-35%. Для городов, у которых зимой наблюдались повышенные до 10-20% сбои, весной увеличились до 20-35% и 50% в пике.

В летний сезон (153-244 радионавигационные дни) в системе ГЛОНАСС приемник в Коломне до 180-го дня имеет повышенный уровень сбоев (до 15%), относительный процент сбоев для остальных станций остался на уровне предыдущих сезонов. В системе GPS первые 25-30 дней уровень сбоев держится на уровне весны, то есть повышен, затем частично спал до 10-15% для спокойных городов и 15-20% для беспокойных. Однако уровень сбоев неравномерный и после спада в районе 175-195 дней имеет возрастание в интервале 195-205 дни, что совпадает с сильными вспышками на Солнце.

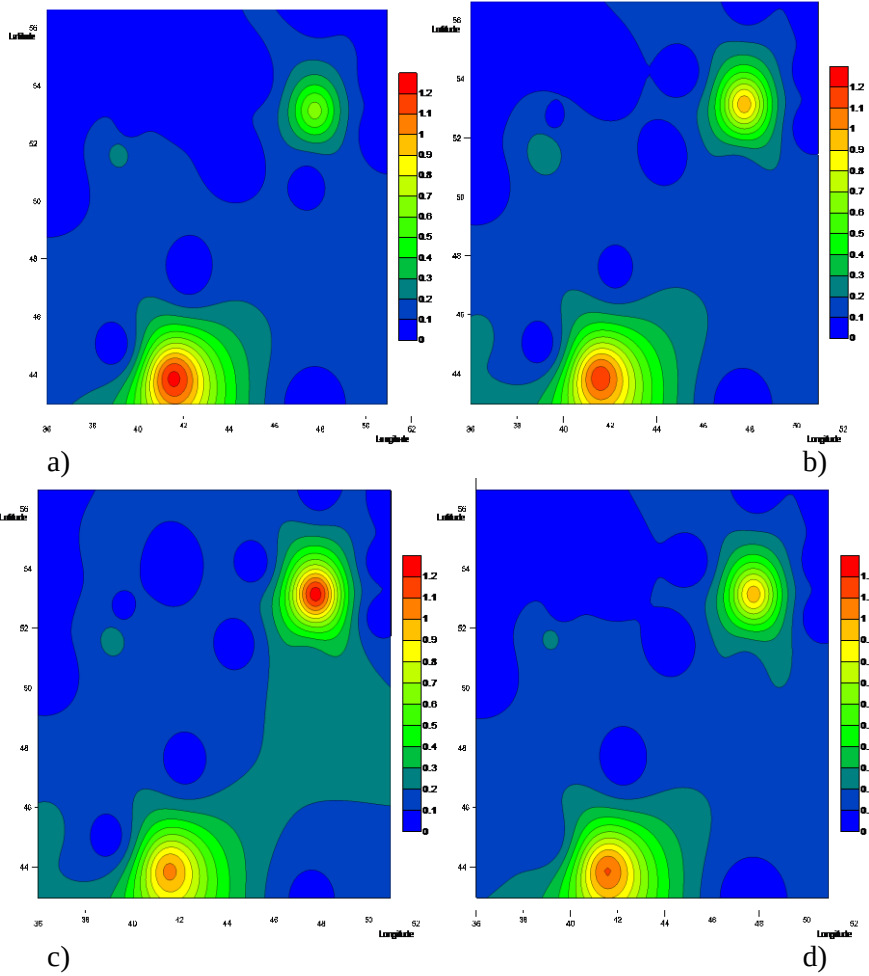
В осенний период уровень сбоев системы ГЛОНАСС сохраняется на низком относительно других сезонов уровне. Соотношения по уровню сбоев остаются такими же. Однако Краснодар в период 248-254 радионавигационных дней имеет несвойственный ему всплеск сбоев до 15-30%. Для GPS имеются изменения. Так относительно других сезонов увеличилось количество сбоев приемников в Б. Глушице, Коломне, Кошках, Краснодаре, Кукморе, Мокшино, Махачкале, Саранске. Остальные станции также неравномерно себя ведут и имеют наибольший уровень сбоев в промежутке с 253 по 273 радионавигационные дни.

Для более детального анализа были построены графики плотности сбоев, в котором по оси X откладываются интервал уровня сбоев за двухминутный интервал, а по оси Y количество появлений таких сбоев за весь период. Графики были построены для каждого сезона и для каждой системы ГНСС. Из данных графиков выявилось, что сбои системы ГЛОНАСС сосредоточены в области 2-16% от общего количества измерений с наибольшим количеством появлений скачков уровней сбоев в интервале 2-6%, кроме более беспокойных станций, таких как Зеленчукская, Нововоспасское, Липецк, Воронеж, Саранск, Керчь. В то время как в 30% случаев у GPS наблюдается до 40% сбоев.

Для данного анализа было проведено усреднение уровня сбоев за каждый сезон и построение графика уровней, в котором по оси X и Y отложены соответственно долгота и широта, а цветом и линиями уровня отмечен средний уровень сбоев для каждой станции и проведена интерполяция (рисунок 2а-г).

4. Заключение

Навигационные системы работают хуже в весенние месяцы из-за смены состояния ионосферы. В различных городах причины происхождения сбоев различны. Были получены сезонные зависимости плотности сбоев для каждой из станций. Из них следуют особенности работы каждой станции в течение года. Результаты экспериментов помогают выявить области на карте России с наилучшими и наихудшими областями размещения станций. В частности, было выявлено, что максимальные уровни сбоев, а значит низкая надежность приемников ГЛОНАСС в населенных пунктах Зеленчукская и Нововоспасское, менее выражены сбои в Липецке. Для GPS средний уровень сбоев за сезон достигал максимального значения в весеннее время также в Зеленчукской, Нововоспасском и Саранске.



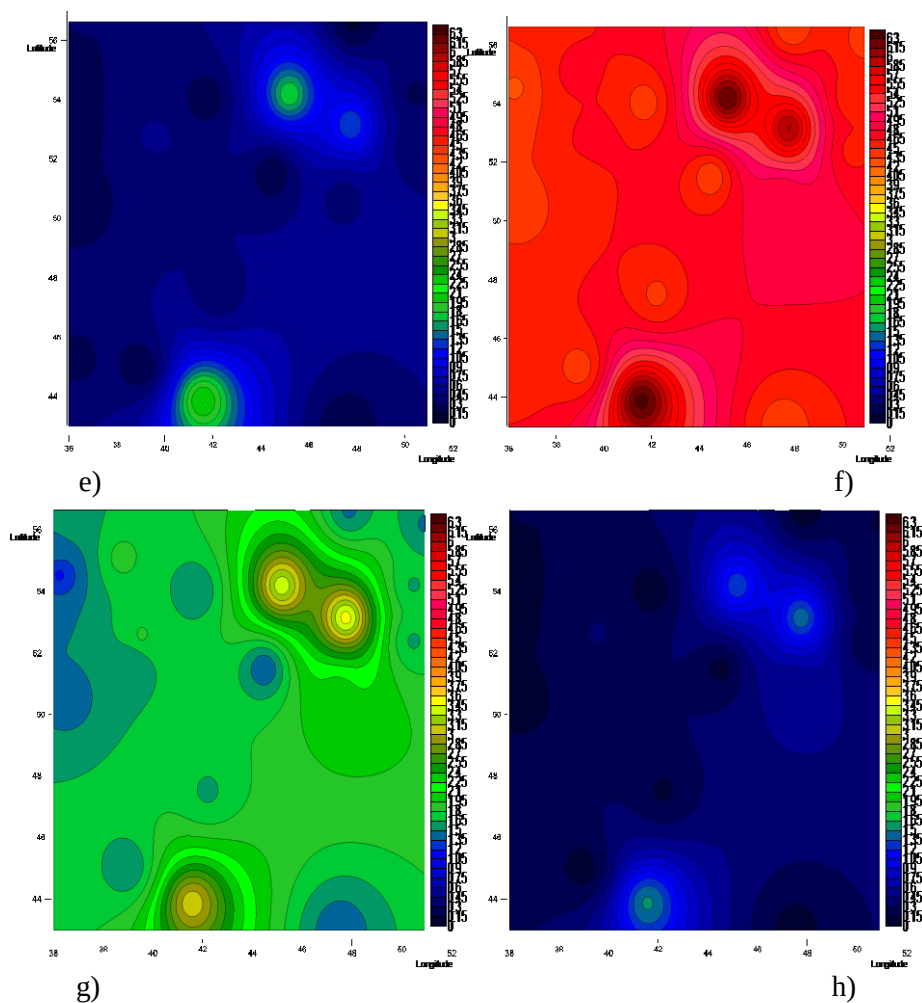


Рис. 1. Пространственное распределение среднего уровня сбоев; а – ГЛОНАСС 1-60 дни, б – ГЛОНАСС 61-152 дни, с – ГЛОНАСС 153-244 дни, д – ГЛОНАСС 245-323 дни, е – GPS 1-60 дни, ф – GPS 61-152 дни, г – GPS 153-244 дни, h – GPS 245-323 дни.

Fig. 1. Spatial distribution of the average level of failures; а - GLONASS 1-60 days, б - GLONASS 61-152 days, с - GLONASS 153-244 days, д - GLONASS 245-323 days, е - GPS 1-60 days, ф - GPS 61-152 days, г - GPS 153-244 days, h - GPS 245-323 days.

Источники финансирования

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда № 18-19-00401.

Список литературы

- [1] Иванов В.А., Рябова Н.В., Кислицын А.А., Зуев А.В., Крылов С.В. Исследование влияния на помехоустойчивость радионавигационных сигналов ГЛОНАСС/GPS метеоусловий и космической погоды // Вестник Марийского государственного технического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2011. № 3. С. 25-35.
- [2] Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Лашевский А.Р., Елсуков А.А., Рябова М.И., Чернов А.А., Зуев А.В., Михеева Н.Н., Бельгибаев Р.Р. Радиозондирование ионосферных каналов вч связи. методы и оборудование поволжского государственного технологического университета. // В сборнике: Распространение радиоволн (РРВ-24) Труды конференции. 2014. С. 1.38-45.
- [3] Зуев А.В., Воейков С.В., Демьянов В.В., Иванов В.А., Кислицын А.А., Максиков А.П., Рябова Н.В., Рябова М.И., Ясюкевич Ю.В. Срыв сопровождения фазы навигационного сигнала и измерения псевдозадержки в аппаратуре NOVATEL в спокойных условиях. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2014. № 4 (23). С. 35-44.

References

- [1] Ivanov VA, Ryabova NV, Kislitsyn AA, Zuev AV, Krylov SV Investigation of the effect on the noise immunity of radionavigation signals GLONASS / GPS of meteorological conditions and space weather // Bulletin of the Mari State Technical University. Series: Radio-technical and infocommunication systems. 2011. № 3. P. 25-35.
- [2] Ivanov DV, Ivanov VA, Ryabova NV, Lashchevsky AR, Elsukov AA, Ryabova MI, Chernov AA, Zuev AV, Mikheeva N .N., Belgibaev RR. Radio sounding of ionospheric channels of high-frequency communications. Methods and equipment of the Volga State Technological University. // In the collection: Propagation of radio waves (RRV-24) Proceedings of the conference. 2014. S. 1.38-45.
- [3] Zuev AV, Voeikov SV, Demyanov VV, Ivanov VA, Kislitsyn AA, Maksikov AP, Ryabova NV, Ryabova MI, Yasyukevich Yu .AT. Disruption of tracking the phase of the navigation signal and measuring pseudo-delay in NOVATEL equipment in quiet conditions .. // Bulletin of the Volga State Technological University. Series: Radio-technical and infocommunication systems. 2014. No. 4 (23). Pp. 35-44.

Sources of financing

This work was supported by the grant № 18-19-00401 from the Russian science foundation.

About possibility of Fresnel equations analytical solution for soil moisture remote calculation using double polarization microwave radiometer data

¹Victor A. Plushchev, ¹Igor A. Sidorov, ¹Dmitry A. Gorbachev,
²Eugenij P. Novichikhin, ³Vitaly Y. Leushin, ⁴Roland Haarbrink

¹JSC Radio Engineering Corporation "VEGA"

34, Kutuzov ave., Moscow, 121170, Russian Federation

igor_sidorov@mail.ru

²IRE RAS n.a. V.A. Kotelnikov

1, Vvedensky sq, Frjazino, MD, 141190, Russian Federation

epnov@mail.ru

³"MSTU" n.a. N.E. Bauman, Moscow, Russian Federation

⁴"MIRAMAP" Company, The Netherlands

Abstract: The method of remote measuring the soil moisture using the microwave radiometer data of brightness temperatures the investigated area of the earth at two polarizations and at the sight of the Nadir is known. It is possible to calculate the value of the dielectric permittivity of the soil using measured values from the Fresnel equations, the dielectric permittivity of the soil depends on the soil moisture. Usually, the Fresnel equations solves by the numerical methods, which requires significant computer resources and time. Significantly accelerate the solution of equations would permit to solve the actual problem - remote measuring the soil moisture in real time. This report is devoted to the presentation of the results the research the possibility of analytical solution the Fresnel equations. The circumstance when an analytical solution possible is representing. The results of the investigation the unambiguity and stability of solution in cases where the solution is possible is representing.

Keywords: microwave radiometry, Fresnel equations, dielectric permittivity.

О возможности аналитического решения уравнений Френеля для дистанционного определения влажности почвы с помощью двухполяризационного СВЧ-радиометра

¹Плющев В.А., ¹Сидоров И.А., ¹Горбачев Д.А., ²Новичихин Е.П.,
³Леушин В.Ю., ⁴Хаарбринк Роланд
¹АО «Концерн «Вега»

Кутузовский проспект, 34, г. Москва, 121170, Российская Федерация
igor_sidorov@mail.ru

²«ИРЭ РАН им. академика В. А. Котельникова»
Площадь Введенского, 1, г. Фрязино МО, 141190, Российская Федерация
ernov@mail.ru

³«МГТУ им. Н. Э. Баумана», Москва.

⁴Фирма «MIRAMAP», Нидерланды.

Аннотация: Известен способ дистанционного определения влажности почвы при котором с помощью СВЧ- радиометра измеряются радиояркостьные температуры исследуемого участка земли на двух поляризациях и при визировании в надир. Затем, по измеренным значениям из уравнений Френеля, вычисляется значение диэлектрической проницаемости почвы, которое находится в однозначной зависимости от влагосодержания. При этом, уравнения Френеля решаются численными методами, что требует существенных затрат вычислительных ресурсов и времени. Существенно ускорить решение уравнений позволило бы решить актуальную задачу дистанционного определения влажности почвы в реальном масштабе времени. Данный доклад посвящен изложению результатов исследования возможности аналитического решения уравнений Френеля. Приводятся условия, когда возможно аналитическое решение. В случаях, когда решение возможно, приводятся результаты исследования однозначности и устойчивости решений.

Ключевые слова: СВЧ-радиометрия, формулы Френеля, диэлектрическая проницаемость.

1. Введение

Развитие технологий точного земледелия является **актуальной** задачей и требует разработки новых эффективных методов дистанционного получения точной информации о состоянии почв и посевов сельскохозяйственных культур.

Известен метод дистанционного определения влажности почвы в слое до полуметра с борта беспилотного летательного аппарата при помощи двухполяризационного СВЧ-радиометра L-диапазона [1,2]. Антенна СВЧ-радиометра направляется вниз на исследуемую поверхность под некоторым углом к вертикали (рис.1). При этом измеряются радиояркостьные температуры по «вертикальной» и «горизонтальной» поляризациям. По измеренным значениям при известной температуре почвы T_0 и температуре реликтового излучения T_s , можно вычислить коэффициенты отражения вертикально поляризованной волны γ_v и горизонтально поляризованной волны γ_h (см. формулу 1).

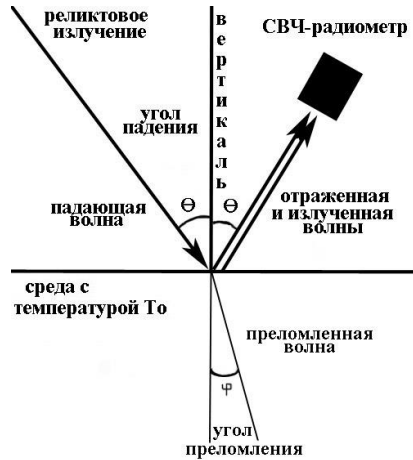


Рис. 1. Расположение СВЧ-радиометра.

Fig. 1. Microwave radiometer location.

$$\begin{aligned}
 T_V &= T_0 \cdot (1 - r_V) + T_S \cdot r_V \\
 T_H &= T_H \cdot (1 - r_H) + T_H \cdot r_H \\
 r_V &= \frac{T_0 - T_V}{T_0 - T_S}; r_H = \frac{T_0 - T_H}{T_0 - T_S}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Коэффициенты отражения r_V и r_H определяются также формулами Френеля, которые в учебниках по физике обычно записываются в виде (2)

$$r_V = \left| \frac{\operatorname{tg}(\Theta - \varphi)}{\operatorname{tg}(\Theta + \varphi)} \right|^2 \quad r_H = \left| \frac{\sin(\Theta - \varphi)}{\sin(\Theta + \varphi)} \right|^2
 \tag{2}$$

где Θ и φ углы падения и преломления волны, отсчитанные от вертикали. В таком виде в приложениях радиометрии использовать формулы Френеля неудобно, поскольку угол преломления φ неизвестен, но может быть получен из закона Снеллиуса, который для случая немагнитной среды ($\mu=1$, ϵ -диэлектрическая проницаемость среды) может быть выражен формулой (3):

$$\sqrt{\epsilon} = \frac{\sin(\Theta)}{\sin(\varphi)}
 \tag{3}$$

Подставляя (3) в (2) и исключая из формул угол преломления получаются формулы (4).

$$r_v = \frac{\left| \varepsilon \cdot \cos(\Theta) - \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\Theta)} \right|^2}{\left| \varepsilon \cdot \cos(\Theta) + \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\Theta)} \right|^2} \quad r_H = \frac{\left| \cos(\Theta) - \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\Theta)} \right|^2}{\left| \cos(\Theta) + \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\Theta)} \right|^2} \quad (4)$$

Именно в таком виде формулы Френеля обычно используются в радиометрии [3,4]. Формулы (4), при известном угле визирования Θ и вычисленных по данным измерений значениям r_v и r_H , представляют уравнения, где неизвестной является диэлектрическая проницаемость среды, которая в общем случае является комплексной величиной $\varepsilon = \varepsilon_1 + i\varepsilon_2$. Совместное решение системы уравнений (4) позволяет определить действительную и мнимую части диэлектрической проницаемости почвы, которые, для данного типа почвы, зависят от объемного влагосодержания.

Таким образом, для оперативного определения влажности почвы необходимо на борту в реальном масштабе времени решить уравнения Френеля (4).

Обычно эти уравнения решаются при обработке результатов измерений численными методами, что требует значительного времени и вычислительных мощностей.

Если бы удалось найти аналитическое решение уравнений Френеля, то задача оперативного определения влажности почвы в реальном масштабе времени существенно упростилась бы.

Целью настоящей статьи является исследование возможности аналитического решения уравнений Френеля.

2. Случай действительного значения ε

В случае небольшой влажности почвы или низкой минерализации мнимая часть диэлектрической проницаемости почвы может быть существенно меньше действительной части и тогда можно считать диэлектрическую проницаемость действительным числом. В этом случае уравнение (4) для горизонтальной поляризации имеет единственное аналитическое решение:

$$\varepsilon = \cos^2 \Theta \cdot \left(\frac{1 + \sqrt{r_H}}{1 - \sqrt{r_H}} \right)^2 + \sin^2 \Theta \quad (5)$$

Анализ уравнения (4) для вертикальной поляризации показывает, что при углах визирования меньших 45° решение существует и однозначно. При этом, уравнение (4) сводится к решению квадратного уравнения:

$$\left(\frac{1 - \sqrt{r_v}}{1 + \sqrt{r_v}} \right)^2 \cdot \cos^2 \Theta \cdot \varepsilon^2 - \varepsilon + \sin^2 \Theta = 0 \quad (6)$$

Дискриминант уравнения (6) всегда больше или равен нулю, причем, равенство нулю достигается только при угле визирования равном углу Брюстера. Но угол Брюстера всегда больше 45° , следовательно до 45° всегда существуют два различных решения уравнения (6). При этом, одно решение всегда больше единицы, а другое меньше единицы. Решение, которое меньше единицы должно быть отброшено как физически не реализуемое, так как диэлектрическая проницаемость всегда больше единицы. Оставшееся единственное решение имеет вид (7):

$$\varepsilon = \frac{1 + \sqrt{1 - f_v^2 \cdot \sin^2(2\Theta)}}{2 \cdot f_v^2 \cdot \cos^2 \Theta}; f_v = \frac{1 - \sqrt{r_v}}{1 + \sqrt{r_v}} \quad (7)$$

На рисунке 2 представлены графики зависимости диэлектрической проницаемости от коэффициента отражения при углах визирования от нуля до сорока градусов для горизонтальной и вертикальной поляризаций.

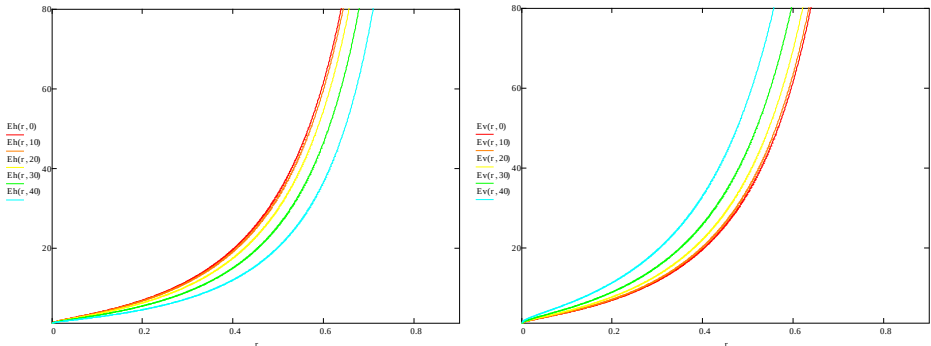


Рис. 2. Графики зависимости диэлектрической проницаемости от коэффициента отражения

Fig. 2. Dielectric permittivity of reflection factor dependence chart.

Графики зависимости коэффициентов отражения от угла визирования при различных диэлектрических проницаемостях для горизонтальной и вертикальной поляризаций представлены на рисунке 3.

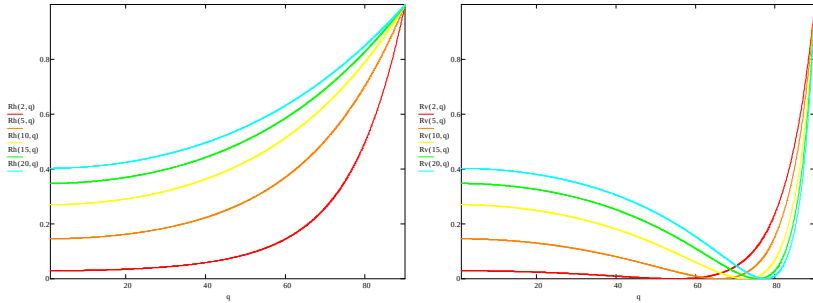


Рис. 3. Графики зависимости коэффициента отражения от угла визирования.

Fig. 3. Reflection factor of angle dependence chart.

3. Случай комплексного значения $\varepsilon = \varepsilon_1 + i\varepsilon_2$

Вывод формул, для вычисления коэффициентов отражения в случае комплексного ε , слишком громоздкий, для того, чтобы здесь его привести полностью. Далее представлены лишь итоговые выражения (8), проверенные расчетами в среде Mathcad 14.0.

$$\eta = \sqrt{(\varepsilon_1 - \sin^2 \Theta)^2 + \varepsilon_2^2}$$

$$r_H = \frac{(\varepsilon_1 - 1)^2 + \varepsilon_2^2}{\left(\eta + \cos^2 \Theta + \sqrt{2} \cdot \cos \Theta \cdot \sqrt{\eta + \varepsilon_1 - \sin^2 \Theta} \right)^2} \quad (8)$$

$$r_V = \frac{\left((\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2) \cdot \cos^2 \Theta - \varepsilon_1 - \sin^2 \Theta \right)^2 - 4 \cdot \varepsilon_1 \sin^2 \Theta + \varepsilon_2^2}{\left((\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2) \cdot \cos^2 \Theta + \eta + \sqrt{2} \cdot \cos \Theta \cdot \left(\varepsilon_1 \cdot \sqrt{\eta + \varepsilon_1 - \sin^2 \Theta} + \varepsilon_2 \cdot \sqrt{\eta - \varepsilon_1 + \sin^2 \Theta} \right) \right)^2}$$

Для нахождения ε_1 и ε_2 необходимо решить систему уравнений (8), что не представляется возможным сделать в аналитическом ви-

де. Для решения системы уравнений (8) необходимо найти численный метод решения, который можно было бы реализовать даже на восьми разрядном микроконтроллере. Расчеты в среде Mathcad 14.0 показывают, что решение существует, причем устойчивое и единственное, в условии нахождения входных переменных в пределах оговоренных ранее.

График зависимости коэффициента отражения для вертикальной поляризации, вычисленный по формуле (8), при $\varepsilon_2=20$, представлен на рисунке 4.

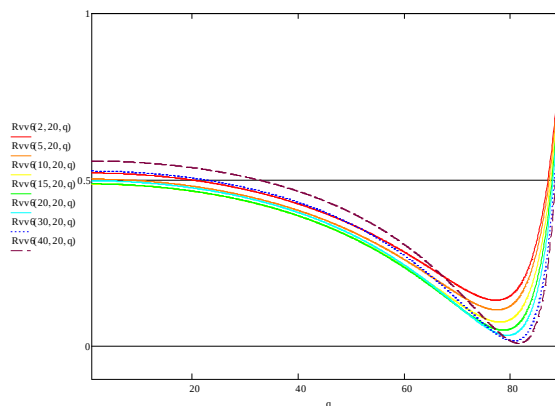


Рис. 3. Графики зависимости r_v от угла визирования при $\varepsilon_2=20$.

Fig. 3. Reflection factor r_v of angle dependence chart then $\varepsilon_2=20$.

4. Заключение

В результате проведённых исследований и математических расчетов можно сделать следующие выводы:

- уравнения Френеля имеют единственное устойчивое аналитическое решение для всех допустимых действительных значений диэлектрической проницаемости и углов визирования, меньших 45 градусов;
- уравнения Френеля имеют единственное решение для всех комплексных значений диэлектрической проницаемости и углов визирования, меньших 45 градусов, но эти уравнения неразрешимы аналитически при ненулевой мнимой части диэлектрической проницаемости;
- для решения уравнений Френеля в реальном масштабе времени восьми разрядным микроконтроллером в общем случае требуется разработка эффективных численных методов.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам НИР «Земледелие-Вега», проведенного по заказу ООО «ГИНУС» в рамках НИР «Земледелие» на основании Государственного контракта № 15411.214999.11.011 от 31 августа 2015 г. Минпромторга РФ.

Список литературы

[1] Плющев В. А., Сидоров И.А., Новичихин Е. П., Результаты натурного эксперимента по измерению влажности почвы с помощью СВЧ-радиометрического приемника с борта беспилотного летательного аппарата. // Материалы 26-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 6-12 сентября 2016, Севастополь, Крым, Россия, Том 10, стр. 2301-2307.

[2] Плющев В. А., Сидоров И.А., Новичихин Е. П. Двухполяризационный СВЧ-радиометр для измерения влажности почвы с борта беспилотного летательного аппарата. // Материалы 27-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 10-16 сентября 2017, Севастополь, Крым, Россия, Том 7, стр. 1663-1670.

[3] Шутко А.М СВЧ-радиометрия водной поверхности и почвогрунтов // М., «Наука», 1986. 286 с.

[4] Быстров Р.П., Загорин Г.К., Соколов А.В., Федорова Л.В. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов. // М. «Радиотехника». 2008. 320 с. ISBN 978-5-88070-186-5.

References

[1] Plushchev V.A., Sidorov I.A., Novichikhin E.P. The soil moisture measuring using microwave radiometer from unmanned helicopter scientific experiment results. // «CriMiCo 2016» - 26th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2016. V. 10, P. 2301-2307.

[2] Plushchev V.A., Sidorov I.A., Novichikhin E.P. Double polarization microwave radiometer for soil moisture measuring from unmanned helicopter board. // «CriMiCo 2017» - 27th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2017. V. 7, P. 1663-1670.

[3] Shutko A.M. Microwave radiometry of water surface and land. // Nauka, Moscow, 1986.

[4] Bystrov R.P., Zagorin G.K., Sokolov A.V., Feodorova L.V. Passive radiolocation: objects detection methods. // М. «Radiotekhnika». 2008. 320 с. ISBN 978-5-88070-186-5.

Acknowledgements

This article based on the results of Scientific Research Work «Agriculture-Vega», made with JSC «GINUS» according to Scientific Research Work «Agriculture» based on State contract № 15411.214999.11.011 from August 31, 2015. with Ministry of Industry and Trade RF.

Solution of target tasks of multi-position radar based on a family of kinematic features of the motion of radiating targets

¹Bulychev Y.G., ²Marchenko I.A., ³Nasenzov I.G., ¹Yachmenyov A.V.,
⁴Shukalo D.M.

¹All-Russian Research Institute "Gradient",
Rostov-on-Don, 344000, Russian Federation
ProfBulychev@yandex.ru

²Taganrog Research Institute of Communications,
Taganrog, 347900, Russian Federation

³JSC "Technodynamics",
Moscow, Russian Federation

⁴ООО «TARKUS»
Rostov-on-Don, 344009, Russian Federation

Abstract: On the basis of a complete set of independent kinematic features of solved the problem of directions identification and parametric identification of the model aims of the movement in relation to the triangulation measurement system. It is shown that the use of such features provides the maximum possible measurement decentralized processing and, consequently, a substantial reduction in computational cost.

Keywords: triangulation measuring system, direction finder, bearing identification, motion model, kinematic features, invariants, decentralization, computational costs.

Решение целевых задач многопозиционной радиолокации на основе семейства кинематических признаков движения излучающих целей

¹Булывчев Ю.Г., ²Марченко И.А., ³Насенков И.Г.,
⁴Ячменёв А.В., ⁴Шукало Д.М.

¹Всероссийский научно-исследовательский институт «Градиент»,
г. Ростов-на-Дону, 344000, Российская Федерация
ProfBulychev@yandex.ru

²Таганрогский научно-исследовательский институт связи,
г. Таганрог, 347900, Российская Федерация

³АО «Технодинамика»,
г. Москва, Российская Федерация

⁴ООО «Таркус»
г. Ростов-на-Дону, 344009, Российская Федерация

Аннотация: На основе полного набора независимых кинематических признаков решаются задачи отождествления пеленгов и параметрической идентификации модели движения целей применительно к триангуляционной измерительной системе. Показано, что применение таких признаков обеспечивает максимально возможную децентрализацию обработки измерений и, как следствие, существенное сокращение объема вычислительных затрат.

Ключевые слова: триангуляционная измерительная система, пеленгатор, отождествление пеленгов, модель движения, кинематические признаки, инварианты, децентрализация, вычислительные затраты.

1. Введение

В работах [1, 2] развиваются методы отождествления пеленгов целей в триангуляционных измерительных системах (ТИС) на основе семейства кинематических признаков (СКП). Показано, что использование СКП (еще называемых инвариантами) приводит к децентрализации обработки измерений, а это, в свою очередь, к существенному сокращению вычислительных затрат. В ТИС наряду с отождествлением решаются и другие целевые задачи, например идентификация моделей движения сопровождаемых объектов. Т.е., должна рассматриваться комплексная задача отождествления-идентификации и при разработке алгоритмов обработки измерений необходимо оценивать суммарный эффект от комплексного решения этой задачи.

В настоящей работе дается теоретическое и практическое обоснование возможности комплексного решения задачи отождествления – идентификации на основе СКП. Приводится оценка вычислительного выигрыша, обусловленного достигнутой децентрализацией вторичной обработки информации на основе СКП.

2. Семейство кинематических признаков

Пусть имеется ТИС, состоящая из M пеленгаторов Π_i , $i = \overline{1, M}$ (как стационарных, так и подвижных), в секторе обзора которой находятся N целей $\mathcal{C}_n$, $n = \overline{1, N}$. В декартовой системе координат XYZ положение каждого Π_i задается вектором $\vec{\rho}_i(t) = \vec{\rho}_i = [\rho_{i1}, \rho_{i2}, \rho_{i3}]^T$, а $\mathcal{C}_n$ — вектором $\vec{\lambda}_n = [x_n, y_n, z_n]^T = R_n \vec{e}_n$, где R_n — наклонная дальность, $\vec{e}_n$ — единичный направляющий вектор. Единичный вектор $\vec{e}_{in} = [\cos \xi_{in}, \cos \zeta_{in}, \cos \gamma_{in}]^T$ указывает направление на $\mathcal{C}_n$ по отношению к местной системе координат

$X_i Y_i Z_i$, где $\cos \xi_{in} = \cos \alpha_{in} \cos \beta_{in}$, $\cos \zeta_{in} = \sin \alpha_{in} \cos \beta_{in}$, $\cos \gamma_{in} = \sin \beta_{in}$, α_{in} и β_{in} — азимут и угол места Π_n по отношению к Π_i . Для каждого Π_i полагается заданной матрица Ω_i направляющих косинусов (матрица Эйлера). Используя Ω_i , можно сформировать вектор $e_{in}^T = \Omega_i e_{in} = [\cos \xi'_{in}, \cos \zeta'_{in}, \cos \gamma'_{in}]^T$, который характеризует положение Π_n в местной системе координат $X_i' Y_i' Z_i'$ (оси $X_i' Y_i' Z_i'$ коллинеарны одноименным осям XYZ). При этом $\cos \xi'_{in} = \cos \alpha'_{in} \cos \beta'_{in}$, $\cos \zeta'_{in} = \sin \alpha'_{in} \cos \beta'_{in}$, $\cos \gamma'_{in} = \sin \beta'_{in}$, где α'_{in} и β'_{in} — азимут и угол места Π_n в $X_i' Y_i' Z_i'$. В дальнейшем с целью упрощения полагаем, что первичные измерения α_{in} и β_{in} подвергнуты преобразованию с помощью матрицы Ω_i , а штрих (') будем опускать.

Движение Π_n описывается моделью $\vec{\lambda}_n(t) = \vec{\lambda}_n = \vec{d}_n^T Q$, $t \in [0, T]$, где $\vec{\lambda}_n = [x_n, y_n, z_n]^T$ — вектор декартовых координат цели, $\vec{d}_n = [d_{nk}, k = \overline{1, 3(K+1)}]^T = [\vec{A}_n^T, \vec{B}_n^T, \vec{C}_n^T]^T$ — вектор неизвестных коэффициентов, $A_n = [a_{nk}, k = \overline{0, K}]^T$, $B_n = [b_{nk}, k = \overline{0, K}]^T$, $C_n = [c_{nk}, k = \overline{0, K}]^T$,

$$Q(t) = Q = \begin{bmatrix} \vec{Q} & \vec{0} & \vec{0} \\ \vec{0} & \vec{Q} & \vec{0} \\ \vec{0} & \vec{0} & \vec{Q} \end{bmatrix}_{3 \times (3K+3)},$$

где $\vec{Q} = \vec{Q}(t) = [q_k(t), k = \overline{0, K}]^T$ — вектор базисных функций, $\vec{0}$ — нулевой вектор-столбец размерности $K+1$.

В дальнейшем под СКП l -го порядка будем понимать такую вектор-функцию $\vec{F}(\vec{t}_l, \vec{\gamma}_{in}, \vec{\rho}_i)$ (где $\vec{t}_l = [t_r, r = \overline{0, l}]^T$, $t_r \in [0, T]$, $l \in \{0, 1, \dots\}$, $\vec{\gamma}_{in} = [\vec{\alpha}_{in}^T, \vec{\beta}_{in}^T]^T$, $\vec{\alpha}_{in} = [\alpha_{in}(t_r), r = \overline{0, l}]^T$, $\vec{\beta}_{in} = [\beta_{in}(t_r), r = \overline{0, l}]^T$), которая не зависит от дальности R_{in} и на истинных угловых траекториях цели Π_n до-

стигается условие пространственно-временной инвариантности $\vec{F}(\vec{t}_i, \vec{\gamma}_{in}(\vec{t}_i), \vec{\rho}_i(\vec{t}_i)) \equiv \vec{F}_n = \text{const}$ для всех позиций ТИС ($i = \overline{1, M}$) и любых наборов $\vec{t}_i$ несовпадающих моментов времени.

Далее полагаем, что коэффициенты моделей движения Π_n и Π_m (где $n \neq m$) не составляют пропорцию: $a_{nk} / a_{mk} = b_{nk} / b_{mk} = c_{nk} / c_{mk}$. Это означает коллинеарность векторов $\vec{d}_n$ и $\vec{d}_m$, при этом Π_n и Π_m всегда оказываются на одной линии визирования относительно XYZ для любого $t \in [0, T]$.

При $l = 0$ и $M = 1$ (полагая $t_0 = t$, $\alpha_{1n} = \alpha_n$, $\beta_{1n} = \beta_n$, $\vec{\rho}_1 = \vec{\rho} = \vec{0}$) получим СКП нулевого порядка $\vec{F}(t, \alpha_{1n}, \beta_{1n})$, которое обеспечивает выполнение условия временной инвариантности: $\vec{F}(t, \alpha_n(t), \beta_n(t)) \equiv \vec{F}_n = \text{const} \quad \forall t \in [0, T]$. Координаты вектора $\vec{F}_n = [f_{nj}, j = \overline{1, J}]^T$ можно рассматривать в качестве скалярных кинематических признаков. Алгоритм нахождения данных признаков-инвариантов приводится в [1, 2]. Он сводится к нахождению нормированных коэффициентов $d_{nk}^{[j]} = d_{nk} / d_{nj}$, $j \notin \{1, K+2, K+3\}$ принятой модели движения, которые и являются искомыми признаками. Здесь d_{nj} выступает в роли нормировочного коэффициента.

3. Задача отождествления угловых данных одного пеленгатора

Будем полагать, что в фиксированный момент времени t_k ($k = \overline{0, L}$) на Π_i относительно Π_n формируется ровно N отметок $[\hat{\alpha}_{in}(t_k), \hat{\beta}_{in}(t_k)]$, $n = \overline{1, N}$, где символ « $\hat{\cdot}$ » указывает на ошибки пеленгования. При этом к моменту t_{k-1} считаем, что сформировано ровно N угловых траекторий $[\hat{\alpha}_{in}(t_k), \hat{\beta}_{in}(t_k)]$, $t \in [0, t_{k-1}]$. Тогда для привязки (отождествления) вновь поступивших измерений (в момент t_k) к своим траекториям необходимо сформировать $N!$ гипотез отождествления $\tilde{A}_{iq}$, $q = \overline{1, N!}$. Для реализации каждой гипотезы формируется соответствующий

щая невязка, а для отсева ложных гипотез используется правило сравнения с заранее установленным порогом [3]. При наличии дополнительной априорной информации число гипотез можно уменьшить, применяя известные правила стробирования.

После отождествления траектории $\left[\hat{\alpha}_{in}(t_k), \hat{\beta}_{in}(t_k) \right]$ пролонгируются с учетом отождествленных данных на отрезок $t \in [0, t_k]$ и т.д. Далее для каждой траектории $\left[\hat{\alpha}_{in}(t_k), \hat{\beta}_{in}(t_k) \right]$ применительно к текущему моменту t_k поступления очередных замеров $\left[\hat{\alpha}_{in}(t_k), \hat{\beta}_{in}(t_k) \right]$ ($n = \overline{1, N}$) формируются оценки вектора кинематических признаков $\tilde{d}_n^{[j]}$ ($n = \overline{1, N}$), которые уточняются по мере поступления новых измерений пеленгов.

4. Задача межпозиционного отождествления пеленгов

Допустим, что в некоторые моменты времени t_l^* ($l \in \overline{0, L^*}$), где $t_l^* \in [0, T]$, $L^* < L$, все угловые траектории $\left[\hat{\alpha}_{in}(t_k), \hat{\beta}_{in}(t_k) \right]$ ($i = \overline{1, M}, n = \overline{1, N}, t \in [0, t_l^*]$) подвергаются процедуре межпозиционного отождествления [3]. Согласно [3], возникает $(N!)^{M-1}$ гипотез отождествления. Для проверки этих гипотез с использованием инвариантов достаточно реализовать следующее решающее правило (без учета ошибок пеленгования):

$$\begin{cases} \left\| \Delta \tilde{d}_{rlnm}^{[j]} \right\| = 0, & n = m \\ \left\| \Delta \tilde{d}_{rlnm}^{[j]} \right\| \neq 0, & n \neq m \end{cases},$$

где $r, l \in \overline{1, M}$, $n, m \in \overline{1, N}$, а $\Delta \tilde{d}_{rlnm}^{[j]} = \tilde{d}_{rn}^{[j]} - \tilde{d}_{lm}^{[j]}$ — невязка, $\| \cdot \|$ — некоторая норма (например, евклидова).

При учете ошибок измерений формируется взвешенная невязка

$$\delta_{rlnm}^{[j]} = \left(\tilde{d}_{rn}^{[j]} - \tilde{d}_{lm}^{[j]} \right)^T (R_{rn} + R_{lm})^{-1} \left(\tilde{d}_{rn}^{[j]} - \tilde{d}_{lm}^{[j]} \right)^T,$$

где R_{rn} и R_{lm} — корреляционные матрицы.

Известно, что при малых ошибках пеленгования величины $\delta_{rlnm}^{[j]}$ подчиняются центральному χ^2 -распределению с числом степеней свободы, равным размерности СКП. Задавшись малой вероятностью отбрасывания истинной гипотезы, можно найти порог, с которым следует сравнить величину $\delta_{rlnm}^{[j]}$ для разных гипотез отождествления. В случае превышения порога соответствующая гипотеза считается ложной. Если оценки $\tilde{d}_{rn}^{[j]}$ и $\tilde{d}_{lm}^{[j]}$ относятся к разным целям Π_n и Π_m ($n \neq m$), то распределение становится нецентральным и вероятность превышения порога возрастает.

5. Задача идентификации модели движения

Поскольку в каждый момент времени t_l^* , $l \in \overline{0, L^*}$, происходит межпозиционное отождествление, то оценки кинематических признаков, соответствующих одной и той же цели Π_n , можно использовать для построения результирующих оценок:

$$\tilde{d}_n^{*[j]} = \Psi\left(\tilde{d}_n^{[j]}, \dots, \tilde{d}_{Mn}^{[j]}\right),$$

где $n = \overline{1, N}$, а $\Psi(\cdot)$ — правило усреднения единичных оценок.

Если положить, что измерения $\hat{\alpha}_{in}(t_l^*)$, $\hat{\beta}_{in}(t_l^*)$ ($i = \overline{1, M}$, $n = \overline{1, N}$), отнесенные к моменту времени t_l^* , рассортированы на N групп (по числу целей), при этом каждая группа отождествлена со своим вектором инвариантов $\tilde{d}_n^{*[j]}$, то можно по этим измерениям построить N оценок дальностей $\hat{R}_n(t_l^*)$, $n = \overline{1, N}$. Зная эти оценки можно определить оценку модуля нормировочного коэффициента:

$$|\hat{d}_{nj}| = \hat{R}_{in}(t_l^*) \gamma_{inj}(t_l^*),$$

где $\gamma_{inj}(t_l^*) > 0$, а $\gamma_{inj}(t) = \left[\left(\vec{A}_{inj}^T \vec{Q}(t) \right)^2 + \left(\vec{B}_{inj}^T \vec{Q}(t) \right)^2 + \left(\vec{C}_{inj}^T \vec{Q}(t) \right)^2 \right]^{1/2}$.

При этом идентифицированная модель движения Π_n относительно пеленгатора Π_i имеет вид $\hat{\lambda}_{in}(t) = \pm Q(t) |\hat{d}_{nj}| \vec{d}_{nj} = \pm Q(t) \vec{d}_{nj} \hat{R}_{in}(t_l^*) \gamma_{inj}(t_l^*)$,

где знаки «+» и «-» используются для положительного и отрицательного коэффициента d_{nj} соответственно.

6. Сравнительный анализ вычислительных затрат

Пусть $W^{(1)}$ и $W^{(2)}$ вычислительные затраты для традиционного и разработанного подходов соответственно с учетом всех имеющихся гипотез отождествления без привлечения процедур стробирования. Отождествление данных в ТИС традиционно проводится в два этапа [3]. На первом этапе осуществляется пространственное (межпозиционное) отождествление данных, соответствующих одному (или приблизительно одному) моменту времени. На втором этапе проводится временное отождествление — полученные группы данных отождествляются с уже построенными траекториями. Для упрощения выкладок примем, что в каждый момент времени в процессе первого этапа формируется ровно N групп отметок (по числу реальных целей), причем каждая отметка входит только в одну группу (все цели предполагаются разрешенными). В этом случае число проверяемых гипотез для одного момента времени равно $(N!)^{M-1}$ (см. [3]), а вычислительные затраты для первого этапа находятся по формуле:

$$W_1^{(1)} = Q_1^{(1)}(L+1)(N!)^{M-1},$$

где $Q_1^{(1)}$ — вычислительные затраты, требуемые для проверки одной гипотезы.

Соответственно на втором этапе построенные N групп данных отождествляются с N построенными ранее траекториями. При этом на данном этапе вычислительные затраты находятся так $W_2^{(1)} = Q_2^{(1)}LN!$, где $Q_2^{(1)}$ — затраты, требуемые для проверки одной гипотезы.

Суммарные затраты для традиционного подхода равны:

$$W^{(1)} = W_1^{(1)} + W_2^{(1)} = Q_1^{(1)}(L+1)(N!)^{M-1} + Q_2^{(1)}LN! < (L+1)[Q_1^{(1)}(N!)^{M-1} + Q_2^{(1)}N!].$$

Для развитого подхода, в силу достигаемой децентрализации, аналогичные затраты находятся по формуле

$$W^{(2)} = Q_1^{(2)}(L^*+1)(N!)^{M-1} + Q_2^{(2)}M \cdot L \cdot N! < Q_1^{(2)}(L^*+1)(N!)^{M-1} + Q_2^{(2)}M \cdot (L+1) \cdot N!$$

Введем теперь величину, характеризующую относительный вычислительный выигрыш

$$\delta W = \frac{W^{(1)}}{W^{(2)}} \approx \frac{Q_1^{(1)} (N!)^{M-1} + Q_2^{(1)} N!}{\delta L \cdot Q_1^{(2)} (N!)^{M-1} + Q_2^{(2)} MN!},$$

где $\delta L = (L^* + 1) / (L + 1)$ — коэффициент сжатия.

Если предположить, что величины $Q_j^{(i)}$ ($i, j = 1, 2$) приблизительно равны, то

$$\delta W \approx \frac{1 + (N!)^{2-M}}{\delta L + M (N!)^{2-M}}.$$

Используя зависимость $\delta W = \delta W(\delta L, M, N)$, можно оценить достигаемый вычислительный выигрыш в каждом конкретном случае. Можно легко убедиться в существенном выигрыше δW от N для различных вариантов задания M и δL .

Сравнительный анализ вычислительных затрат для решения задачи идентификации не проводился, поскольку эти затраты чрезвычайно малы по сравнению с затратами на отождествление пеленгов в ТИС.

7. Заключение

Полученные результаты можно считать определенным вкладом в направление, связанное с совершенствованием вторичной обработки информации в ТИС на базе СКП. Дальнейшие исследования следует направить на решение задач, связанных с оптимальным выбором кинематических признаков, обеспечивающих вычислительную устойчивость, требуемые точность и оперативность решения различных целевых задач вторичной обработки информации. Целесообразно построить наиболее эффективные решающие правила и алгоритмы оценивания на базе СКП, которые в совокупности с классическими подходами позволят повысить эффективность работы ТИС различного класса.

Список литературы

- [1] Булычев Ю.Г. Математические аспекты определения движения летательных аппаратов / Ю.Г. Булычев, А.П. Манин — М. : Машиностроение, 2000. 256 с.
- [2] Булычев Ю.Г., Бабушкин И.А., Бородин Л.И., Головской В.А., Мозоль А.А. Отождествление пеленгов в угломерных системах на основе принципа децентрализации // Радиотехника и электроника, 2009, Т. 54, № 5, с. 576–583.
- [3] Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк — Радио и связь, 1993. — 416 с.

References

- [1] Bulychev Y.G., Manin A.P. [Mathematical aspects of the determination of the motion of aircrafts]. *Mashinostroenie*, 2000, 256 p. (In Russ.).
- [2] Bulychev Y.G., Babushkin I.A., Borodin L.I., Golovskoi V.A., Mozol A.A. [Identification of bearings in angle systems based on the principle of decentralization]. *Radio-tekhnika i ehlektronika*, 2009, vol. 54, no. 5, pp. 576 - 583. (In Russ.).
- [3] Chernyak V.S. [Multiposition radiolocation]. *Radio i svyaz*, 1993, 416 p. (In Russ.).

Identification of the polynomial model of the target movement according to the data of a single-channel movable direction finder

¹Bulychev Y.G., ²Marchenko I.A., ³Nasenzov I.G., ¹Yachmenyov A.V.,
⁴Shukalo D.M.

¹All-Russian Research Institute "Gradient",
Rostov-on-Don, 344000, Russian Federation
ProfBulychev@yandex.ru

²Taganrog Research Institute of Communications,
Taganrog, 347900, Russian Federation

³JSC "Technodynamics",
Moscow, Russian Federation

⁴ООО «TARKUS»
Rostov-on-Don, 344009, Russian Federation

Abstract: For the case of arbitrary orientation of the base fixed coordinate system and the coordinate system associated with the movable direction finder, the problem of estimating the parameters of the generalized-polynomial model of target motion from measurements of one angular coordinate is solved.

Keywords: single-channel movable direction finder, direction identification, motion model, kinematic features, invariants, decentralization, computational costs.

Идентификация полиномиальной модели движения цели по данным одноканального подвижного пеленгатора

¹Булычев Ю.Г., ²Марченко И.А., ³Насенков И.Г.,
¹Ячменёв А.В., ⁴Шукало Д.М.

¹Всероссийский научно-исследовательский институт «Градиент»,
г. Ростов-на-Дону, 344000, Российская Федерация
ProfBulychev@yandex.ru

²Таганрогский научно-исследовательский институт связи,
г. Таганрог, 347900, Российская Федерация

³АО «Технодинамика»,
г. Москва, Российская Федерация

⁴ООО «Таркус»
г. Ростов-на-Дону, 344009, Российская Федерация

Аннотация: Для случая произвольной ориентации базовой неподвижной системы координат и системы координат, связанной с подвижным пеленгатором, решена задача оценивания параметров обобщенно-полиномиальной модели движения цели по измерениям одной угловой координаты. Развита соответствующий метод оценивания, приведен иллюстративный пример.

Ключевые слова: одноканальный подвижный пеленгатор, отождествление пеленгов, модель движения, кинематические признаки, инварианты, децентрализация, вычислительные затраты.

1. Введение

Настоящая работа посвящена дальнейшему развитию перспективного метода оценивания движения цели по данным одноканального подвижного пеленгатора (ОПП), измеряющего лишь одну угловую координату [1]. В отличие от работы [1], рассматривается наиболее распространенный на практике случай, когда оси базовой неподвижной системы координат (например, геоцентрической, гелиоцентрической и т.д.) ориентированы произвольным образом по отношению к осям подвижной радиотехнической системы координат, связанной с пеленгатором. Показано, что в данном случае существенно усложняется задача оценивания движения цели, однако, в конечном итоге, она также сводится к нахождению решения соответствующей системы линейных алгебраических уравнений.

2. Постановка задачи

Пусть в базовой прямоугольной неподвижной системе координат (СК) XYZ положение цели (С) задается радиус-вектором $\vec{r}_C = [x_C, y_C, z_C]^T$, а закон ее движения описывается следующей обобщенно-полиномиальной моделью [2]:

$$x_C = \vec{a}^T \vec{q}, \quad y_C = \vec{b}^T \vec{q}, \quad z_C = \vec{c}^T \vec{q},$$

где $x_C = x_C(t)$, $y_C = y_C(t)$, $z_C = z_C(t)$, $\vec{a} = [a_i, i = \overline{0, K}]^T$, $\vec{b} = [b_i, i = \overline{0, K}]^T$, $\vec{c} = [c_i, i = \overline{0, K}]^T$ — неизвестные векторные коэффициенты, $\vec{q} = \vec{q}(t) = [q_i(t), i = \overline{0, K}]^T$ — вектор линейно независимых функций.

В свою очередь, положение пеленгатора (Р) в той же СК задается радиус-вектором $\vec{r}_P = [x_P, y_P, z_P]^T$. Непосредственно с самим ОПП жестко связана подвижная прямоугольная СК $X_P Y_P Z_P$, в которой осуществляются измерения угла $\theta = \theta(t)$ с использованием плоской диаграммы

направленности. Данная диаграмма направленности лежит в плоскости, которая жестко связана с геометрическим центром ОПП, сопровождаемой целью и некоторым произвольно выбираемым направляющим вектором $\vec{\lambda} = \vec{\lambda}(t) = [\lambda_1(t), \lambda_2(t), 0]^T$, задающим ось вращения диаграммы направленности. Величина $\theta = \theta(t)$ характеризует угол наклона данной плоскости (соответственно и диаграммы направленности) к цели в момент времени t . ОПП осуществляет обнаружение и слежение цели по углу θ при заданном программном изменении (управлении) по углу

$$\mu = \mu(t) = \arctg[\lambda_2/\lambda_1],$$

где $\lambda_1 = \lambda_1(t)$, $\lambda_2 = \lambda_2(t)$.

Вводятся две дополнительные СК: $X'Y'Z'$ — получается путем параллельного переноса СК XYZ в точку P ; $X'_pY'_pZ'_p$ — получается путем параллельного переноса СК $X_pY_pZ_p$ в начало СК XYZ . Угол θ однозначно связан с углами μ, α и β известным соотношением $\theta = \arctg[\tg \beta / \sin(\alpha - \mu)]$, $\alpha - \mu \neq n\pi$, $n = 0, 1, 2$, $\beta \neq \pm \pi/2$. При выполнении соотношения $\alpha - \mu = n\pi$, принимаем: $\theta = \pi/2$ для случая $0 \leq \beta \leq \pi/2$ и $\theta = -\pi/2$ для случая $-\pi/2 \leq \beta \leq 0$. Если $\beta = \pm \pi/2$, то независимо от α и μ , имеем $\theta = \pm \pi/2$. Зададимся моделью измерений:

$$\hat{\theta}_k = \theta_k + \Delta\theta_k, \quad k = \overline{1, N},$$

где $\theta_k = \theta(t_k)$, а $\Delta\theta_k = \Delta\theta_k(t)$ — нормально распределенная ошибка измерения.

Полагается также заданным набор отсчетов $\{\mu_k\}_{k=1}^N$, соответствующих некоторому программному управлению $\mu(t)$.

Введем в рассмотрение массивы чисел $\{\Omega_k\}_{k=1}^N$, соответствующие матрице $\Omega = \Omega(t)$ направляющих косинусов, имеющей строки

$$\vec{\omega}_1^T, \vec{\omega}_2^T, \vec{\omega}_3^T,$$

где $\vec{\omega}_i = [l_i, m_i, n_i]^T$, $i = 1, 2, 3$, $l_1 = \cos\psi \cos\varphi - \cos\vartheta \sin\psi \sin\varphi$,

$$l_2 = -\cos\psi \sin\varphi - \cos\vartheta \sin\psi \cos\varphi, l_3 = \sin\vartheta \sin\psi,$$

$$m_1 = \sin\psi \cos\varphi + \cos\vartheta \cos\psi \cos\varphi, m_2 = -\sin\psi \sin\varphi + \cos\vartheta \cos\psi \cos\varphi,$$

$$m_3 = -\sin\vartheta \cos\psi, n_1 = \sin\vartheta \sin\varphi, n_2 = \sin\vartheta \cos\varphi, n_3 = \cos\vartheta.$$

Здесь под ϑ, ψ и φ понимаются соответствующие углы Эйлера [3]. Полагаем, что задана матрица измерений:

$$\hat{\Omega}_k = \Omega_k + \Delta\Omega_k, \quad k = \overline{1, N}.$$

Требуется, с учетом принятых моделей и исходных данных, разработать метод оценивания параметров движения цели на базе ОПП.

3. Решение задачи в детерминированной постановке

По аналогии с [1] можно записать $tg^{-1}\theta = \cos\mu(\sin\alpha/tg\beta) - \sin\mu(\cos\alpha/tg\beta)$. Для определения отношений $(\sin\alpha/tg\beta)$ и $(\cos\alpha/tg\beta)$ воспользуемся очевидными выражениями:

$$\bar{\rho}_{CP} = \Omega \bar{\rho}'_{CP}, \quad \bar{\rho}'_{CP} = \Omega^T \bar{\rho}_{CP}, \quad \bar{\rho}'_{CP} = \bar{\rho}_C - \bar{\rho}_P,$$

где $\bar{\rho}_{CP} = [x_{CP}, y_{CP}, z_{CP}]^T$ и $\bar{\rho}'_{CP} = [x'_{CP}, y'_{CP}, z'_{CP}]^T$ — радиус-векторы, определяющие положение цели в СК $X_P Y_P Z_P$ и $X' Y' Z'$ соответственно. С учетом сказанного $(\sin\alpha/tg\beta) = (y_{CP}/z_{CP}) = (\bar{\omega}_2^T \bar{\rho}'_{CP})/(\bar{\omega}_3^T \bar{\rho}'_{CP})$, $(\cos\alpha/tg\beta) = (x_{CP}/z_{CP}) = (\bar{\omega}_1^T \bar{\rho}'_{CP})/(\bar{\omega}_3^T \bar{\rho}'_{CP})$. После несложных подстановок получаем

$$\begin{aligned} tg^{-1}\theta(\bar{\omega}_3^T \bar{\rho}'_{CP}) &= \cos\mu(\bar{\omega}_2^T \bar{\rho}'_{CP}) - \sin\mu(\bar{\omega}_1^T \bar{\rho}'_{CP}), \\ tg^{-1}\theta(\bar{\omega}_3^T \bar{\rho}_C) - tg^{-1}\theta(\bar{\omega}_3^T \bar{\rho}_P) &= \\ &= \cos\mu(\bar{\omega}_2^T \bar{\rho}_C) - \cos\mu(\bar{\omega}_2^T \bar{\rho}_P) - \sin\mu(\bar{\omega}_1^T \bar{\rho}_C) + \sin\mu(\bar{\omega}_1^T \bar{\rho}_P), \\ tg^{-1}\theta(\bar{\omega}_3^T \bar{\rho}_C) - \cos\mu(\bar{\omega}_2^T \bar{\rho}_C) + \sin\mu(\bar{\omega}_1^T \bar{\rho}_C) &= \\ tg^{-1}\theta(\bar{\omega}_3^T \bar{\rho}_P) - \cos\mu(\bar{\omega}_2^T \bar{\rho}_P) + \sin\mu(\bar{\omega}_1^T \bar{\rho}_P). \end{aligned}$$

Рассматривая последнее выражение как уравнение относительно компонент вектора $\bar{\rho}_C$, с учетом принятых ранее обозначений:

$$(\bar{\gamma}^T \bar{l})(\bar{a}^T \bar{q}) + (\bar{\gamma}^T \bar{m})(\bar{b}^T \bar{q}) + (\bar{\gamma}^T \bar{n})(\bar{c}^T \bar{q}) = \bar{\gamma}^T \bar{\rho}_P,$$

$$\bar{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3]^T = [\sin\mu, -\cos\mu, tg^{-1}\theta]^T, \quad \bar{l} = [l_1, l_2, l_3]^T, \quad \bar{m} = [m_1, m_2, m_3]^T,$$

$\bar{n} = [n_1, n_2, n_3]^T$, $\bar{\rho}_P = [x'_P, y'_P, z'_P]^T$ — радиус-вектор, характеризующий положение пеленгатора в системе координат $X'_P Y'_P Z'_P$, при этом

$$\bar{\rho}'_P = \Omega^T \bar{\rho}_P.$$

Вводя обозначения $\bar{h} = \bar{h}(t) = [(\bar{\gamma}^T \bar{l})\bar{q}^T, (\bar{\gamma}^T \bar{m})\bar{q}^T, (\bar{\gamma}^T \bar{n})\bar{q}^T]^T$ и $\bar{G} = [\bar{a}^T, \bar{b}^T, \bar{c}^T]^T$, получаем уравнение относительно вектора $\bar{G}$ искомых коэффициентов полиномиальной модели движения цели:

$$\vec{h}^T \vec{G} = f,$$

где $f = \vec{\gamma}^T \vec{\rho}'_p$.

Для нахождения $\vec{G}$ необходимо на базе данного скалярного уравнения записать систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) для N моментов времени $\{t_k\}_{k=1}^N$:

$$H \vec{G} = \vec{F},$$

где матрицу H составляют строки $\vec{h}^T(t_1), \dots, \vec{h}^T(t_N)$, $\vec{F} = [f(t_1), \dots, f(t_N)]^T$.

Если $N = 3(K+1)$ и $\det H \neq 0$, то данная СЛАУ позволяет найти вектор $\vec{G}$ искомых коэффициентов модели движения цели: $\vec{G} = H^{-1} \vec{F}$.

4. Решение задачи в статистической постановке

При избыточности измерений (когда $N > 3(K+1)$) и с учетом погрешности измерений $\{\Delta\theta_k\}_{k=1}^N, \{\Delta\Omega_k\}_{k=1}^N$ оптимальную оценку $\hat{\vec{G}}$ вектора $\vec{G}$ можно найти с использованием критерия минимума квадратичной формы:

$$J(\vec{G}) = \vec{V}^T(\hat{\vec{\Theta}}, \hat{\Omega}) W \vec{V}(\hat{\vec{\Theta}}, \hat{\Omega}),$$

где $\hat{\vec{\Theta}} = \vec{\Theta} + \Delta\vec{\Theta}$, $\vec{\Theta} = [\theta_k, k = \overline{1, N}]^T$, $\Delta\vec{\Theta} = [\Delta\theta_k, k = \overline{1, N}]^T$,
 $\hat{\Omega} = \Omega + \Delta\Omega$, $\Omega = [\Omega_k, k = \overline{1, N}]$, $\Delta\Omega = [\Delta\Omega_k, k = \overline{1, N}]$,

$$\vec{V}(\hat{\vec{\Theta}}, \hat{\Omega}) = \hat{H}\vec{G} - \hat{\vec{F}}, \quad \hat{H} = H \left| \begin{matrix} \vec{\Theta} \rightarrow \hat{\vec{\Theta}} \\ \Omega \rightarrow \hat{\Omega} \end{matrix} \right., \quad \hat{\vec{F}} = F \left| \begin{matrix} \vec{\Theta} \rightarrow \hat{\vec{\Theta}} \\ \Omega \rightarrow \hat{\Omega} \end{matrix} \right.$$

Оптимальная оценка, получаемая на основе минимизации $J(\vec{G})$, является решением СЛАУ:

$$L(\hat{\vec{\Theta}}, \hat{\Omega}) \hat{\vec{G}} = \vec{D}(\hat{\vec{\Theta}}, \hat{\Omega}),$$

где $L(\hat{\vec{\Theta}}, \hat{\Omega}) = \hat{H}^T W \hat{H}$, $\vec{D}(\hat{\vec{\Theta}}, \hat{\Omega}) = \hat{H}^T W \hat{\vec{F}}$.

Окончательное выражение для искомой оценки имеет вид

$$\vec{G} = L^{-1}(\hat{\vec{\Theta}}, \hat{\Omega}) \vec{D}(\hat{\vec{\Theta}}, \hat{\Omega}) = (\hat{H}^T W \hat{H})^{-1} (\hat{H}^T W \hat{\vec{F}})$$

5. Статистические аспекты разработанного метода

Представим последнюю формулу без учета ошибок измерений в виде

$$\vec{G} = \vec{G}(\vec{\Theta}, \Omega) = \vec{G}(\vec{s}),$$

где $\vec{s}$ — это вектор-столбец, состоящий из всех элементов вектора $\vec{\Theta}$ и матрицы Ω .

При наличии ошибок измерений вектор $\vec{s}$ целесообразно рассматривать как случайную величину, характеризуемую математическим ожиданием $\vec{M}_{\vec{s}}$ и корреляционной матрицей $K_{\vec{s}}$. Разложим $\vec{G}(\vec{s})$ в ряд Тейлора в окрестности вектора $\vec{s} = \vec{M}_{\vec{s}}$ и ограничимся приближением:

$$\vec{G} = \vec{G}(\vec{s}) \approx \vec{G}(\vec{M}_{\vec{s}}) + \left. \frac{\partial \vec{G}(\vec{s})}{\partial \vec{s}} \right|_{\vec{s}=\vec{M}_{\vec{s}}} (\vec{s} - \vec{M}_{\vec{s}}).$$

Здесь математическое ожидание случайного вектора $\vec{G}$ равно $\vec{M}_{\vec{G}} = \vec{G}(\vec{M}_{\vec{s}})$, а корреляционная матрица имеет вид

$$K_{\vec{G}} = \left. \frac{\partial \vec{G}(\vec{s})}{\partial \vec{s}} \right|_{\vec{s}=\vec{M}_{\vec{s}}} K_{\vec{s}} \left(\left. \frac{\partial \vec{G}(\vec{s})}{\partial \vec{s}} \right|_{\vec{s}=\vec{M}_{\vec{s}}} \right)^T.$$

Для случая высокоточных некоррелированных измерений [4] данные формулы позволяют проанализировать зависимость точности оценивания параметров движения цели в статистической постановке. Включением в состав $\vec{s}$ элементов вектора $\vec{p}_p$ не трудно учесть в ходе такого анализа и влияние ошибок управления движением пеленгатора на результирующую точность оценивания.

6. Иллюстративный пример

По аналогии [4] рассмотрим задачу оценивания параметров линейной траектории (в безразмерных единицах) $x_c = 10 + 2t$, $y_c = 8 + 4t$, $z_c = 3 + 15t$, $t \in [0, 30]$. Закон движения ОПП выбран следующим:

$$x_p = 15 + t + 0.1t^2, \quad y_p = 3 + 3t + 0.1t^2, \quad z_p = 1 + 0.1t^2, \quad t \in [0, 30].$$

Полагалось, что $N = 300$, $t_{k+1} - t_k = \Delta t = 0.1$, а случайным полагался только угол $\theta_k = \theta(t_k)$, для ошибок измерений которого

$\sigma_{\theta_k} = \sigma_{\theta} \in [10'', 180'']$. Закон изменения угла $\mu_k = \mu(t_k)$:
 $\mu_k = \arctg(\lambda_{2k} / \lambda_{1k})$, $\lambda_{1k} = \lambda_1(t_k) = 0.95 - 0.005k$, $\lambda_{2k} = \lambda_2(t_k) = \sqrt{1 - \lambda_{1k}^2}$.
 Используются углы Эйлера: $\vartheta_k = \vartheta = 0.530[rad]$, $\psi_k = \psi = 0.314[rad]$,
 $\phi_k = \phi = 0.314[rad]$.

В таблице представлены зависимости относительных ошибок оценивания компонент вектора $\vec{G} = [g_i, i = \overline{1,6}]^T = [a_0, a_1, b_0, b_1, c_0, c_1]^T$ от величины $\sigma_{\theta} \in [10'', 180'']$.

Таблица 1

σ_{θ}	$\delta g_i, \%$					
	$\delta g_1 = \delta a_0$	$\delta g_2 = \delta a_1$	$\delta g_3 = \delta b_0$	$\delta g_4 = \delta b_1$	$\delta g_5 = \delta c_0$	$\delta g_6 = \delta c_1$
10''	0,008	0,036	0,103	0,001	0,155	0,010
20''	0,088	0,111	0,174	0,035	0,280	0,084
30''	0,210	0,357	0,372	0,104	0,546	0,206
60''	0,124	0,997	1,036	0,158	1,575	0,299
120''	0,875	1,114	2,115	0,386	2,859	0,768
180''	3,099	4,000	7,988	1,414	10,829	2,989

Анализ результатов моделирования разработанного метода показывает, что ошибка оценивания коэффициентов a_0, b_0, c_0 принятой модели движения не превышает 10,3 %, а коэффициентов a_1, b_1, c_1 — 4 %.

7. Заключение

Применение разработанного метода к оцениванию параметров траектории цели позволяет решить проблему нахождения оценки в условиях априорной неопределенности, когда оси базовой неподвижной СК (например, геоцентрической, гелиоцентрической и т.д.) ориентированы произвольным образом по отношению к осям подвижной СК, связанной с ОПП. Результаты моделирования подтверждают работоспособность метода для реальных условий функционирования ОПП.

Список литературы

- [1] Булычев Ю.Г., Шухардин А.Н. Робастное оценивание движения объекта по данным одноканального пеленгатора // Автоматика и вычислительная техника. 2002. № 3.
- [2] Брандин В.Н., Разоренов Г.Н. Определение траекторий космических аппаратов. М.: Машиностроение, 1972, 216 с.

[3] Бронштейн И.И., Семендяев К.А. Справочник по математике. М.: Физматлит, 1959, 721 с.

[4] Булычев Ю.Г., Манин А.П. Математические аспекты определения движения летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 2000, 256 с.

References

[1] Bulychev Y.G., Manin A.P. [Robust estimation of the motion of an object according to the data of a single-channel direction finder]. *Avtomatika i vychislitel'naya tekhnika.*, 2002, no. 3. (In Russian).

[2] Brandin V.N., Razorenov G.N. [Determination of spacecraft trajectories]. *Mashinostroenie*, 1972, 216 p. (In Russian).

[3] Bronstein I.I., Semendyaev K.A. [Handbook of Mathematics]. *Fizmatlit*, 1959, 721 p. (In Russian).

[4] Bulychev Y.G., A.P. Manin. [Mathematical aspects of the determination of the motion of aircrafts]. *Mashinostroenie*, 2000, 256 p. (In Russian).

Analysis and exploration of errors in the algorithm for detection of terrain lengthened objects

¹Sorokin A.K., ¹Vazhenin V.G.

¹Ural Federal University n.a. B.N. Yeltsin
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
sorokinak@urfu.ru

Abstract: An analysis of the errors of the algorithm allowing to determine the type of a lengthened object of the terrain ("stripe/border") is given by a criterion based on the comparison of the intersection areas of the probability density distributions of the reflected signal amplitude, one of which was obtained during the flight, and the other is a reference, corresponding to the known typical terrain. Estimates of errors allow us to evaluate the properties of the algorithm and the scope of its application in practical challenges.

Keywords: lengthened objects, statistical signal processing, radiolocation, radio altimeter, autonomous navigation.

Анализ и исследование ошибок алгоритма обнаружения протяженных объектов подстилающей поверхности

¹ Сорокин А.К., Важенин В.Г.

¹ Уральский федеральный университет им. Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
sorokinak@urfu.ru

Аннотация: Приведен анализ ошибок алгоритма, позволяющего определять тип протяженного объекта подстилающей поверхности («полоса/граница») по критерию, основанному на сравнении площадей пересечения плотностей вероятности распределения амплитуды отраженного сигнала, одно из которых получено в процессе полета, а другое является эталонным, соответствующим известным типовым подстилающим поверхностям. Оценки ошибок позволяют оценить свойства алгоритма и область его применения в практических задачах.

Ключевые слова: протяженные объекты, статистическая обработка сигналов, радиолокация, радиовысотомер, автономная навигация

1. Введение

При навигации на маршрутном участке необходимо обеспечивать коррекцию местоположения ЛА при навигации в автономном режиме. В качестве источника информации о местоположении ЛА предложено использовать протяженные объекты, как естественного (границы естественных поверхностей: вода/лес, поле/вода), так и искусственного происхождения (асфальтовая и грунтовая дорога) [1, 2]. В этом случае датчиком может быть импульсный радиовысотомер, фиксирующий максимальные значения амплитуды отраженного сигнала. Полученные значения амплитуды накапливаются и по ним строится плотность вероятности распределения амплитуды отраженного сигнала, которая является информационным параметром в алгоритме идентификации. Текущая плотность сравнивается с эталонными и выбирается максимально близкая, т.е. принимается решение о типе подстилающей поверхности. В докладе оцениваются типичные для разработанного алгоритма ошибки и проведен сравнительный анализ полученных ошибок с ошибками, присущими известным алгоритмам.

2. Описание алгоритма

В разделе приведено краткое описание алгоритма. Процесс принятия решения показан на рис. 1

$$\text{Здесь } H_k = \begin{cases} P(f_q | f_k), P(f_q | f_k) > \Upsilon_k \\ 0, P(f_q | f_k) < \Upsilon_k \end{cases},$$

В дискретной форме функционал сравнения определяется следующим выражением

$$\Phi_{j,q} = \sum_i \min(f_j(i); f_q(i)), \quad (1)$$

решающее правило имеет вид

$$\Lambda(q) = \arg \min_j [\Phi_{j,q}] \quad (2)$$

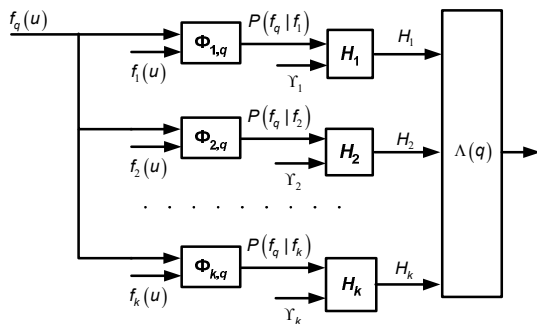


Рис. 1. Общая ошибка различения двух сигналов.

Fig. 1. General error of distinguishing between two signals

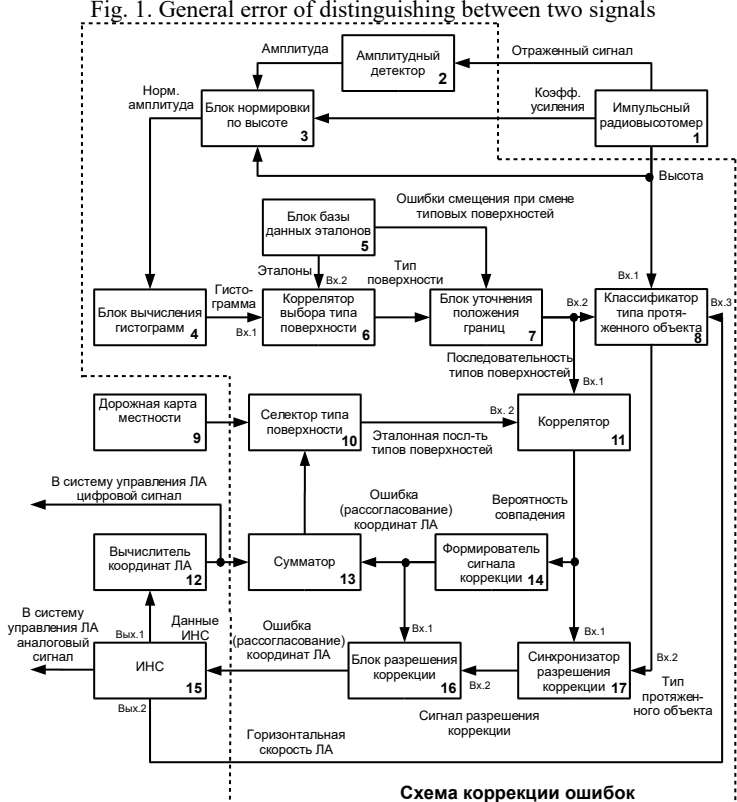


Рис. 2. Функциональная схема алгоритма реализации системы обработки

Fig. 1. Functional diagram of the algorithm for implementing the processing system

Реализация разработанного алгоритма может быть осуществлена в виде системы коррекции ошибок навигации летательного аппарата по дорожной карте местности, содержащей инерциальную систему с вычислителем координат ЛА, импульсный радиовысотомер, дорожную карту местности и схему коррекции ошибок.

3. Ошибки разработанного алгоритма

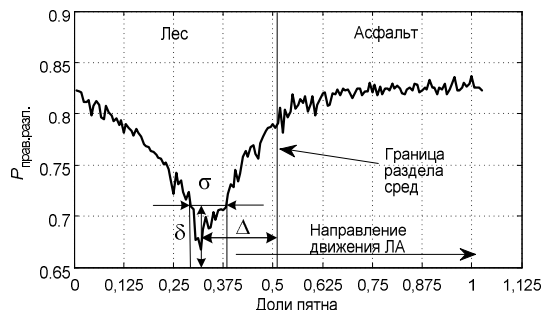


Рис. 3. Функция принятого решения, полученная в модельных испытаниях при смене типовых поверхностей на примере сочетания поверхностей «асфальт/лес».

Fig. 3. The decision function, obtained in model tests. It is shown an example of a combination of “asphalt/forest” terrain.

Обнаружение границы происходит с ошибками, которые обусловлены как статистическим характером функции максимума апостериорной вероятности, так и особенностями работы алгоритма, связь между различными видами ошибок показана на рис. 2:

δ – СКО вероятности правильного обнаружения;

σ – СКО местоположения обнаруживаемой границы;

Δ – ошибка смещения определения местоположения границы.

Наибольший практический интерес для задачи навигации представляет ошибка смещения, которая может быть компенсирована в процессе обработки, по этой причине в дальнейшем изложении оцениваются только значения Δ . Получена зависимость ошибки смещения для различных сочетаний типовых подстилающих поверхностей, присущей разработанному алгоритму, и обусловленной различиями отражающих свойств типовых подстилающих поверхностей. Показано, что устранение ошибки смещения позволяет повысить точность оценки местоположения на 15–30%. Значения ошибки смещения получены в процессе модельного исследования в случае некогерентной обработки сигналов импульсной РВС. Показано, что наименьшую ошибку смещения (медианное значение 15%) при определе-

нии местоположения протяженных объектов обеспечивает угол между проекцией на подстилающую поверхность траектории движения КР и границей протяженного объекта равный 90° , с уменьшением этого угла до 30° , ошибка смещения возрастает до 32%. Для протяженных объектов с шириной около 0,2 ширины пятна облучения необходимо обеспечить угол между проекцией на подстилающую поверхность траектории движения КР и границей протяженного объекта не менее 45° в этом случае ошибка смещения составляет 15% и разброс ошибки смещения $\pm 10\%$. Например, на высоте полета 100 м и ширине ДНА 40° ошибка смещения составит в среднем 5,5 м при разбросе значений оценки $\pm 3,6$ м.

Проведено сравнение разработанного алгоритма с критерием Колмогорова-Смирнова.

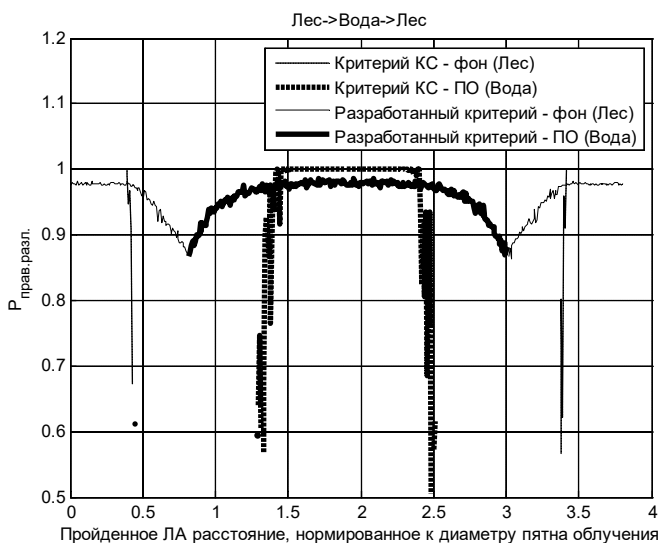


Рис. 4. Функции принятого решения при угле ориентации ПО 45° и ширине ПО $0,8L$, без помехи

Fig. 4. The decision functions for LO “stripe-type” with an orientation angle of 45° and a width of stripe $0.8L$, without noise

В модельных экспериментах критерий Колмогорова-Смирнова позволяет выделить поверхность типа «Вода» при угле ориентации ПО 90° , близко к реальной ширине ПО, при уменьшении угла ориентации ПО его ширина была снижена по сравнению с реальной на величину порядка 20%. Таким образом, критерий Колмогорова-Смирнова может быть использован для определения поверхности типа «Вода». По сравнению с предлага-

емым критерием, критерий Колмогорова-Смирнова работает без ошибки смещения, характерной для разработанного критерия, но только при малом уровне помех (сигнал/помеха не менее 20 дБ). Определение поверхности типа «Лес», как показал модельный эксперимент, затруднено, и критерий Колмогорова-Смирнова не позволяет определить момент смены типа подстилающей поверхности. Во всех случаях, граница «Вода/Лес» не была обнаружена критерием Колмогорова-Смирнова, и даже небольшой уровень помехи -20 дБ приводит к неустойчивому обнаружению поверхности типа «Лес». Результаты работы критерия Колмогорова-Смирнова при соотношении сигнал/помеха 10 дБ и менее не приведены, поскольку критерий Колмогорова-Смирнова не обеспечивает возможности обнаружения протяженных объектов в этом случае.

По результатам обработки данных натурных испытаний [3] разработанным алгоритмом обнаружения протяженных объектов вычислены эталоны для поверхностей типа «вода», «лес», «вспаханное поле» и «луг» в типовых условиях применения, а также с применением ДФ. В случае некогерентной обработки показано, что «вода» обнаруживается в 79% случаев, «лес» обнаруживается в не менее чем 56% случаев, «поле» обнаруживается в не менее чем 61% случаев, «луг» обнаруживается в 72% случаев. Данные показатели указывают на принципиальную возможность обнаружения протяженных объектов.

4. Заключение

В докладе показаны результаты исследования ошибок алгоритма оценки местоположения границы раздела типовых подстилающих поверхностей. Сравнение с разработанным критерием показывает, что разработанный критерий позволяет определять момент смены типа подстилающей поверхности с ошибкой, которая может быть вычислена для каждого сочетания типовых подстилающих поверхностей. Разработанный алгоритм сопоставлялся с алгоритмом на основе критерия Колмогорова-Смирнова и пороговым алгоритмом и показано, что разработанный алгоритм может быть использован для обнаружения протяженных объектов подстилающей поверхности.

Список литературы

- [1]. Skolnik M. I., "Radar Handbook", Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008. 1351p.
- [2]. Ulaby F. T. Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain. ARTECH HOUSE, 1989. 358p.

[3]. Sorokin, A. K. The application of pulse altimeter for linear references detection / A. K. Sorokin, V. G. Vazhenin, L. L. Lesnaya // 2nd International Symposium on Computer Vision and the Internet (VisionNet 2015) Proceeding. – India, aug. 10-13, 2015 . – Procedia Computer Science. – Volume 58. – 2015. – Pp. 659-664.

References

- [1]. Skolnik M. I., "Radar Handbook", Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008. 1351p.
- [2]. Ulaby F. T. Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain. ARTECH HOUSE, 1989. 358p.
- [3]. Sorokin, A. K. The application of pulse altimeter for linear references detection / A. K. Sorokin, V. G. Vazhenin, L. L. Lesnaya // 2nd International Symposium on Computer Vision and the Internet (VisionNet 2015) Proceeding. – India, aug. 10-13, 2015 . – Procedia Computer Science. – Volume 58. – 2015. – Pp. 659-664.

Service of the Sun “KRIM” – monitoring of solar activity in radio range

Volvach A.E., Yakubovskaya I.V.

Radio Astronomy and Geodynamics Department,
Crimean Astrophysical Observatory RAS, Yalta, Crimea
volvach@bk.ru

Abstract: Simultaneous observations on four instruments that cover the wavelength range from 8 mm to 1.2 m make it possible to obtain information for analyzing the processes of energy release in the solar atmosphere and a short-term forecast of solar activity. The radio monitoring of solar activity is stored in real time in digital form and is put on the sites of the world service of the Sun, which includes 14 ground stations in cooperation with orbital observatories. The radio telescope RT-22 is equipped with polarimeters for wavelengths of 0.8, 2.0, 2.3, 2.8 and 3.5 cm, which allow recording the intensity and circular polarization of radio emission. The radio telescope RT-2 receives radiation of a centimeter wavelength range to obtain information about the processes taking place in the lower chromosphere. The radio telescope RT-3 receives radiation of the decimeter wavelength range in order to collect information on the processes taking place in the upper chromosphere and the lower corona. The radiotelescope RT-M adopts a meter-wave radiation to detect corpuscular streams that are heading toward the Earth as a result of solar flares.

Keywords: Sun, flares, radio emission.

Служба Солнца «KRIM» — мониторинг солнечной активности в радиодиапазоне

Вольвач А.Е., Якубовская И.В.

Отдел радиоастрономии и геодинамики,
ФГБУН «Крымская Астрофизическая Обсерватория РАН»
Ялта, Крым
volvach@bk.ru

Аннотация: Одновременные наблюдения на четырех инструментах, которые перекрывают диапазон длин волн от 8 мм до 1.2 м, дают возможность получать информацию для анализа процессов энерговыделения в атмосфере Солнца и краткосрочного прогноза солнечной активности.

Данные радиомониторинга солнечной активности сохраняются в реальном времени в цифровом виде и выставляются на сайты мировой службы Солнца, которая включает 14 наземных станций в кооперации с орбитальными обсерваториями. Радиотелескоп РТ-22 оснащен поляриметрами на длины волны 0.8, 2.0, 2.3, 2.8 и 3.5 см, позволяющими регистрировать интенсивность и круговую поляризацию радиоизлучения. Радиотелескоп РТ-2 принимает излучение сантиметрового диапазона длин волн для получения сведений о процессах, протекающих в нижней хромосфере. Радиотелескоп РТ-3 принимает излучение дециметрового диапазона волн с целью сбора сведений о процессах, происходящих в верхней хромосфере и нижней короне. Радиотелескоп РТ-М принимает излучение метрового диапазона волн для обнаружения корпускулярных потоков, направляющихся к Земле в результате солнечных вспышек.

Ключевые слова: *Солнце, вспышки, радиоизлучение.*

1. Введение

Для получения систематических данных о состоянии солнечной активности в Крымской астрофизической обсерватории (КРАО) были сконструированы и длительное время эксплуатируются радиотелескопы сантиметрового, дециметрового и метрового диапазонов волн [1].

1. Миллиметровый комплекс. Наблюдения Солнца проводятся на двух длинах волн одновременно с регистрацией параметров Стокса (I) на длине волны 8.2 мм и (I,V) на длине волны 13.5 мм. Угловое разрешение радиотелескопа составляет 2.5 угл. мин. на обеих длинах волн. По чувствительности радиометры мм-диапазона сравнимы с радиометрами см-диапазона.

2. Сантиметровый комплекс. Наблюдения Солнца выполняются с помощью диагностического комплекса, созданного на базе РТ-22 КраО и четырех-волнового поляриметра. Угловое разрешение радиотелескопа на длинах волн 3.5, 2.8, 2.3 и 2.0 см составляет 6.0, 5.0, 4.1 и 3.6 угл. мин. соответственно. Поляриметр позволяет регистрировать полную интенсивность (I) и поляризованную по кругу составляющую (V) радиоизлучения одновременно на четырех длинах волн с наименьшим временным разрешением 0.1 с. Чувствительность радиотелескопа составляет 0.1 солнечных единиц потока.

Программное обеспечение при наблюдениях Солнца для обеих комплексов однотипно. Процесс наблюдений заключается в сканировании диска Солнца по прямому восхождению с шагом по склонению, равному

1-2 угл. мин., с последующим наведением антенны на максимум радиоизлучения локального источника на самой короткой длине волны и слежением за выбранной активной областью. Выбор объекта наблюдений осуществлялся в результате оценки прогностических параметров для каждого из локальных источников, обнаруженных на диске Солнца по результатам сканирования. Система управления РТ-22, сбора и обработки информации с выходов радио поляриметров создана на базе аппаратуры КАМАК и ЭВМ. Регистрация сигналов выполняется путем последовательного преобразования аналогового сигнала каждого из трех (восьми) НЧ-каналов поляриметрических комплексов, подаваемых на АЦП через аналоговый коммутатор с частотой коммутации 100 Гц и накоплением результата за 1 с. Обработка данных наблюдений проводится с помощью специальной программы, и включает нормировку, учет паразитных сигналов, пересчет из милливольт в солнечные единицы потока.

Радиотелескоп РТ-3 - параллактическое поворотное устройство с электрическим приводом по часовому углу, на котором закреплено параболическое зеркало диаметром 3 м с совмещенными облучателями на длины волн 10.5 и 12 см (частоты 2.85 и 2.5 ГГц). Размещен в радиопрозрачном куполе диаметром 6 м для защиты от метеовоздействий, что существенно улучшает качество и стабильность данных. Ширина диаграммы направленности (ДН) составляет 2.3-2.5°. Это обеспечивает прием радиоизлучения от всей поверхности радиодиска Солнца, размер которого немного превышает 0.5°. Полоса пропускания каждого канала - 40 МГц, минимальная постоянная времени - 10 мс, запись сигнала осуществляется в цифровом виде с частотой отсчетов 1 Гц в дежурном режиме и 100 Гц в течение всплеска радиоизлучения. Проводятся ежедневные наблюдения в автоматическом режиме (без участия оператора) с передачей получаемых данных в Центральную базу данных для обеспечения оперативной диагностики солнечных вспышек.

Радиотелескоп РТ-2 - параллактическое поворотное устройство с электрическим приводом по часовому углу, на котором закреплено параболическое зеркало диаметром 2.5 м с совмещенными облучателями на длины волн 3 и 5 см (частоты 10 и 6 ГГц), размещен в радиопрозрачном куполе диаметром 6 м. Модуляционные радиометры прямого усиления построены на основе малошумящих сверхвысоко частотных усилителей. Аналого-цифровой преобразователь совместно с управляющим компьютером позволяет регистрировать в цифровом виде измеряемые сигналы с частотой отсчетов 1 Гц в дежурном режиме и 100 Гц в течение всплеска радиоизлучения в формате, пригодном для помещения в архив и для ма-

тематической обработки результатов измерений. На длине волны 3 см ширина ДН составляет $1^{\circ} 15'$ мин, на длине волны 5 см - $1^{\circ} 45'$ мин. Полоса пропускания каждого канала - 40 МГц, постоянная времени - 1 с. Проводятся ежедневные наблюдения в автоматическом режиме (без участия оператора) с передачей получаемых данных в Центральную базу данных для обеспечения оперативной диагностики солнечных вспышек.

Радиотелескоп РТ-М оборудован антенной размерами 4*4 м, которая является разновидностью синфазной решетки, состоящей из 160 диполей. Антенна имеет полосу пропускания от 250 до 350 МГц. Ширина ДН 11° , полоса пропускания каждого канала - 300 кГц, минимальная постоянная времени - 1.25 мс, непрерывный динамический диапазон -30 дБ, цифровая регистрация сигнала происходит с частотой 400 Гц. Для регистрации коронального излучения установлен радиоспектрограф e-Callisto, диапазон рабочих частот которого от 275 до 327 МГц (длины волн от 0.8 до 1.2 м). Проводятся ежедневные наблюдения в автоматическом режиме (без участия оператора) с передачей получаемых данных каждые 15 минут в Центральную базу данных для обеспечения оперативной диагностики солнечных вспышек [2].

Радиоастрономический диагностический комплекс Службы Солнца «KRIM» позволяет:

- получать ежедневный объем информации в широком диапазоне длин волн о событиях, которые происходят на Солнце и влияют на земные процессы.
- определять: скорость распространения возмущения; генерируемую полосу частот; интенсивность энерговыделения; сведения о физических условиях в солнечной короне; момент прихода корпускулярного потока на Землю; интенсивность всплесков.
- проводить оценку ожидаемого масштаба геофизических возмущений.

2. Наблюдения вспышечной активности в сентябре 2017 года

6 сентября 2017 года в 12:02 UT радиотелескопом РТ-М Службы Солнца «KRIM» была зафиксирована мощная вспышка X9.3 на частотах 275 и 327 МГц. Мощной вспышке предшествовала более слабая X2.2, она также была зафиксирована в сантиметровом диапазоне волн Службой Солнца KRIM радиотелескопами РТ-2 и РТ-3. Эта вспышка произошла в той же области Солнца - NOAA 12673 (Национальное управление океанографических и атмосферных исследований), расположенной в гелиографических координатах S09 W45.

На рис. 1 представлены графики изменения интенсивности радиоизлучения во времени на частотах 275 и 327 МГц. На них отчетливо видны сильные радиовсплески (уровня R3), произошедшие в 12:02 UT с максимальным значением плотности спектрального потока 3260 SFU на частоте 275 МГц и 2733 SFU на частоте 327 МГц, зафиксированные радиотелескопом РТ-М. Для характеристики вспышечной активности Солнца помимо радиоизлучения удобно использовать величину потока рентгеновского излучения, так как во время вспышки его интенсивность может возрасти на несколько порядков. Особенно хорошо с потоком рентгеновского излучения согласуется радиоизлучение на длине волны в 10.7 см. В Службе Солнца KРIM для этого используется радиотелескоп РТ-3 с совмещенными облучателями на длины волн 10.5 и 12 см.

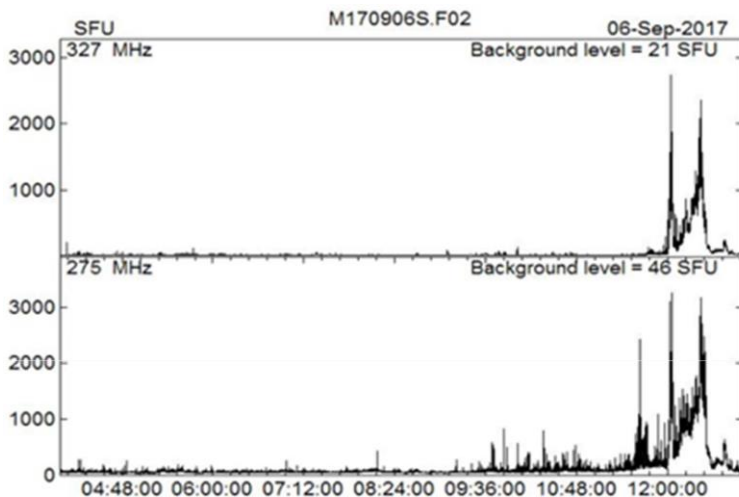


Рис. 1. Временные профили радиоизлучения на частотах 275 МГц (max 3260 SFU) и 327 МГц (max 2733 SFU).

Fig. 1. Time profiles of radio emission at 275 MHz (max 3260 SFU) and 327 MHz (max 2733 SFU)

На рис.2 представлен график изменения интенсивности радиоизлучения во времени на частоте 10 ГГц. На графике хорошо виден сильный радиовсплеск, произошедший в 09:10 UT с максимальным уровнем плотности спектрального потока 691 SFU, зафиксированный радиотелескопом РТ-2.

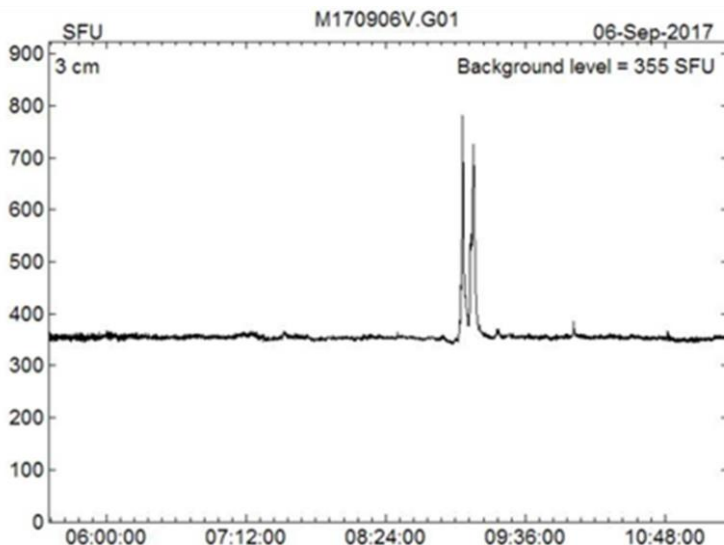


Рис.2. Временной профиль радиоизлучения на частоте 10 ГГц (max 691SFU).

Fig.2. Time profile of radio emission at a frequency of 10 GHz (max 691SFU)

На рис.3 представлены графики, на которых изображено изменение интенсивности радиоизлучения во времени на частотах 2.5 ГГц и 2.85 ГГц. На графиках хорошо виден сильный радиовсплеск, произошедший в 09:10 UT с максимальным уровнем плотности спектрального потока 941 SFU на частоте 2.5 ГГц и 578 SFU на частоте 2.85 ГГц, зафиксированный радиотелескопом РТ-3.

06.09.2017 спутники GOES 15 (Геостационарный оперативный спутник для изучения окружающего пространства) и GOES 14 также зафиксировали мощную рентгеновскую вспышку (восьмую по силе за последние 20 лет). Ей присвоен рентгеновский класс X9.3 и R3 - сильная по классификации мощности радиоизлучения. По данным Центра Предсказания Космической Погоды (SWPC) максимальный уровень радиоизлучения вспышки соответствовал 14000 SFU на частоте 2650 МГц и 3200 SFU на частоте 245 МГц, радиовсплеск II типа, генерируемый на фронте ударной волны, распространяющийся со скоростью ударной волны 1.765 км/с, и последующим радиовсплеском IV типа. GOES с 08:57 до 09:17 UT зафиксирована вспышка рентгеновского класса X2.2, а в 09:10 в радиодиапазоне на длине волны в 10.7 см была зафиксирована вспышка с максимальным значением плотности спектрального потока в 410 SFU. Радиообсерватории Learmonth (Австралия) и San-Vito (Италия), входящие в сеть

RSTN (Сеть Солнечных Радиотелескопов), принадлежащей Метеорологической службе ВВС (Военно-воздушных сил) США, также зафиксировали эти всплески на частотах 2695 МГц, 4995 МГц, 8800 МГц и 15400 МГц [3].

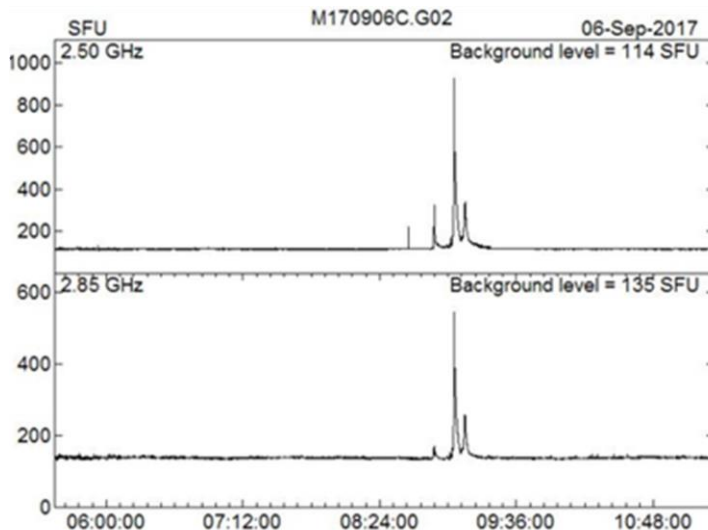


Рис.3. Временные профили радиоизлучения на частотах 2.5 ГГц (941 SFU) и 2.85 ГГц (578 SFU).

Fig.3. Time profiles of radio emission at 2.5 GHz (941 SFU) and 2.85 GHz (578 SFU)

3. Выводы

Радиотелескопы Службы Солнца обеспечивают ежедневный мониторинг «космической погоды» в окрестностях Земли. Радиоастрономический диагностический комплекс Службы Солнца «KRIM» позволяет: получать ежедневный объем информации в широком диапазоне длин волн о событиях, которые происходят на Солнце и влияют на земные процессы; определять: скорость распространения возмущения; генерируемую полосу частот; интенсивность энерговыделения; сведения о физических условиях в солнечной короне; момент прихода корпускулярного потока на Землю; интенсивность всплесков; проводить оценку ожидаемого масштаба геофизических возмущений. Полученная с помощью радиотелескопов Службы Солнца «KRIM» информация о радиовсплесках хорошо коррелирует с данными других наземных и космических обсерваторий, таких как RSTN и GOES, что подтверждает высокое качество регистрируемых Службой Солнца «KRIM» данных.

Список литературы

1. Ю.Ф. Юровский, Кинематика и физика небесных тел Т. 29, No.6, 68 (2013).
2. А.Е. Вольвач, Ю.Ф. Юровский, К.В. Самисько, и др., Изв. Крымской Астрофиз. Obs. Т. 112, No.2, 179 (2016).
3. <https://www.ngdc.noaa.gov>

Referenes

1. Yu.F. Yurovsky, Kinematics and the physics of celestial bodies. V. 29, No.6, 68 (2013).
2. A.E. Volvach, Yu.F. Yurovsky, K.V. Samisko, et al., Izv. Crimean Astrophyses. Obs. V. 112, No.2, 179 (2016).
3. <https://www.ngdc.noaa.gov>

Особенности характеристик АФАР дозорного радиолокатора в режимах РСА высокого разрешения

Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Чарыков И.В.

АО «Концерн «Вега»

Москва, 121170, Российская Федерация

tatonika@inbox.ru

Аннотация: Рассматриваются проблемные вопросы искажений огибающей широкополосного зондирующего сигнала радиолокатора с синтезированной апертурой высокого разрешения, порождаемых разностью задержек распространения от различных элементов крупногабаритной АФАР при электронном перенацеливании. Отмечены особенности постановки задачи для многорежимных авиационных радиолокаторов. Приводится оценка влияния габаритных размеров АФАР и углов отклонения луча на параметры функции отклика, а также результаты моделирования.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, активная фазированная антенная решётка, функция отклика на одиночную точечную цель, метод импульсного реагирования.

1. Введение

Современные и вновь разрабатываемые авиационные радиолокационные станции [1, 2] проектируются с учётом возможности их использования для решения разнообразных задач, связанных с необходимостью съёмки в больших секторах углов по азимуту и углу места. Это обеспечивается как механическим поворотом антенны, так и электронным перенацеливанием активной фазированной антенной решётки (АФАР). В отличие от зеркальных антенн, АФАР может являться источником дополнительных искажений формы зондирующего и принимаемого сигналов, что, несмотря на сохранение ширины их спектра, может привести к ухудшению разрешающей способности по дальности.

Анализ указанной проблемы и возможных способов её решения проводился с помощью рассмотренной ниже математической модели.

При исследовании процесса радиолокационной съёмки модель снимаемого объекта строится как множество одиночных точечных целей (ОТЦ). Суперпозиция принятых отражённых сигналов регистрируется, а

затем проходит корреляционную обработку – сжатие по дальности и азимуту. Результатом является комплексное радиолокационное изображение (КРЛИ), являющееся векторной суммой КРЛИ всех снимаемых ОТЦ. При рассмотрении данной задачи будем считать, что КРЛИ является конечным результатом испытаний РСА. Критерием качества при анализе методом импульсного реагирования [3] является ширина отклика на одиночную точечную цель, определяющая разрешающую способность радиолокатора по дальности.

2. Определение диаграммы направленности АФАР по ширине функции отклика

При исследовании антенной подсистемы как элемента РСА наиболее полным способом её описания будет функция, связывающая вид принятого сигнала, отражённого от ОТЦ в заданной точке дальней зоны, с видом ЗС, поступающего на вход антенной подсистемы. Пусть зондирующий сигнал как функция от времени описывается функцией $\dot{u}_{нр\delta}(t)$.

Направление на выбранную ОТЦ задаётся единичным вектором $\mathbf{p}$, проекция которого на плоскость апертуры антенны имеет декартовы координаты (ξ, η) , где $|\xi| \leq 1$, $|\eta| \leq 1$.

Сигнал, отражённый от ОТЦ с коэффициентом обратного рассеяния $K_{отц}$ и принятый обратно через антенну, должен описываться функцией от времени

$$\dot{u}_{нр\delta}(\xi, \eta, t) = L^2 \cdot \dot{K}_{отц} \cdot \int_{\tau=0}^{\infty} \dot{u}_{нр\delta}(t - 2\tau_z - \tau) \cdot \dot{h}_a(\xi, \eta, \tau) d\tau, \quad (1)$$

где $\tau_z = r_n/c$ – задержка распространения сигнала от начала системы координат, выбранной на плоскости апертуры антенны, до снимаемой ОТЦ.

По методике, приведённой в [4], можно определить сквозную импульсную характеристику антенны $\dot{h}_a(\xi, \eta, t)$, входящую в подынтегральное выражение в (1), в виде

$$\dot{h}_a(\xi, \eta, t) = \dot{h}_{zc}(\xi, \eta, t) * \dot{h}_{oc}(\xi, \eta, t). \quad (2)$$

Считая элементы приёмо-передающего тракта АФАР идентичными, можно отнести нерегулируемую составляющую каждого канала к общей части тракта, т.е. вынести за пределы модели АФАР. Тогда

$$\dot{h}_{3c}(\xi, \eta, t) = \dot{h}_{oc}(\xi, \eta, t) = \iint_{(x,y) \in A} \delta(t + (\xi x + \eta y)/c) dx dy, \quad (3)$$

где A – геометрическая фигура, задающая апертуру антенны.

Одномерная ФО по дальности на одиночную точечную цель, расположенную относительно антенны в направлении (ξ, η) , как функция от задержки отражённого сигнала получается операцией сжатия по дальности, т.е. свёртки каждого импульса ЦРГ с опорной функцией $\dot{h}_{CD}(t)$:

$$\dot{J}_{\xi, \eta}^r(t - 2\tau_3) = L^2 \cdot K_{omц} \cdot \dot{h}_{CD}(t) * \dot{u}_{npd}(t - 2\tau_3) * \dot{h}_a(\xi, \eta, t). \quad (4)$$

При нулевом отклонении луча

$$\dot{J}_{0,0}^r(t - 2\tau_3) = L^2 \cdot K_{omц} \cdot \dot{h}_{CD}(t) * \dot{u}_{npd}(t - 2\tau_3), \quad (5)$$

$$\text{а в общем случае } \dot{J}_{\xi, \eta}^r(t - 2\tau_3) = \dot{J}_{0,0}^r(t - 2\tau_3) * \dot{h}_a(\xi, \eta, t). \quad (6)$$

Для анализа полученной функции отклика при моделировании по методике, приведённой ниже, в качестве характеристики качества радиолокатора с АФАР принята величина, обратная относительной ширине главного лепестка одномерной ФО по уровню минус 3 дБ в направлении наклонной дальности,

$$G_{3dB}(\xi, \eta) = \delta r_{3dB}(0,0) / \delta r_{3dB}(\xi, \eta), \quad (7)$$

где $\delta r_{3dB}(\xi, \eta)$ – ширина одномерной ФО $\dot{J}_{\xi, \eta}^r(t - 2\tau_3)$ по уровню минус 3 дБ. Вид функции выбран таким образом, что, во-первых, $G_{3dB}(0,0) = 1$, во-вторых, ухудшение характеристик функции отклика соответствует убыванию функции.

Аналогичные характеристики могут быть построены для альтернативных параметров качества радиолокатора: относительной амплитуды главного максимума $G_{\max}(\xi, \eta)$ и величины, обратной относительной ширине главного лепестка функции отклика по дальности в терминах среднеквадратического отклонения от среднего значения, $G_{2\sigma}(\xi, \eta)$.

3. Методика и результаты математического моделирования

Для исследования зависимости функции отклика РСА с АФАР на одиночную точечную цель от направления на цель проведено математическое моделирование. Для упрощения модели учитывались только корреляционные характеристики огибающей зондирующего сигнала. Приведен-

ные результаты моделирования соответствуют электронному наведению АФАР на снимаемую ОТЦ.

Для инвариантности результатов исследования по отношению к размерам антенны и ширине полосы спектра зондирующего сигнала отклонение луча от нормали выражено в безразмерных величинах a , b , описывающих отношение разностей хода плоской волны от крайних точек апертуры к длине элементарного импульса в пространстве:

$$a = \xi \cdot X_a \cdot \Delta F / c, \quad b = \eta \cdot Y_a \cdot \Delta F / c, \quad (8)$$

где ΔF – ширина спектра зондирующего сигнала.

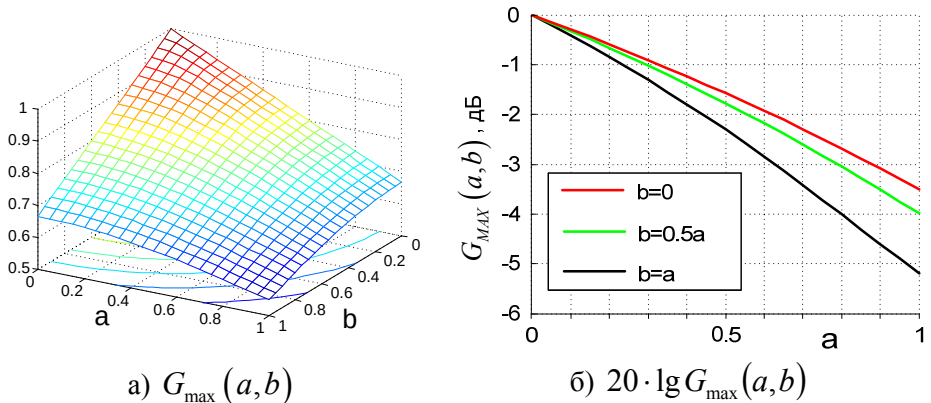


Рис. 1. Изменение характеристик качества одномерной функции отклика при электронном перенацеливании

4. Особенности постановки задачи для авиационных РСА высокого разрешения

В многоцелевых авиационных комплексах радиолокационного дозора в качестве одного из штатных режимов предусматривается картографирование земной поверхности, в том числе в составе бистатических систем. Однако приходится учитывать, что в радиолокаторах кругового обзора с крупногабаритными антеннами [1], как правило, применяется механическое вращение антенны. Для реализации режима РСА в системе с вращающейся антенной без возможности её остановки в полёте потребуется электронное перенацеливание антенны для удержания снимаемого участка в зоне облучения в течение времени синтеза. Для увеличения активного времени съёмки целесообразно, по возможности, расширять диапазон углов перенацеливания АФАР по азимуту до $45 \dots 60^\circ$. В отличие от косми-

ческого РСА, рассмотренного в [4], постановка задачи учёта размеров и формы апертуры антенны не ограничивается рассмотрением малых углов отклонения. В этих условиях разность хода электромагнитной волны между крайними элементами АФАР достигает величин, сравнимых с разрешающей способностью по дальности, при большем отношении элемента разрешения к размеру антенны, а также требуется учитывать диаграмму направленности одиночного излучателя.

4. Заключение

Проведенное математическое моделирование подтверждает, что при расширении спектра зондирующего сигнала радиолокатора, использующего АФАР с электронным перенацеливанием, достижимая разрешающая способность по дальности ограничивается величиной, связанной с размерами антенны, что существенно при больших углах отклонения луча. Для преодоления этого ограничения необходимо разделение АФАР на группы излучателей с приёмо-передающими модулями в пределах участков, размеры которых совместно с требуемыми отклонениями луча, согласно приведённому выше расчёту, соответствуют ухудшению выбранного параметра качества не более чем на 3 дБ. Траектории распределения зондирующего и сбора принимаемого сигналов должны иметь отдельные ветви для каждой группы с управляемыми линиями задержки для компенсации разностей хода сигнала. При разработке радиолокаторов высокого разрешения к подсистеме АФАР должны предъявляться соответствующие требования, применяться средства и методики контроля качества передачи огибающей зондирующего сигнала по критериям качества функции отклика на одиночную точечную цель.

Список литературы

- [1] Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. Монография. – М.: Радиотехника, 2014. – 528 с.: ил.
- [2] Авиационные радиолокационные комплексы и системы / Под ред. П.И. Дудника. – М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006.
- [3] Радиолокационные станции воздушной разведки, дешифрование радиолокационных изображений/Под ред. Л.А. Школьного. – М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008.
- [4] Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Сиганьков В.И. Особенности характеристик АФАР при широкополосном зондирующем сигнале. – Труды 27-го Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред», 2012. Т.2. С. 99-110.

Приемо-передающий тракт с расширенным частотным диапазоном для авиационной РСА с повышенным разрешением.

¹ Гусев А.Н., ² Рыжов Ф.В., ³ Самулеев М.С., ⁴ Ровкин М.Е.

¹ Акционерное общество "Научно-производственная фирма "Микран"

г. Томск, 634041, пр. Кирова, 51д, Российская Федерация

andr@micran.ru

² Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

г. Томск, 634050, пр.Ленина, 40, Российская Федерация

ryzhov@micran.ru

³ Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

г. Томск, 634050, пр.Ленина, 40, Российская Федерация

sms@micran.ru

⁴ Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

г. Томск, 634050, пр.Ленина, 40, Российская Федерация

mikhail.rovkin@tusur.com

Аннотация: Обсуждаются особенности построения приёмо-передающего тракта СВЧ РЛС с синтезированной апертурой для платформ легкомоторной и беспилотной авиации, работающего с зондирующими сигналами расширенного спектра (до 1200 МГц в X-диапазоне) и имеющей повышенный энергетический потенциал. Описаны частотный план системы и конструкция устройства.

Ключевые слова: радиолокационная станция, синтезированная апертура, твердотельный усилитель мощности.

1. Введение

В 2015 году в области РСА случилось долгожданное событие - были расширены выделенные для работы авиационных РЛС бокового обзора участки частотного спектра. В X диапазоне вместо 600 МГц теперь разрешена полоса до 1200 МГц. Это решение открывает двери для двукратного улучшения разрешения радиолокационного изображения.

С этого времени наиболее актуальным для существующих (а тем более вновь создаваемых) радиолокационных станций с синтезированной апертурой (далее РСА) является их модернизация, имеющая целью расширить спектр зондирующего сигнала до возможных 1200 МГц.

При модернизации авиационных РСА одним из важных показателей является снижение их габаритов и массы [1], что при расширении спектра

формируемых при излучении и обрабатываемых при приёме радиолокационных сигналов достижимо только за счёт прогресса цифровой элементной базы, поскольку, вообще говоря, одновременное достижение обеих целей в известном смысле противоречит друг другу.

В работе показаны особенности построения приемо-передающего тракта бортовой РСА, предназначенной для легкомоторной и беспилотной авиации, экспериментальные образцы которой создаются в рамках совместного проекта ТУСУР, АО "НПФ "Микран" (г. Москва) и НИИ ТП (г. Москва). К основным целям проекта относятся как повышение качества РЛ изображения, в том числе за счёт расширения спектра РЛ сигнала, так и снижение массы бортовой аппаратуры СВЧ.

Характеристики приемо-передатчиков следующие:

- Диапазон рабочих частот тракта Х-диапазона 9,3-10,3 ГГц;
- выходная импульсная мощность в Х-диапазоне 250 Вт;
- минимальная скважность передатчика Х-диапазона- 20;
- максимальная длительность радиоимпульса диапазона 60 мкс;
- полоса частот модулирующего сигнала Х-диапазона ± 500 МГц;
- коэффициент шума приемного тракта не более 5 дБ.
- Диапазон рабочих частот тракта L-диапазона 1110-1510 МГц;
- выходная импульсная мощность в L-диапазоне 250 Вт;
- минимальная скважность передатчика L-диапазона- 20;
- максимальная длительность радиоимпульса диапазона 60 мкс;
- полоса частот модулирующего сигнала L-диапазона ± 200 МГц
- Коэффициент шума приемного тракта L-диапазона не более 4 дБ.

Входы приёмников обоих диапазонов защищены устройствами асинхронной защиты.

2. Унифицированный частотный план трактов и их структура

Создаваемая двухчастотная РСА ДЗЗ будет импульсной с внутри-импульсной ЛЧМ. Ширина спектра сигналов в тракте приёма и передачи составляет 1000 МГц (Х-диапазон) и 400 МГц (L- диапазон).

Тракты формирования и обработки РЛ сигналов современных РСА используют цифровые узлы, которые работают на промежуточных частотах. Для достижения максимально возможной спектральной полосы формируемых обрабатываемых сигналов в трактах используется прямое квадратурное преобразование частоты при излучении и приёме. При этом частота гетеродина равна частоте несущей немодулированного сигнала.

Входными и выходными в этом случае являются сигналы "нулевой" ПЧ, формируемые и обрабатываемые цифровым ядром соответствующего диапазона РСА. Тем самым упрощается построение системы и унифицируется её конструкция, поскольку цифровая часть в обоих диапазонах РСА одинаковая. Структура двухчастотной РСА показана на рис.1.

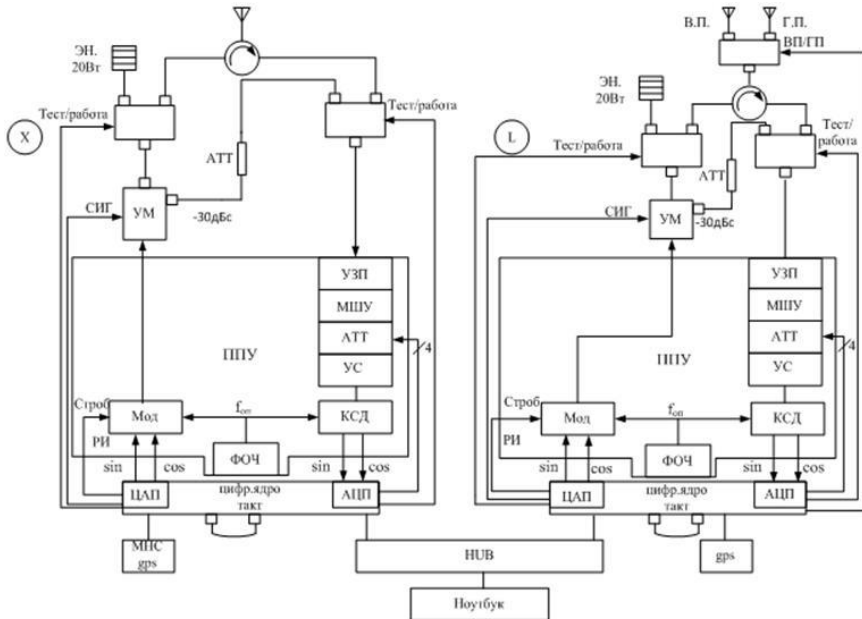


Рис. 1. Обобщённая структура приёмо-передатчика (предложена НИИ ТП, г.Москва). ЭН - эквивалент нагрузки, УМ - усилитель мощности, ППУ - приёмо-передающее устройство, Мод - модулятор, КСД - квадратурный синхронный детектор, ФОЧ - формирователь опорных частот, УЗП - устройство защиты приёмника, МШУ - малошумящий усилитель, АТТ - управляемый аттенюатор, УС - усилитель СВЧ, HUB - сетевой концентратор.

Такая концепция построения РСА ДЗЗ была предложена московским НИИ точных приборов при создании известной экспериментальной РСА "Компакт" [2] и реализуется в данном проекте. Структура приёмо-передатчика L-диапазона показана на рис. 2.

Возможность сквозного самоконтроля трактов приёмо-передатчиков, при котором проверяются и усилители мощности, является важной. Она упрощает предполётный контроль аппаратуры РСА и исключает необходимость разрабатывать наземный пункт контроля параметров. Приёмо-передатчики на органических диэлектриках разных типов по технологии комбинированных многослойных печатных плат за исключением

волноводных узлов и оконечных мощных каскадов в X - диапазоне. Все фильтры СВЧ являются топологическими.

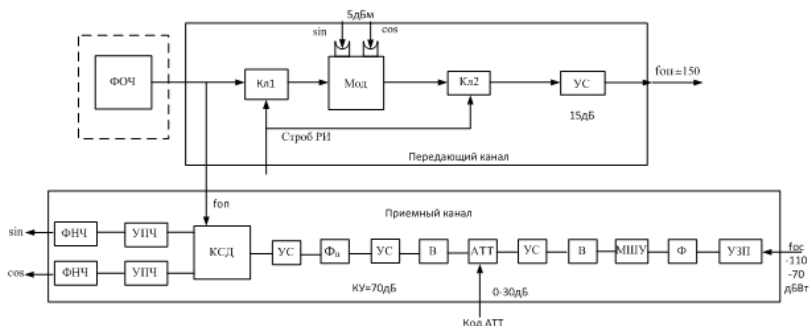


Рис. 2. Структура приёмо-передающего конвертора L- диапазона.

ФОЧ - формирователь опорных частот, Кл1, Кл2 - ключи, Мод - модулятор, УС - усилители СВЧ, ФНЧ - фильтры нижних частот, УПЧ - усилители промежуточной частоты, КСД - квадратурный синхронный детектор, В - вентили, Ф - фильтры, МШУ - малошумящий усилитель, УЗП - устройство защиты приёмника.

3. Усилители мощности

Габариты масса СВЧ приёмо-передатчиков в основном определяют-ся оконечными усилителями мощности. Сделать их более компактными стало возможным за счёт применения GaN транзисторов в мощных выходных каскадах. Это справедливо для оконечных усилителей как X-, так и L-диапазона.

Построение усилителей двух диапазонов существенно отличается. Если в L-диапазоне оконечный каскад усилителя мощностью 400 Вт может быть выполнен на одном GaN транзисторе (использован QPD1016 фирмы Qorvo), то в X- диапазоне такое решение нереализуемо. Поэтому в X-диапазоне задача решается нами путём сложения мощностей нескольких одинаковых менее мощных усилителей, что определило его блочно-модульное построение (рис.3).

Из рис.3 понятно, что используются четыре одинаковых модуля с импульсной выходной мощностью 100 Вт каждый. После суммирования, фильтрации и передачи по кабелю в антенну (расположенной в кабине ЛА перед боковым иллюминатором) мощность снижается до требуемых 250 Вт. Мощность 100 Вт отдельного модуля, в свою очередь достигается сложением мощности двух 50-Вт усилителей, реализованных по ГИС-технологии. В ГИС-усилителях использованы транзисторы GaN.

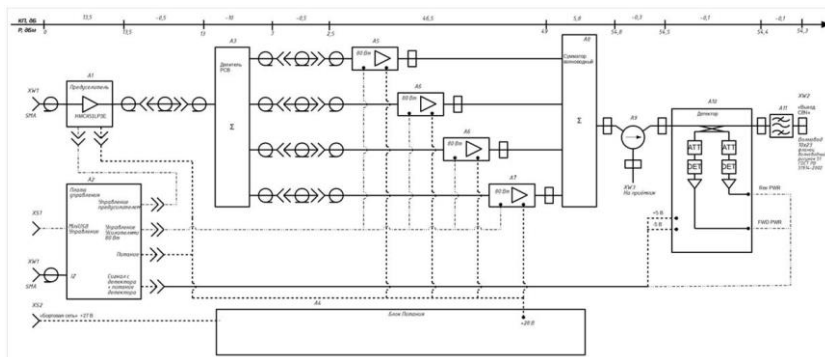


Рис. 3. Структура блочно-модульного усилителя мощности X-диапазона макета РСА ДЗЗ

4. Конструкция трактов

Конструктивно приёмо-передатчики оформлены в виде модулей высотой 2U для 19-дюймовой стойки. Компоновку приёмо-передатчика X-диапазона иллюстрирует 3D-модель, показанная на рис. 4.

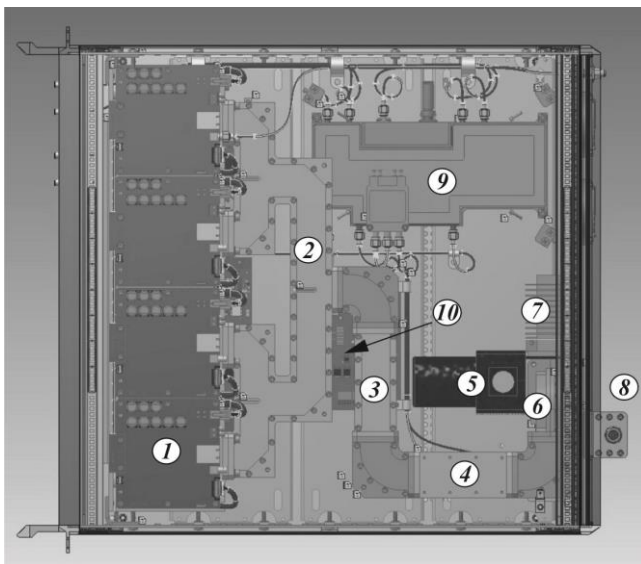


Рис. 4. Компоновка СВЧ приёмо-передатчика X-диапазона (приведена 3D-модель).

1- модули мощных усилителей, 2 - выходной сумматор, 3 - волноводный фильтр, 4- направленный ответвитель, 5 -Y-циркулятор, 6 - волноводный переход, 7 - согласованная нагрузка, 8 - коаксиальный вход-выход, 9 - приёмо-передающий конвертор на виброзащитном подвесе, 10 - модуль управления

Основной объём приёмо-передатчика, как видно из рис.4., занимает усилитель мощности и волноводные узлы антенно-фидерной системы (фильтр, НО, циркулятор и согласованная нагрузка). Замена волноводных узлов коаксиальными при актуальных мощностях приводит к увеличению массы. Проблема охлаждения решается принудительным воздушным охлаждением. Для виброзащиты от воздействия в первую очередь собственных вентиляторов использован двухступенчатый виброподвес блока ППУ (приёмно-передающего конвертора). Расчётная масса приёмо-передатчиков не превышает 12 кг. Таким образом, в работе предложена оптимальная по совокупности параметров, важнейшими из которых является ширина спектра сигнала и масса аппаратуры, схема построения СВЧ тракта бортовой РСА и её конструкция.

В настоящее время тракты спроектированы и изготавливаются на предприятии - индустриальном партнёре - АО "НПФ "Микран".

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен при поддержке Министерства Образования и Науки Российской Федерации в рамках выполнения соглашения 14.577.21.0279 от 26.09.2017, идентификатор проекта RFMEFI57717X0279.

Список литературы

- [1] S.L. Vnotchenko, T.G. Moussiniants, R.V. Ermakov, M.E. Rovkin Modern Tendencies in the Development of Airborne Synthesized Aperture Radars for Remote Sensing of the Earth // XIV International scientific-technical conference "Actual Problems Of Electronic Instrument Engineering" (АПЭП 2018 "Актуальные проблемы электронного приборостроения" 2-6 октября 2018 г. - будет опубликовано)
- [2] S.L. Vnotchenko, M.Yu. Dostovalov, A.V. Dyakov at al. Aviation four-band radar complex "КОМПАКТ" - features, results and development prospects. // Proceedings of the XXVIII Russian Symposium "Radar Investigations of Natural Environments», St.Petersburg, 2013, vol.1, pp. 34-44.

Цифровой тракт формирования и обработки сигнала РСА нового поколения

¹ Дьяков И.В., ² Ермаков Р.В.

¹ Научно-исследовательский институт Точных Приборов
127490, г.Москва, ул. Декабристов, владение 51, Российская Федерация
igord1947@mail.ru

² Научно-исследовательский институт Точных Приборов
127490, г.Москва, ул. Декабристов, владение 51, Российская Федерация
romkis.ermakov@micran.ru

Аннотация: Обсуждаются концепция, принцип построения и возможная техническая реализация цифрового приёмо-передатчика бортовой радиолокационной станции с синтезированием апертуры для дистанционного зондирования Земли, реализующей расширенный в соответствии с рекомендациями 2015 г. до 1200 МГц спектр зондирующего сигнала.

Ключевые слова: цифровой формирователь, цифровая обработка сигнала, РЛС бокового обзора, широкополосный сигнал.

1. Введение

В последние двадцать лет радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА) стали основным источником информации при зондировании поверхности Земли. Причиной этому высокое общий тренд по повышению пространственного разрешения РСА, а значит повышения качества получаемых радиолокационных изображений. В 2015 после четырех лет подготовки и нескольких недель интенсивных обсуждений на Всемирной конференции радиосвязи (ВКР 2015) в Женеве (Швейцария) для РСА были расширены выделенные участки частотного спектра для наблюдения Земли радиолокаторами с синтезированной апертурой. Особенно важным является X диапазон, где вместо прежних 600 МГц теперь разрешена полоса до 1200 МГц.

Изменение технического регламента делает необходимым реализовать возможности по улучшению пространственного разрешения в новых опытных РЛС, которые, как показывает общемировая практика создания подобных систем, всегда являются предшественниками появления серийных РСА [1]. Создание РЛС бокового обзора с высоким разрешением космического и авиационного базирования было и остаётся одной из основных задач московского НИИ точных приборов, который является одной из

ведущих организаций России по данной тематике с момента её возникновения. С конца 2017 г. начаты работы по созданию прототипа экспериментальной РСА повышенного разрешения, которые организационно оформлены как университетский проект, выполняемым ТУСУР (г. Томск) совместно с НИИ ТП (г. Москва) и индустриальным партнёром АО "НПФ Микран".

2. Концепция построения приемо-передатчика перспективной РСА и ее частотный план

Новая РСА создаётся на основе совместного задела участников, который уже был частично реализован в многочастотной бортовой РЛС "Компакт" [2], созданной в НИИ ТП при участии "Микран" и ориентированной на решение задач ДЗЗ. Полезными в данной задаче могут оказаться компетенции ТУСУР, полученные при совместных работах с "Микран" по созданию ряда серийных [3] и экспериментальных РЛС непрерывного излучения с ЛЧМ сигналом, имеющих высокое разрешение по дальности (до 10 см) [4].

Новая РСА будет двухчастотной (L- и X-диапазоны), причём в X-диапазоне спектр зондирующего сигнала будет расширен до 1000 МГц. В качестве зондирующего сигнала используется последовательность длинных (до 100 мкс) радиоимпульсов с внутриимпульсной ЛЧМ. Очевидной тенденцией является построение радиотракта РСА с применением цифровых технологий и "гигасэмпловых" АЦП и ЦАП. Однако сегодня, даже с учётом достигнутого в последнее десятилетие прогресса в этой области, освоение указанной частотной полосы сигнала при его цифровой обработке является сложной задачей.

Очевидно, что в настоящее время СВЧ сигнал X-диапазона не может быть непосредственно сформирован ЦАП или оцифрован АЦП. Поэтому при создании предельно широкополосного тракта неизбежной является комбинация цифровых и аналоговых методов обработки сигналов. Нами предлагается применить известный вариант разделение аналоговой и цифровой частей тракта РЛС на стадиях цифрового формирования пары квадратурных компонент зондирующего сигнала с помощью двухканального ЦАП и синхронной оцифровки квадратурных компонент РЛ отклика двухканальным АЦП.

Таким образом входным узлом аналогового тракта передачи РСА является квадратурный модулятор, а выходным трактом ее приёмного тракта квадратурный демодулятор. При этом пары квадратурных компо-

нент тракта PCA при излучении (S_{ITX}, S_{QTX}) и приёме (S_{IRX}, S_{QRX}) описывают комплексные спектры $\dot{S}_{IQTX}$ и $\dot{S}_{IQRX}$, ограниченные частотным интервалом $[-\Omega_D/2; +\Omega_D/2]$, а сигнал СВЧ имеет спектр $\dot{S}_{MW}$, сосредоточенный на участке $[\omega_0 - \Omega_D/2; \omega_0 + \Omega_D/2]$ (рис. 1).

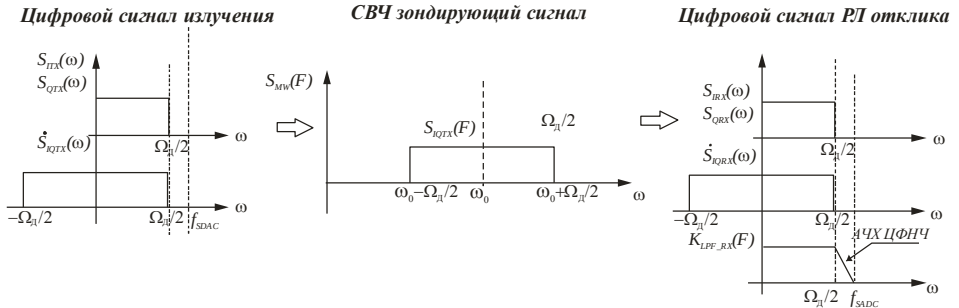


Рис. 1 - Иллюстрация формирования спектров излучаемого и принятого цифровых сигналов в экспериментальной PCA ДЗЗ с расширенным спектром.

При такой схеме формирования частот в приёмно-передающем тракте вещественные спектры каждой из квадратурных компонент сосредоточены на участке $[0; \Omega_D/2]$, частоты квантования АЦП f_{SACD} и ЦАП f_{SDAC} могут быть выбраны равными и минимально избыточными: частоты квантования АЦП и ЦАП f_{SACD} , f_{SDAC} связаны с шириной спектра обрабатываемого в цифровом домене сигнала Ω_D соотношением

$$f_{SACD} = f_{SDAC} = K \cdot \Omega_D$$

где $K \geq 1$ учитывает запас частоты квантования относительно границы спектра, необходимый для реализации цифровой НЧ фильтра, имеющего конечную прямоугольность (на практике достаточно иметь $K \approx 1,2$). Для спектра шириной 1200 МГц ширина формируемых вещественных спектров составляет 600 МГц, а частота квантования ЦАП и АЦП обязана быть близкой к 1500 МГц.

Неизбежные артефакты формируемых аналоговыми модулятором и демодулятором квадратурных базисов (смещения нулей, неодинаковость амплитуд и начальных фаз квадратурных компонент пары) могут быть скорректированы в цифровой области известными методами, требующими приёмлемых вычислительных ресурсов [5].

Структура приёмо-передатчика РЛС, реализующего выбранную нами концепцию показана на рис. 2.

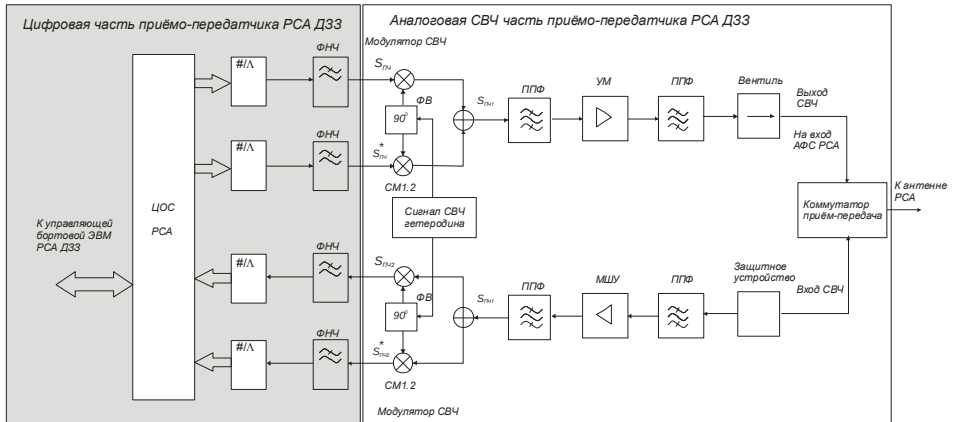


Рис. 2 - Структура построения цифрового приёмо-передатчика формирования и цифровой обработки сигналов экспериментальной PCA Д33 с расширенным спектром.

4. Согласованная фильтрация ЛЧМ сигнала

Сжатие в реальном времени столь широкополосного (1,2 ГГц) сигнала по канонической схеме вычисления свёртки двух сигналов как обратного преобразования Фурье из взаимного Фурье-спектра, рассчитанных по быстрым алгоритмам, невозможно из-за большого объёма вычислений в компактной аппаратной реализации, пригодной для бортового применения. Поэтому нами реализуется известная гомодинная схема сжатия ЛЧМ сигнала (de-ramping technique), точнее её "цифровая" реализация, нашедшая практическое применение в спутниковых высотомерах начиная с РЛС Poseidon-2 спутникового высотомера КА Jason и экспериментальных РЛС для дистанционного зондирования [6]. В отличие от привычного аналогового гомодинного смесителя в данном случае для перемножения двух цифровых потоков, описывающих РЛ отклик и опорный сигнал используется умножитель комплексных чисел, причём опорный сигнал при обработке изначально формируется в цифровой форме и легко может быть задержан по времени для исключения влияния отражений от подстилающей поверхности. Выходные цифровые сигналы с двух выходов комплексного умножителя обрабатываются двумя цифровыми фильтрами НЧ, выделяющими комплексный цифровой сигнал биений. Далее на него накладывается амплитудное окно и далее рассчитывается комплексный спектр мощности, соответствующий обычной дальностной строке РЛ отклика.

5. Техническая реализация цифрового тракта

Конструктивно цифровой приёмо-передатчик сконструирован в 19-дюймовой корзине высотой 2U, рассчитанной на установку 4 плат CompactPCI типоразмера 6U и снабжённой двумя источниками питания. В корзину устанавливается серийная процессорная плата на базе набора системной логики Intel®Qm87PCH с установленными 4-ядерным процессором Intel®Core i7-4700EQ с тактовой частотой 2,4 ГГц и 16 ГБ оперативной памяти, и имеющая шину CompactPCI®. Процессорная плата имеет адаптер, в который установлены системный твердотельный накопитель (SSD) диск, и работает под управлением 64-разрядной ОС Windows7. Процессорная плата по интерфейсу 1Gbit Ethernet связана с внешней управляющей ЭВМ системы РСА ДЗЗ и несущим модулем ЦОС. Для записи в процессе полёта первичных данных регистрируемых радиоголограмм к процессорной плате подключены два SSD накопителя большой (2ТБ) емкости.

Функции аналогово-цифрового и цифро-аналогового преобразования, а также формирования и предварительной цифровой обработки сигналов, выполняет несущий цифровой модуль расширения типоразмера 6U, установленный в корзину, имеющий шину CompactPCI®, и снабжённый мезонинными модулями двухканальных АЦП и ЦАП, установленными на переходные разъёмы типа FMC. АЦП и ЦАП имеют частоту преобразования до 1,8 ГГц и разрядность шины данных 12 двоичных разрядов. Выходные сигналы ЦАП и входные сигналы АЦП с шириной спектра до 600 МГц через внутренние переходные кабели выведены на стандартные для СВЧ применений разъёмы типа SMA, установленные на модифицированную тыльную панель корзины. Через эти разъёмы происходит обмен радиосигналами цифровой и аналоговой частей приёмопередатчика РСА.

Цифровые шины мезонинных модулей ЦАП и АЦП подключены к двум ПЛИС Xilinx®Kintex7, в свою очередь связанными шинами PCIe4 с коммутатором цифровых потоков типа PEX8624. Коммутатор потоков соединён с шиной CompactPCI® двумя интерфейсам PCIe4. Таким способом решается основная проблема - быстрый транспорт данных. К коммутатору по двум линиям PCIe2 подключены два процессора ЦОС типа Texas Instruments TMS320C6678.

В цифровом приёмо-передатчике использовано импортное и отечественное оборудование, поставленное отечественными фирмами-поставщиками и изготовителями.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен при поддержке Министерства Образования и Науки Российской Федерации в рамках выполнения соглашения 14.577.21.0279 от 26.09.2017, идентификатор проекта RFMEFI57717X0279.

Список литературы

- [1] Внотченко С.Л., Мусинянц Т. Г., Ермаков Р. В., Ровкин М. Е. Современные тенденции развития авиационных РЛС с синтезированной апертурой для дистанционного зондирования Земли //АПЭП 2016 “Актуальные проблемы электронного приборостроения” Новосибирск, 3-6 октября 2018 г (принято к публикации).
- [2] Внотченко С.Л., Достовалов М.Ю., Дьяков А.В и др. Авиационный четырехдиапазонный радиолокационный комплекс «КОМПАКТ» – особенности, результаты и перспективы развития. // Труды XXVIII всероссийского симпозиума «Радиолокационные исследования природных сред», Санкт-Петербург, 2013, т.1, стр. 34-44
- [3] Доценко В.В., Носов Д.М., Осипов М.В., Ровкин М.Е., Сурков А.С., Хлусов В.А. Судовая РЛС ближнего обзора с высоким разрешением по дальности. Сб.трудов 20-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико’ 2010). 13-17 сент. 2010 г. Севастополь., Изд.-во «Вебер». ISBN 978-966-335-329-6. IEEE Catalog Number: CEP10788-CDR. Стр.1253,1254.
- [4] Rovkin M. E.; Khlusov V.A.; Malyutin N.D.; Hristenko A.V.; Novikov A.S.; Nosov D.M.; Osipov M.V., Konovalenko M.O.; Marchenko A.O.; Ilchenko V.E. Radar detection of small-size UAVs // 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, 7-8 May 2018, Ekaterinburg, Russia, pp 371 - 374. DOI: 10.1109/ US-BEREIT.2018.8384626
- [5] AD6636 150 MSPS, Wideband, Digital Down-Converter (DDC) Data Sheet (Rev. A) Analog Devices Inc., <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD6636.pdf> (проверена 10 июля 2018 г)
- [6] Rovkin M.E., Butko V.A. System design of the radar with simultaneous estimation of non-stable object back-scattering matrix (Proposals to COMESA project from TUSUR). IRCTR, TU Delft, April 2004.

The data processing unit structure of microwave radiometric system with direct passive aperture syntheses

¹Plyushev V.A., ¹Sidorov I.A., ¹Soldatenko A.P., ¹Reshikov A.D.

¹JSC Radio Engineering Corporation "VEGA"

Moscow, 121170, Russian Federation

igor__sidorov@mail.ru

Abstract: Microwave radiometric system with direct passive aperture syntheses is regarding. Structure and work algorithm of data processing unit are demonstrating. Two different variants implementation of phase compensation unit are analyzed. Synthetic aperture microwave radiometric L-band system computer simulation results are regarding. The antenna pattern of radiometric system calculation results are demonstrating.

Key words: Microwave radiometric, passive aperture synthesis, resolution, digital data process, phase compensation.

Структура блока цифровой обработки данных СВЧ-радиометрической системы с прямым пассивным синтезом апертуры антенны

¹Плющев В.А., ¹Сидоров И.А., ¹Солдатенко А.П., ¹Рещиков А.Д.

¹АО «Концерн радиостроения «Вега»

г. Москва, 121170, Российская Федерация

igor__sidorov@mail.ru

Аннотация: Рассматривается СВЧ – радиометрическая система с прямым пассивным синтезом апертуры антенны. Демонстрируется структура и алгоритм функционирования блока цифровой обработки данных системы. Анализируются два варианта реализации узла компенсации фазы входного шумового сигнала, являющегося составной частью блока обработки, приводится математическое описание функционирования узла. Рассматриваются результаты математического моделирования работы системы, демонстрирующие работоспособность предлагаемой схемы.

Ключевые слова: СВЧ-радиометрия, пассивный синтез апертуры, разрешающая способность, цифровая обработка сигналов, компенсация фазы.

1. Введение

Прямой пассивный синтез апертуры антенны – метод повышения разрешающей способности СВЧ-радиометрических систем, который основывается на совместной обработке выходных данных фазочувствительных радиометров, антенны которых образуют апертуру системы в целом. В результате чего формуруется узконаправленная диаграмма направленности, состоящая из нескольких независимых приемных лучей, по которым одновременно происходят измерения интенсивности собственного излучения наблюдаемого объекта.

В существующих на данный момент радиометрических системах с пассивным синтезом апертуры антенны, таких как ESTAR и MIRAS реализован метод Фурье синтеза [1]. Данные системы состоят из пар радиометров, соединенных по схеме интерферометра, расстояние между фазовыми центрами антенн радиометров (база) у каждой пары различное. Интерферометры производят измерение комплексной функции взаимной когерентности собственного излучения наблюдаемого объекта на определенной пространственной частоте, которая определяется базой и центральной частотой в спектре принимаемого сигнала. Затем в результате обработки выходных сигналов интерферометров формируются амплитудный и фазовый спектр пространственно-частотной характеристики, обратное преобразование Фурье которой представляет собой распределение интенсивности собственного излучения объекта [2]. Реализация описанного выше метода пассивного синтеза апертуры требует проведения большого объема вычислительных операций и разработки специализированных алгоритмов обработки данных, что приводит к увеличению временных и материальных затрат не только на разработку системы, но и на проведение радиометрического измерения.

Целью данной статьи является описание функционирования блока цифровой обработки данных СВЧ-радиометрической системы с прямым пассивным синтезом апертуры антенны (ППСА), которая производит непосредственное измерение интенсивности собственного излучения наблюдаемого объекта, что позволяет в несколько раз сократить объем необходимых вычислений, позволяя тем самым экономить время и средства.

2. Основная часть

На рисунке 1 изображена структурная схема СВЧ-радиометрической системы с ППСА.

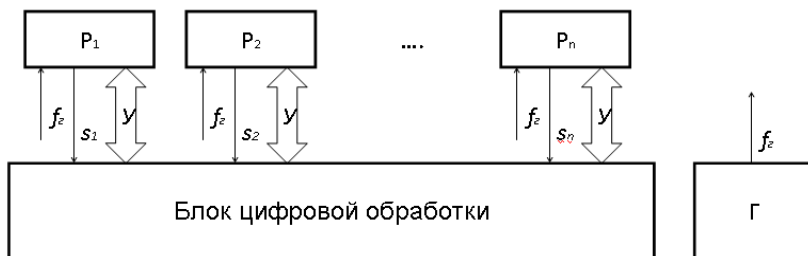


Рис.1. Структурная схема система с ППСА

Fig.1. Structure of radiometric system with direct passive synthesis

Система состоит из фазочувствительных радиометров (Р), которые представляют собой высокочувствительные супергетеродинные приемники, выходными сигналами с которых являются сигналы с выходов фильтров промежуточной частоты, генератора гетеродинного сигнала (Г) и блока цифровой обработки данных.

Детально функционирование системы было описано в [3], для формирования узконаправленной многлучевой диаграммы направленности необходимо: для каждого приемного направления скомпенсировать фазы выходных сигналов радиометров на соответствующие величины, которые определяются выражением 1.

$$\Psi_n = 2\pi \frac{n \cdot D \cdot \sin(\varphi)}{\lambda_0} \quad (1)$$

Величина компенсации ψ зависит от расстояния между фазовыми центрами антенн радиометров D , порядкового номера антенны радиометра в антенной решетке системы n , центральной длины волны принимаемого излучения λ_0 и угла φ , на который осуществляется поворот диаграммы направленности. Затем сигналы суммируются независимо для каждого направления и усредняются в течении некоторого времени T . Все вышеперечисленные операции производятся в блоке цифровой обработки сигналов.

Функциональная схема блока цифровой обработки сигналов представлена на рисунке 2.

Как показано на рисунке 2 выходной сигнал S_n каждого радиометра поступает на отдельный АЦП, после преобразования цифровые сигналы дублируется $n_{\text{л}}$ раз (количество независимых приемных лучей), далее сигналы поступают на узлы компенсации фазы, в результате чего формируются сигналы $S_{n,\text{пл}}$, где n – номер радиометра, $n_{\text{л}}$ – условный

порядковый номер луча. На последнем этапе обработки происходит сложение сигналов согласно выражению 2.

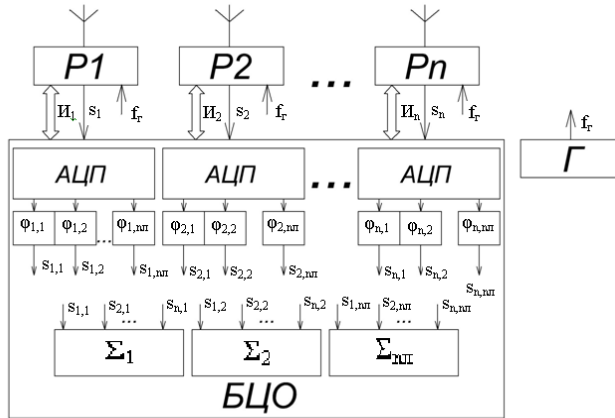


Рис. 2. Функциональная схема блока цифровой обработки.

Fig.2. Functional schemes of data processing unit

$$S_{\Sigma nл} = S_{1,nл} + S_{2,nл} + \dots + S_{n,nл} \quad (2)$$

Сигнал n_l луча первого радиометра складывается с сигналом n_l луча второго радиометра, третьего и т.д. Таким же образом формируются сигналы остальных лучей.

Одной из наиболее важных составных частей блока цифровой обработки СВЧ-радиометрической системы с ППСА является узел компенсации фазы. Алгоритм функционирования данного узла на прямую зависит от соотношения ширины полосы частот и значения средней частоты выходного сигнала радиометра. В случае когда это соотношение много меньше единицы, можно утверждать, что сигнал узкополосный и возможно провести компенсацию фазы сдвигом сигнала во времени.

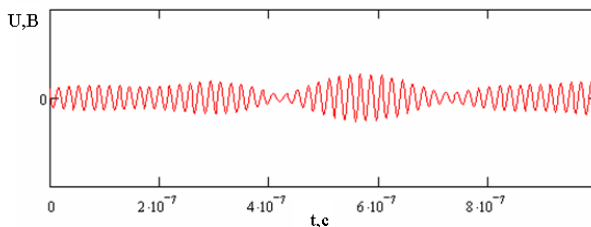


Рис. 3. Шумовой сигнал с центральной частотой 50 МГц и шириной полосы 10 МГц.

Fig.3. Noise signal with central frequency 50MHz and band 10MHz

Полоса принимаемого сигнала радиометров как правило лежит в диапазоне 10...20 МГц, такие величины необходимы для обеспечения хорошего показателя чувствительности. Следовательно центральная частота должна быть в пределах 50...100 МГц, чем выше этот показатель тем точнее будет происходить компенсация фазы. Но с другой стороны увеличение средней частоты сигнала радиометра приводит к увеличению частоты дискретизации АЦП, усложняет его схему и увеличивает стоимость.

В случае когда , выходной сигнал радиометра располагается в частотном диапазоне 0...20 МГц, существенно снижаются требования к АЦП, но требуется проведение более сложной математической обработки, для осуществления компенсации фазы, так как временная задержка не позволит осуществить сдвиг фаз всех частотных составляющих сигнала на одинаковую величину в пределах допустимой ошибки.

В данной случае предлагается сигнал с выхода АЦП подвергать преобразованию фурье, затем умножать комплексный спектр на множитель, который сдвинет фазу всех частотных составляющих на одинаковую величину (выражение 3).

$$S_{n,пл}(jf) = S_n(jf) \cdot e^{j \frac{nD \sin(\varphi)}{\lambda_0}} \quad (2)$$

Используя обратное преобразование фурье компенсированный сигнал переводится во временную область и складывается с сигналами остальных радиометров предназначенных для этого угла поворота.

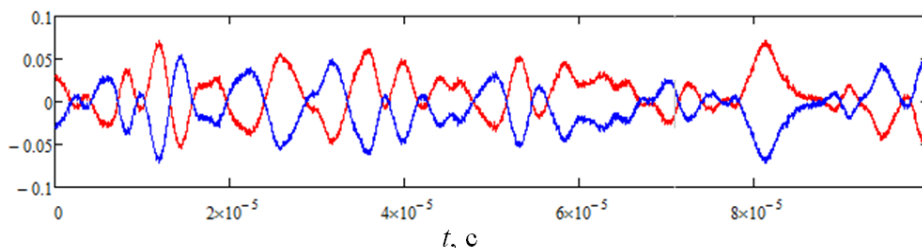


Рис. 4. Исходный широкополосный шумовой сигнал и сигнал прошедший обработку в узле компенсации фазы.

Fig. 4. Source signal and signal after data processing

На рисунке 4 приведен результат математического моделирования работы узла компенсации фазы. На вход узла подается широкополосный шумовой сигнал, задача узла: сгенерировать сигнал, который при

сложении со входным полностью его подавит. Другими словами фазы всех частотных составляющих выходного сигнала должны отличаться на 180 градусов по сравнению с фазами составляющих входного сигнала.

Второй вариант реализации узла компенсации фазы позволяет не только понизить требования к АЦП, но и повысить точность выходных данных. Это связано с тем, что временная задержка сигнала не позволяет точно скомпенсировать фазу всех составляющих в спектре сигнала, в отличие от предложенного во втором варианте метода обработки.

На рисунке 5 представлены результаты математического моделирования работы СВЧ-радиометрической системы с прямым пассивным синтезом апертуры, состоящей из 5 радиометров.

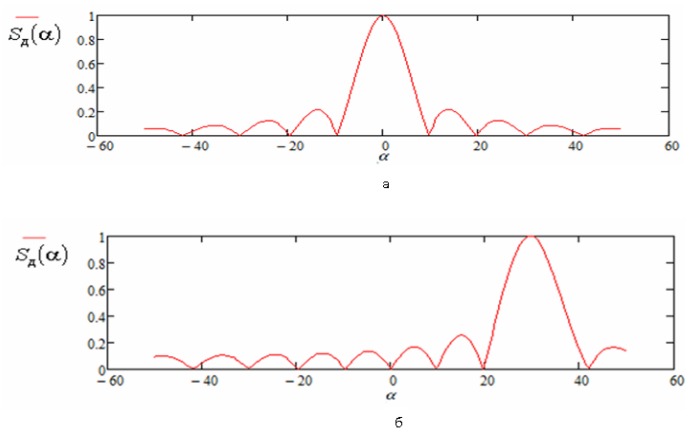


Рис. 5. Диаграммы направленности системы.

Fig. 5. Antenna patterns

Данные результаты можно интерпретировать как диаграмму направленности системы. В первом случае (рис.5. а) система настроенна на прием излучения по строго по нормали от плоскости расположения антенн, во втором случае (рис.5. б) принимается сигнал с направления сдвинотога на 30° относительно нормали, достигается это за счет реализации компенсации фазы сигналов.

3. Заключение

В результате проведенного исследования направленного на разработку структуры и алгоритма функционирования блока цифровой обработки данных СВЧ – радиометрической системы с ППСА были получены следующие результаты:

- разработанна функциональная схема блока цифровой обработки данных.
- разработанна методика формирования многолучевой приемной диаграммы направленности радиометрической системы.
- проведен анализ различных вариантов реализации компенсации фазы шумового сигнала.
- разработанна математическая модель радиометрической системы с ППСА.

Список литературы

- [1] Le Vine, D. M., A.J. Griffiths, C. T. Swift, and T. J. Jackson. ESTAR: A Synthetic Aperture Microwave Radiometer for Remote Sensing Applications // IEEE Proc. 82:1787-1801.
- [2] Томпсон Р., Моран Дж., Свенсон. Интерферометрия и синтез в радиоастрономии // Пер. с англ. – М.: Мир, 1989.
- [3] Плющев В.А., Сидоров И.А., Солдатенко А.П. Результаты моделирования СВЧ-радиометрической системы с пассивным синтезом апертуры антенны// Сборник трудов НТК «КрыМиКо' 2015». 2015.

References

- [1] Le Vine, D. M., A.J. Griffiths, C. T. Swift, and T. J. Jackson. ESTAR: A Synthetic Aperture Microwave Radiometer for Remote Sensing Applications // IEEE Proc. 82:1787-1801.
- [2] Thompson R., Moran J., Svenson. Interferometria i sintez v radioastronomii // Per. s angl. – М.: Mir, 1989.
- [3] Plyushev V.A., Sidorov I.A., Soldatenko A.P. Synthetic aperture microwave radiometric system simulation results// Sbornik trudov NTC «CriMiCo 2015». 2015.

Acknowledgements

This article based on the results of Scientific Research Work «Agriculture-Vega», made with JSC «GINUS» according to Scientific Research Work «Agriculture» based on State contract № 15411.214999.11.011 from August 31, 2015. with Ministry of Industry and Trade RF.

Shaping and processing of a BPSK signal for digital SDR ionosonde

¹Ivanov D.V., ¹Ivanov V.A., ¹Elsukov A.A., ¹Ovchinnikov V.V.,

¹Ryabova N.V., ²Ryabova M.I.

¹Volga State University of Technology
Yoshkar-Ola, 424028, Russian Federation
IvanovDV@volgatech.net

²Moscow State Technical University n.a. N. E. Bauman
Moscow, 105005, Russian Federation
RyabovaMI@volgatech.net

Abstract: The paper presents the algorithms of shaping and processing of a BPSK signal for vertical incidence ionospheric sounding with the use of a hardware platform USRP which implements SDR technology. The principle "ADC to an antenna", which provides completely digital processing, allows to apply new algorithms. The developed algorithms allow to obtain a quality images of ionograms with the use of low-power signals (less than 20 W). The algorithm of coherent spectral integration, which causes the increase in the SNR, and the algorithm of narrowband interferences mitigation, which uses median equalization, are presented. The efficiency of the algorithms was verified in the full-scale experiments on vertical incidence ionospheric sounding in Yoshkar-Ola.

Keywords: BPSK signal, vertical incidence ionospheric sounding, SDR, low-power signal, coherent spectral integration, median equalization.

Формирование и обработка сигнала с двоичной фазовой манипуляцией для цифрового SDR ионозонда

¹Иванов Д.В., ¹Иванов В.А., ¹Елсуков А.А., ¹Овчинников В.В.,

¹Рябова Н.В., ²Рябова М.И.

¹Поволжский государственный технологический университет
г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
IvanovDV@volgatech.net

²Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
г. Москва, 105005, Российская Федерация
RyabovaMI@volgatech.net

Аннотация: Представлены этапы формирования и обработки BPSK сигнала для вертикального зондирования ионосферы с использованием универсальной аппаратной платформы USRP, реализующей технологию SDR. Полностью цифровая обработка за счёт использования принципа «АЦП к антенне» позволила применить новые алгоритмы. Разработанные алгоритмы дают возможность использовать маломощные сигналы (менее 20 Вт), получая при этом ионограммы высокого качества. Представлены алгоритмы когерентного накопления и медианного эквалайзирования сосредоточенных помех, позволяющие существенно увеличить отношение сигнал/шум. Эффективность алгоритмов верифицирована в ходе натурных экспериментов по вертикальному зондированию ионосферы в г. Йошкар-Ола.

Ключевые слова: BPSK сигнал, вертикальное зондирование ионосферы, SDR, маломощный сигнал, когерентное накопление, медианное эквалайзирование.

1. Введение

Вертикальный ионозонд является одним из основных инструментов, применяемых для исследования физических процессов в ионосфере. Полученные данные могут быть использованы также в системах частотного обеспечения КВ связи [1]. Актуальной на сегодняшний день научной задачей является создание инструментов для зондирования ионосферы, обладающих малой мощностью, малыми габаритами и высокой эффективностью. Новые возможности для разработки таких инструментов связаны с созданием универсальных аппаратных платформ, реализующих SDR технологию, которая на сегодняшний день позволяет осуществить полностью цифровой синтез и обработку сигнала в КВ диапазоне по принципу «АЦП к антенне» [1]. Полная цифровая обработка способствуют повышению точности математических преобразований сигнала и приводят к существенному уменьшению уровня шумов.

Качество получаемой ионозондом информации определяется отношением сигнал-шум, которое приближенно можно оценить следующим соотношением, которое, однако, не учитывает наличие сосредоточенных помех, создаваемых в КВ диапазоне узкополосными сигналами связных радиостанций:

$$(SNR)_{\text{общ}} = \frac{2E}{n_0} = 2D_s \cdot (SNR)_{\text{св}}, \quad (1)$$

где $D_s = B_s \cdot T_s$ - база сигнала, B_s - полоса частот спектра сигнала, T_s - длительность сигнала.

Видно, что для повышения $(SNR)_{\text{вых}}$ следует увеличивать мощность сигнала или его базу. В задаче уменьшения мощности остается возможность увеличения базы (полосы частот и длительности). Однако увеличение полосы наталкивается на негативный эффект частотной дисперсии фазы [2] при распространении волнового пакета в ионосфере, который ограничивает полосу сигнала полосой когерентности канала значениями $B_{\text{max}} \sim 30$ кГц [2]. Длительность сигнала ограничена эффектом зависимости доплеровского смещения частоты от времени, характеризуемым временем когерентности канала и составляющим около $T_{\text{max}} \sim 10$ с. Кроме того, длительность сигнала ограничена заданным периодом зондирования (1...5 мин). Таким образом, максимально достижимое значение базы сигнала составляет $D_{\text{max}} \sim B_{\text{max}} \cdot T_{\text{max}} \sim 3 \cdot 10^5$.

В настоящее время ионозонды в большинстве своем работают на сложных сигналах. У всех полоса частот сигналов практически одинакова и равна B_{max} . Различия в их базах связано с отличиями в длительности, которые обусловлены алгоритмами обработки сигнала. В силу специфики обработки самыми длинными являются FMCW сигналы. Однако, этот режим невозможно реализовать при использовании для передачи и приема одной антенны. Использование режима FMICW приводит к существенным потерям энергии из-за переключения.

2. Повышение базы сигнала с BPSK за счет применения алгоритма когерентного накопления

В данном случае передаваемый сигнал $s(t)$ формируется путём перемножения модулирующего сигнала $p(t)$ с несущей $\sin(2\pi f_0 t)$. Данный сигнал в комплексной форме имеет вид:

$$s(t) = p(t) \cdot \exp[j2\pi f_0 t], \quad (2)$$

где $p(t) = \pm 1$.

Пусть сжатие BPSK сигнала производится в результате корреляционной обработки. Для увеличения базы сигнала нами было предложено использовать когерентное накопление нескольких десятков последовательных сжатых импульсов, соответственно увеличивая период анализа сигнала в несколько раз [3]. При этом сжатый сигнал имел комплексную форму, а для накопления использовалось побочное свойство преобразования Фурье, связанное с увеличением амплитуды в максимуме. Действительно, сжатый сигнал подобен импульсной характеристике (ИХ) канала

$h(\tau, T)$, с полосой, равной полосе зондирующего сигнала $B_{ch} = B_s$. Мгновенный профиль задержки мощности, который отображается при определении ионограммы, равен квадрату модуля ИХ. Для оценки ИХ рассмотрим канал в частотной области, используя следующие разложения ее АЧХ и ФЧХ в ряд Тейлора:

$$H_{0k}(f, T) \approx H_{0k}(\bar{f}, 0), \quad (3)$$

$$\varphi_k(\bar{f}, F, T) = \varphi_k(\bar{f}, 0) - 2\pi F_{dk}T + 2\pi\tau_{gk}F, \quad (4)$$

где F_{dk} – доплеровское смещение частоты, τ_{gk} – групповое запаздывание, T – медленное время.

Не сложные вычисления дают для ИХ следующий результат:

$$\begin{aligned} h_k(\bar{f}, \tau, T) &= H_{0k}(\bar{f}, T) \exp[j2\pi F_{dk}T] \int_{\frac{-B_{ch}}{2}}^{\frac{+B_{ch}}{2}} \exp[j2\pi(\tau - \tau_k)F] dF = \\ &= B_{ch} H_{0k}(\bar{f}, T) \exp[j2\pi F_{dk}T] \cdot \text{sinc}[\pi B_{ch}(\tau - \tau_{gk})] \end{aligned} \quad (5)$$

Формула выборочного спектра замираний для выборки отсчетов ИХ длительностью T_a имеет вид:

$$\begin{aligned} s(\bar{f}, \tau, F) &\approx \int_0^{T_a} h(\bar{f}, \tau, T) \exp(-j2\pi FT) dT = T_a B_{ch} H_{0k}(\bar{f}, T) \cdot \\ &\cdot \exp[-j\pi(F - F_{dk})T_a] \cdot \text{sinc}[\pi B_{ch}(\tau - \tau_{gk})] \cdot \text{sinc}[\pi T_a(F - F_{dk})] \end{aligned} \quad (6)$$

При дискретных отсчетах $T_a = N \cdot \delta T$. Из (6) можно видеть, что этот алгоритм когерентного сложения N , полученных последовательно ИХ приводит к увеличению значения амплитуды отсчетов в N раз, а отсчетов шума в $\sqrt{N}$ раз. Таким образом, выигрыш в отношении сигнал/шум составляет $\sqrt{N}$ раз по амплитуде и в N раз по мощности [3]. Наличие доплеровского сдвига не влияет на амплитуду пика.

3. Вертикальный BPSK ионозонд ПГТУ на основе SDR технологии

Вертикальный ионозонд реализован с использованием универсальной приемопередающей платформы USRP N210 фирмы Ettus. Основу платформы составляют 14 бит АЦП работающий на частоте 100 МГц и 16 бит ЦАП работающий на частоте 400 МГц [4]. Генерация комплексной огибающей соответствующей кодовой последовательности происходит на ПК. Далее сигнал передается в USRP, где в блоке DUC перемножается с

опорным высокочастотным сигналом. В результате получаем зондирующий сигнал на заданной частоте. Преобразованный в аналоговую форму (ЦАП) сигнал усиливается (УМ) и через переключатель поступает в антенну. Для излучения и приема используется широкополосный горизонтальный диполь с полосой рабочих частот 2...30 МГц. Принятый антенной сигнал пройдя через переключатель преобразуется в цифровую форму (АЦП). Далее перемножается с опорным высокочастотным сигналом в блоке DDC. Затем принятый сигнал поступает на ПК, где происходит корреляционная обработка, когерентное накопление, построение ионограммы и медианное эквалайзирование [5]. BPSK сигнал формируется методом прямого цифрового синтеза. Ионозонд имеет следующие параметры: тип последовательности – код Баркера; количество элементов последовательности – 13; пиковая мощность – 19 Вт; длительность элемента последовательности (чипа) – 40 мкс; полоса сигнала B_s – 25 кГц; период анализа сигнала T_a – 0,328 с; база сигнала D_s – 803; диапазон наблюдаемых высот – 78-768 км; разрешение по высоте – 6 км.

4. Экспериментальные результаты апробации ионозонда и верификации алгоритмов

Эксперименты были проведены в г. Йошкар-Ола. На рисунке 4 представлены мгновенные ПЗМ на рабочей частоте 5,8 МГц и полученная по ним ФРК.

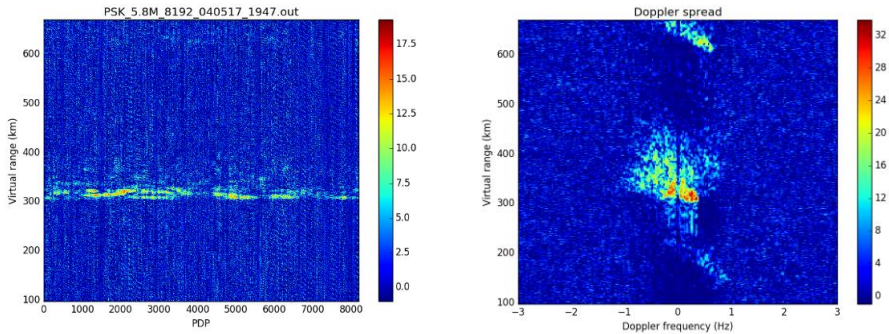


Рис. 4. Мгновенные ПЗМ на частоте 5,8 МГц полученные при вертикальном зондировании BPSK сигналом в г. Йошкар-Ола (слева) и построенная по ним ФРК (справа)

Fig. 4. Instantaneous PDPs (left) and a CSF (right) obtained by vertical incidence ionospheric sounding with the use of a BPSK signal in Yoshkar-Ola at 5.8 MHz

В данном случае использовалось накопление 8192 импульса, что соответствует периоду анализа 41,9 с. Из рисунка видно, что за это время мощность эхо-сигнала, отражённого от F-слоя (310 км) значительно изменяется в пределах 18 дБ, но накопленный сигнал увеличился до 33 дБ. Также можно видеть значительное рассеяние сигнала по высоте отражения. Обработка принимаемого сигнала предусматривает применение методов борьбы с сосредоточенными помехами. Для этого нами используется алгоритм медианного эквалайзирования [6]. Данный алгоритм выполняется после операции сжатия сигнала и позволяет отфильтровать сосредоточенные помехи, приводя к близкому для всех ПЗМ уровню помех. На рисунке 5 представлены ионограммы ВЗ без накопления и с накоплением 64 сигналов, излучённых на каждой несущей частоте.

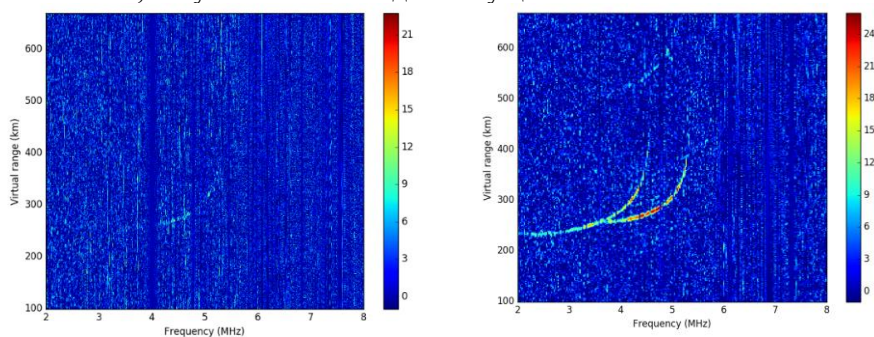


Рис. 5. Ионограммы ВЗ полученные при вертикальном зондировании BPSK сигналом в г. Йошкар-Ола с шагом рабочей частоты 25 кГц без накопления (слева) и с накоплением 64 импульсов (справа)

Fig. 5. Ionograms obtained in Yoshkar-Ola with a frequency resolution of 25 kHz without integration (left) and with integration of 64 echo signals (right)

Применение разработанных алгоритмов позволяет получать ионограммы ВЗ ионосферы приемлемого качества при мощности излучения менее 20 Вт, что меньше, чем в существующих ионозондах.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта министерства образования и науки РФ: № 3.4074.2017/ПЧ и грантов Российского фонда фундаментальных исследований: № 16-37-60068; № 17-07-01590; № 18-07-01377

Список литературы

[1] Haines D.M., Kitrosser D.F., Reinisch B.W. and Gorman F.J. A portable ionosonde in support of reliable communications. *Proc. AGARD EPP Symposium*, no. 453, 1989.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
 Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
 Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

- [2] Ovchinnikov V.V., Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Ryabova M.I. and Laschevsky A.R. Modeling and studying ionograms of oblique sounding of HF radio channels for radio links of various length using a digital ionosonde with USRP platform. *2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, no. 7997547, Kazan, 2017
- [3] Elsukov A.A., Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V. and Laschevsky A.R. FMICW signal shaping for single antenna vertical sounding ionosonde using USRP platform. *2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, no. 7997521, Kazan, 2017
- [4] Reinisch B.W., Galkin I.A., Khmyrov G.M., Kozlov A.V., Bibl K., Lisysyan I.A., Cheney G.P., Huang X., Kitrosser D.F., Paznukhov V.V., Luo Y., Jones W., Stelmash S., Hamel R. and Grochmal J. The New Digisonde for Research and Monitoring Applications. *Radio Sci.*, 44, RS0A24, 2009
- [5] Berizzi F., Martorella M., Petri D., Conti M. and Capria A. USRP technology for multiband passive radar. *2010 IEEE Radar Conference*, Washington, DC, 2010, pp. 225-229.
- [6] Ivanov V.A., Ivanov D.V., Ryabova N.V., Ryabova M.I., Chernov A.A., Elsukov A.A. Algorithms and software of whitening of noise in the reception of broadband chirp signals in the HF communication channel. *Journal of Applied Engineering Science*, 13 (4), pp. 245-250

References

- [1] Haines D.M., Kitrosser D.F., Reinisch B.W. and Gorman F.J. A portable ionosonde in support of reliable communications. *Proc. AGARD EPP Symposium*, no. 453, 1989.
- [2] Ovchinnikov V.V., Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Ryabova M.I. and Laschevsky A.R. Modeling and studying ionograms of oblique sounding of HF radio channels for radio links of various length using a digital ionosonde with USRP platform. *2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, no. 7997547, Kazan, 2017
- [3] Elsukov A.A., Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V. and Laschevsky A.R. FMICW signal shaping for single antenna vertical sounding ionosonde using USRP platform. *2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, no. 7997521, Kazan, 2017
- [4] Reinisch B.W., Galkin I.A., Khmyrov G.M., Kozlov A.V., Bibl K., Lisysyan I.A., Cheney G.P., Huang X., Kitrosser D.F., Paznukhov V.V., Luo Y., Jones W., Stelmash S., Hamel R. and Grochmal J. The New Digisonde for Research and Monitoring Applications. *Radio Sci.*, 44, RS0A24, 2009
- [5] Berizzi F., Martorella M., Petri D., Conti M. and Capria A. USRP technology for multiband passive radar. *2010 IEEE Radar Conference*, Washington, DC, 2010, pp. 225-229.
- [6] Ivanov V.A., Ivanov D.V., Ryabova N.V., Ryabova M.I., Chernov A.A., Elsukov A.A. Algorithms and software of whitening of noise in the reception of broadband chirp signals in the HF communication channel. *Journal of Applied Engineering Science*, 13 (4), pp. 245-250

Acknowledgements

This work was supported by the grant № 3.4074.2017/II4 from the Ministry of Education of the Russian Federation; the grants № 16-37-60068; № 17-07-01590; № 18-07-01377 from the Russian Foundation for Basic Research.

Studying the algorithms of processing a FMICW signal for vertical incidence ionospheric sounding with the use of a single antenna

Ivanov D.V., Ivanov V.A., Elsukov A.A., Ryabova N.V.
Volga State University of Technology
Yoshkar-Ola, 424000, Russian Federation
ElsukovAA@volgatech.net

Abstract: The algorithms of processing of frequency modulated interrupted continuous wave (FMICW) are presented to solve the problem of ionospheric sounding with the use of a single antenna. Short-period and long-period pseudo-random sequences (PRS) for switching transmission and reception were studied. The efficiency of weighting the sequence edges when switching was investigated.

Keywords: FMICW, ionospheric sounding, switching sequences

Исследование алгоритмов обработки сложных квазинепрерывных сигналов для одноантенного режима вертикального зондирования ионосферы

Иванов Д.В., Иванов В.А., Елсуков А.А., Рябова Н.В.
ФГБОУ ВО «Поволжский государственный технологический университет»
г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
ElsukovAA@volgatech.net

Аннотация: Представлены алгоритмы обработки сложных квазинепрерывных сигналов с линейно-частотной модуляцией в задаче однопозиционного одноантенного зондирования ионосферы. Рассмотрены случаи применения коротко и длинно периодических псевдослучайных последовательностей (ПСП) в качестве переключающей «прием-передача» функции. Исследована эффективность применения весовой обработки для сглаживания фронтов при переключениях.

Ключевые слова: FMICW, зондирование ионосферы, переключающие последовательности

1. Введение

В настоящее время ионозонды, используемые для зондирования ионосферы и каналов КВ связи используют сложные сигналы с большой базой [1,2]. В задаче зондирования резерв в повышении базы заключается в увеличении длительности. Это позволяет получать информацию о зондируемом объекте сигналами с гораздо меньшей пиковой мощностью. К зондирующим квазинепрерывным сигналам относится сигнал с непрерывной линейно-частотной модуляцией, манипулированный по амплитуде ПСП (FMICW). Частота этого сигнала непрерывно меняется в диапазоне 1,5...16 МГц. Для получения информации (профиля задержки) используются те же алгоритмы что и для непрерывных линейно-частотно модулированных сигналов (FMCW). Непрерывный сигнал обрабатывается поэлементно. Полоса анализа составляет 20...40 кГц, а время анализа достигает 1 с. Каждый элемент подвергается сжатию в частотной области. При использовании непрерывных сигналов приемник и передатчик необходимо разносить на большое расстояние (не менее 1 км). Это требует затраты ресурсов на создание приемной антенны и вообще приемного терминала. В этом случае перспективным является применение квазинепрерывных сигналов, а разработка алгоритмов синтеза их обработки для одноантенного режима является актуальной задачей. Для совместной работы передатчика и приемника на одну антенну необходимо разделить временные интервалы передачи и приема таким образом, чтобы обеспечить постоянный уровень принимаемого сигнала во всем диапазоне задержек. В нашем случае высота отражения (задержка принимаемого сигнала) априори неизвестна и поэтому возникает проблема создания алгоритмов работы, при которых исключаются моменты одновременного излучения передатчиком и приема отраженного импульса (эффект слепых зон). Кроме того, для получения максимальной энергии сигнала необходимо обеспечить максимальный коэффициент заполнения периода анализа полезным сигналом при переключениях.

2. Переключающая функция

При вертикальном зондировании (ВЗ) априори задается диапазон высот, из которых приходят отраженные сигналы. Известно, что минимальная высота отражения, определяемая положением Е-слоя, составляет примерно 80-90 км, при выполнении соотношения $\tau = 2h/c$ для минимальной длительности импульса получим значение 600 - 667мкс. Максимальная высота обычно составляет 700-1000 км. Таким образом получаем достаточно большой интересующий диапазон задержек $\tau = 0,6 - 6,67\text{мс}$. В

этот диапазон укладывается сигнал, соответствующий 3-х кратному отражению от слоя F .

Для разделения временных интервалов передачи и приема рассмотрены специальные переключающие функции $g(t)$ на основе псевдослучайных последовательностей [3] с минимальной длительность импульса t_b и коэффициентом заполнения близким к 50% [4].

В этом случае интервалы приема будут соответствовать $1 - g(t)$, а реально принятый сигнал $|1 - g(t)|g(t - \tau)$. Поскольку сигнал сжимается на некотором интервале времени T_a , то уровень сигнала будет соответствовать среднему значению амплитуды на этом интервале (рисунок 1).

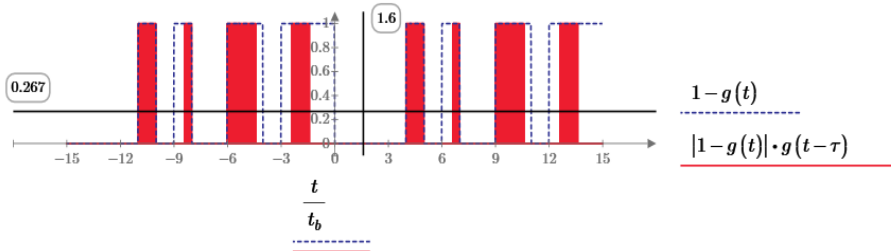


Рис. 1. Интервалы приема, реально принятый сигнал с задержкой $1,6t_b$ и его среднее значение амплитуды на примере М-последовательности длиной 15 бит

Fig. 1. Received signal with a delay of $1.6t_b$ and its MRS for the M-sequence of length 15 bits

3. Проблема нежелательного расширения спектра

При амплитудной манипуляции передаваемого ЛЧМ сигнала его спектр сворачивается с спектром функции переключения. Поскольку переключающая функция является псевдослучайной импульсной последовательностью с прямоугольными фронтами, то это приводит к расширению спектра сигнала и увеличению уровня помех в радиоэфире.

Переключающая функция $g(t)$ состоит из импульсов различной длительности, подчиняющихся закону ПСП, однако максимальный вклад в спектр, определяющий уровень внеполосного излучения будут вносить импульсы минимальной длительности (для М-последовательности – они равны t_b). Для ослабления данного эффекта необходимо использовать сглаживающие временные окна. В нашем случае окна целесообразно накладывать на фронты фиксированной длительности, равной $t_b/2$ [5], т.к. это уменьшает потери энергии сигнала.

Эффективность применения весовой обработки можно оценить сравнив спектры сигналов (рисунок 2).

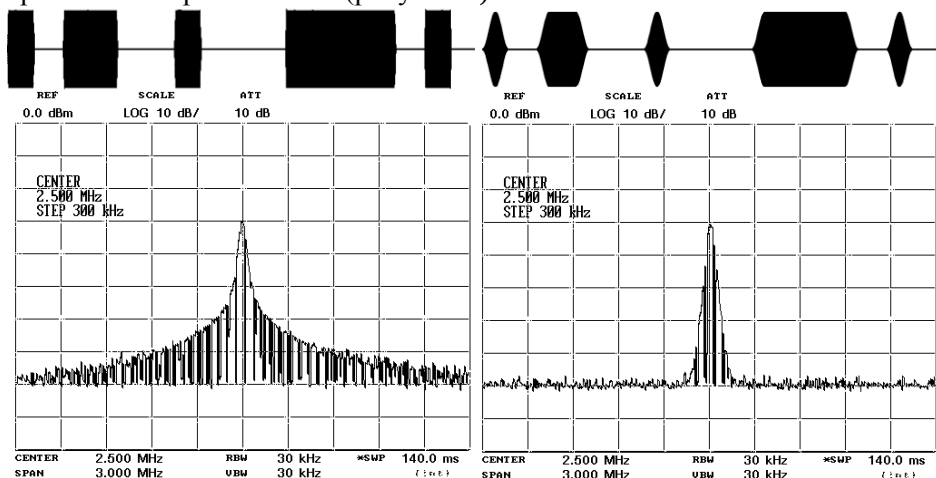


Рис. 2. Форма сигнала (сверху) и соответствующие спектрограммы (снизу) FMICW сигнала без весовой обработки и с весовой обработкой функцией Хеннинга.

Fig. 2. Signal shapes (top) and corresponding spectrograms (bottom) of a FMICW signal without weighting and with weighting by Henning window.

Видно, что по уровню – 40 дБ ширина спектра уменьшилась с 1,2 МГц до 0,3 МГц.

4. Выбор периода ПСП и времени анализа сигнала.

Алгоритм согласованной обработки принимаемого FMICW сигнала представляет высоту отражения (или задержку сигнала) через разность частот излученного и принятого сигнала. Естественно, что амплитудная манипуляция ПСП будет влиять на спектр. Для уточнения алгоритма были проведены исследования этого эффекта. Было обнаружено, что последовательности разного периода оказывают различное влияние. ПСП были разделены на два типа: короткопериодические (КПП), когда период последовательности меньше периода анализа $T_S \ll T_a$ и длиннопериодические (ДПП), когда $T_S \geq T_a$. Оказалось, что при использовании КПП, возникает проблема неоднозначности определения высоты отражения. Действительно, из-за периодичности ПСП в спектре сжатого сигнала будут присутствовать копии отражённого сигнала, расположенные на частотах: $F + n \frac{1}{T_S}$ где $n = 1, 2, \dots, N$. Частота 1-й «ложной» составляющей равна сумме частоты

отражённого сигнала и частот последовательности $F_S = \frac{1}{T_S}$. Рисунки 3 и 4 иллюстрируют данный эффект. Видно, что из-за ПСП имеет место неоднозначность оценки задержки (имеют место два пика: реальный на частоте 100 Гц и ложный на частоте 433 Гц).

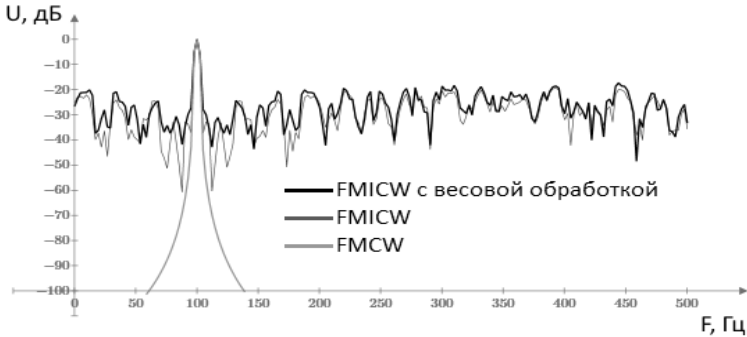


Рис. 3. Спектр разностного сигнала при использовании ДПП

Fig. 3 Spectrum of a compressed signal when long-period sequences (LPS) is used

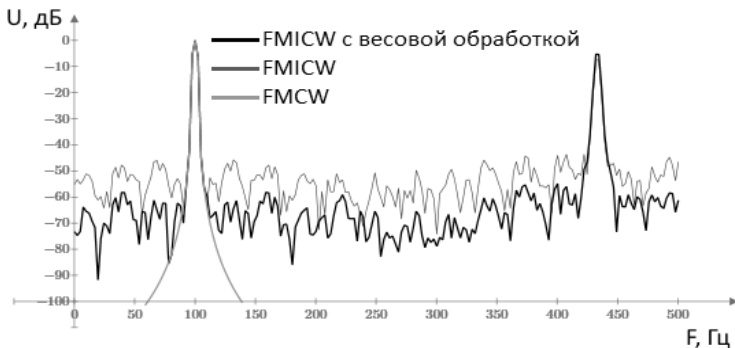


Рис. 4. Спектр разностного сигнала при использовании КПП

Fig. 4. Spectrum of a compressed signal when short-period sequences (SPS) is used

Помимо «ложных» отражений ПСП создают шумы, которые ограничивают максимальное значение S/N в профиле задержки. Оказалось, что уровень шумов зависит от соотношения периода ПСП и времени анализа. В случае, когда период равен времени анализа (ДПП) уровень шумов составляет -20 дБ, причем наличие или отсутствие весовой обработки на уровень шумов в сжатом сигнале влияния фактически не оказывает. В случае, когда на времени анализа укладывается много периодов ПСП (КПП) уровень шумов значительно меньше и составляет -46 дБ для сигнала.

ла без весовой обработки и -56 дБ для сигнала с весовой обработкой (см. рисунки 5 и 6). Таким образом, применение КПП дает значительный выигрыш в S/N, создавая при этом проблемы слепых зон и неоднозначности. Однако, эти проблемы можно решить, соответствующим образом выбирая при реализации алгоритма параметры ПСП (ее тип, длительность бита и количество бит) в соответствии с требуемым при зондировании анализируемым диапазоном высот (задержек).

Результаты математического исследования алгоритма были верифицированы в натурных экспериментах. Ионограммы представлены на рисунке 5. В первом случае заметно повышение шумового фона на частотах с высоким уровнем отраженного сигнала.

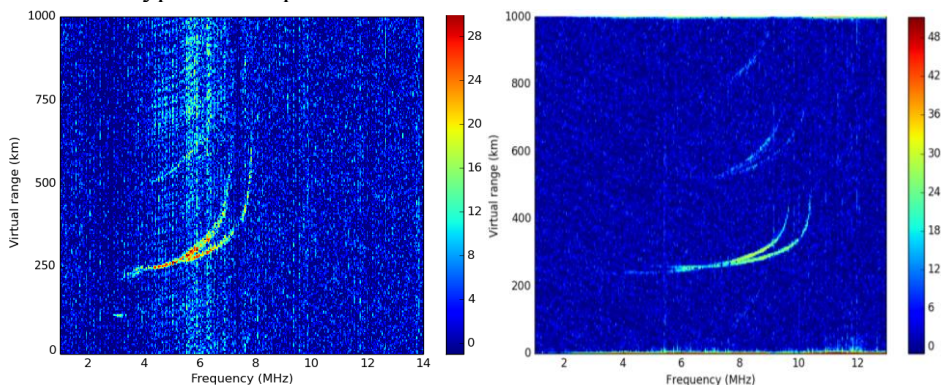


Рис. 5. Ионограммы вертикального зондирования ионосферы с использованием ДПП (слева) и КПП (справа) псевдослучайных последовательностей

Fig. 7. VIS ionograms obtained using LPS (left) and SPS (right)

5. Заключение

Полученные результаты свидетельствуют о возможности использования сигналов с линейно-частотной модуляцией в однопозиционном одноантенном ионозонде путем совершенствования алгоритма синтеза и обработки сигнала. Проанализирована эффективность применения в новом алгоритме сглаживающих фронты весовых функций для уменьшения нежелательного расширения спектра. Применение в алгоритме весовой обработки фронтов функции Хеннинга уменьшает ширину спектра в 4 раза по уровню – 40 дБ с 1,2 МГц до 0,3 МГц. Использование КПП значительно (на 36 дБ) снижает уровень шумов в сжатом сигнале, что делает их использование более предпочтительным, чем применение ДПП.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта министерства образования и науки РФ: № 8.2817.2017/ПЧ и грантов Российского фонда фундаментальных исследований: № 16-07-00210; № 17-07- 00799; № 18-07- 01376.

Список литературы

- [1] Ivanov, V.A., Ivanov, D.V., Timanov, N.E. Passive ionosonde operation algorithm and technique for evaluating high-frequency band communication quality (2007) Russian Aeronautics, 50 (1), pp. 65-71.
- [2] Ivanov, D.V., Ivanov, V.A., Ryabova, N.V., Elsukov, A.A., Ryabova, M.I., Chernov, A.A. Software-defined radio technology in the problem concerning with the successive sounding of HF ionospheric communication channels (2016) Journal of Communications Technology and Electronics, 61 (7), pp. 767-775.
- [3] Poole, A.W. On the use of pseudorandom codes for chirp radar / A.W. Poole // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1979. – Vol. AP-27, No. 4. – Pp. 480–485.
- [4] Elsukov, A.A., Ivanov, D.V., Ivanov, V.A., Ryabova, N.V., Laschevsky, A.R. FMICW signal shaping for single antenna vertical sounding ionosonde using USRP platform (2017) 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO 2017, статья № 7997521
- [5] Salous, S. HF Radio Systems and Techniques, Conference // Weighted Sequences for HF FMCW Sounding. 1997. Vol. 441. pp. 325–329.

References

- [1] Ivanov, V.A., Ivanov, D.V., Timanov, N.E. Passive ionosonde operation algorithm and technique for evaluating high-frequency band communication quality (2007) Russian Aeronautics, 50 (1), pp. 65-71.
- [2] Ivanov, D.V., Ivanov, V.A., Ryabova, N.V., Elsukov, A.A., Ryabova, M.I., Chernov, A.A. Software-defined radio technology in the problem concerning with the successive sounding of HF ionospheric communication channels (2016) Journal of Communications Technology and Electronics, 61 (7), pp. 767-775.
- [3] Poole, A.W. On the use of pseudorandom codes for chirp radar / A.W. Poole // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1979. – Vol. AP-27, No. 4. – Pp. 480–485.
- [4] Elsukov, A.A., Ivanov, D.V., Ivanov, V.A., Ryabova, N.V., Laschevsky, A.R. FMICW signal shaping for single antenna vertical sounding ionosonde using USRP platform (2017) 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO 2017, статья № 7997521
- [5] Salous, S. HF Radio Systems and Techniques, Conference // Weighted Sequences for HF FMCW Sounding. 1997. Vol. 441. pp. 325–329.

Acknowledgements

This work was supported by the grant № 8.2817.2017/ПЧ from the Ministry of Education of the Russian Federation; the grants № 16-07-00210; № 17-07-00799; № 18-07-01376 from the Russian Foundation for Basic Research.

Constructive peculiarities of hot reference source for microwave radiometer with two references modulation

Dmitry A.Gorbachev¹, Anton P.Soldatenko¹, Aleksey D.Reschikov¹,

Natalia N.Vlasova¹, Maria I.Sidorova²,

¹JSC Radio Engineering Corporation "VEGA"

34, Kutuzov ave., Moscow, 121170, Russian Federation

²MAENIN them. PK Oschepkova, MIPT, Dolgoprudny

Abstract: The known scheme of a microwave radiometer with two references modulation requires the presence of two internal loads with different temperatures. To heat the "hot" reference source, a special heating element is used that is constructively connected with it. As a rule, such a "hot" reference source has big size compared to the "cold" reference source. The purpose of this report is to demonstrate the possibility of using a "hot" reference source without a special heating element, with heating by passing current directly through the resistor during pauses, when the resistor is not used as a reference. This design solution allows to reduce the size of the microwave part of the radiometer.

Keywords: microwave radiometer, matched reference source, "hot" reference source, resistor.

Конструктивные особенности подогреваемой эталонной согласованной нагрузки СВЧ-радиометра с двухпорной модуляцией

Горбачев Д.А.¹, Солдатенко А.П.¹, Решиков А.Д.¹,

Власова Н.Н.¹, Сидорова М.И.²,

¹АО «Концерн «Вега»

Кутузовский проспект, 34, г. Москва, 121170, Российская Федерация,

²МАНИИ им. П.К.Ощепкова, МФТИ, Долгoprудный

Аннотация: Известная схема СВЧ-радиометра с двухпорной модуляцией требует наличия двух внутренних эталонных согласованных нагрузок с различной температурой. Для подогрева «горячего» эталона используется специальный, конструктивно связанный с ним нагревательный элемент. Как правило, подобный «горячий» эталон имеет увеличенные габариты по сравнению с

«холодным» эталоном. Цель настоящего доклада – продемонстрировать возможность использования «горячего» эталона без специального нагревательного элемента, с подогревом за счет пропускания непосредственно через резистор постоянного тока в период пауз, когда резистор не используется в качестве эталона. Данное конструктивное решение позволяет уменьшить габариты СВЧ-части радиометра.

Ключевые слова: СВЧ-радиометр, согласованная нагрузка, «горячий» эталон, резистор.

1. Введение

Основным методом подогрева «горячей» эталонной нагрузки в радиометрических комплексах различных диапазонов длин волн, разрабатываемых АО «Концерн «Вега» является использование нагревательного элемента для разогрева нагрузочного резистора номиналом 50 Ом. Нагревательный элемент представляет собой напыленный на подложку резистивный элемент, через который пропускается ток. Тепловая изоляция данной конструкции пенопластом повышенной плотности позволяет избежать резкой теплоотдачи, и позволяет поддерживать температуру «горячего» эталона в пределах $\pm 1^\circ\text{C}$. Кроме того для отслеживания температуры «горячего» эталона применяется pin-диод, приклеенный к нагрузочному резистору теплопроводящим клеем. Pin-диод в свою очередь подключен к АЦП микроконтроллера на плате цифровой обработки и калибруется программно. На рисунке 1 представлен внешний вид нагревательного элемента.

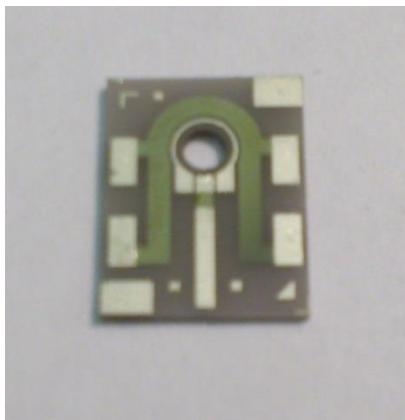


Рис. 1. Нагревательный элемент «горячей» эталонной нагрузки

Данная конструкция «горячей» эталонной нагрузки отлично зарекомендовала себя благодаря своей простоте и точности. Однако с конструктивной точки зрения она не является достаточно эффективной, в силу того, что данный вариант требует наличия нескольких деталей. Кроме того, нагревательный элемент использует источник большего напряжения. Как следствие, данные особенности ведут к усложнению конструкции самого радиометрического комплекса. Например, в радиометрическом комплексе X-диапазона модели РАСА, для «горячего» эталона использовался отдельный изолированный отсек, что усложняло сборку и настройку радиометра, так же использовался источник напряжения 27 В, остальные узлы радиометра использовали не более 12 В.

2. Исследуемая модель

На рисунке 2 представлена электрическая схема предлагаемой «горячей» эталонной нагрузки.

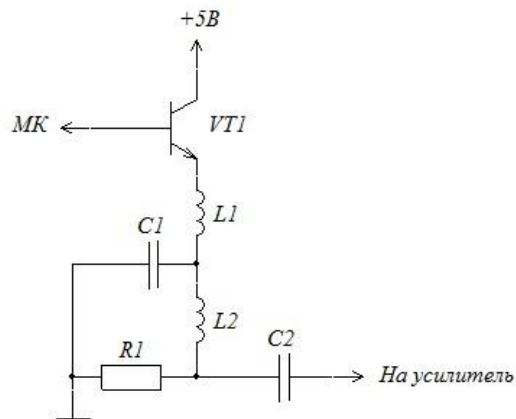


Рис. 2. Электрическая схема предлагаемой «горячей» эталонной нагрузки

При прохождении постоянного тока через резистор, на нем рассеивается определенное количество мощности, что сопровождается выделением тепловой энергии в окружающей среде, а также на подложку, на которой он установлен. Т.к. резистор конструктивно термоизолирован, данными потерями можно пренебречь.

Согласно закону Джоуля-Ленца количество теплоты, выделяемое проводником при прохождении по нему электрического тока, равно:

$$Q = I^2 \cdot R \cdot t, \quad (1)$$

где I – сила тока, протекающего через резистор;

R – сопротивление резистора;

t – время, в течение которого через резистор течет ток.

Нагреваемый резистор передает количество теплоты Q_1 тепловой подложке, выполненной из стеклотекстолита. Значение Q_1 , необходимое для нагрева подложки от нормальной (комнатной) температуры $t_0 = 20^\circ\text{C}$ до заданной температуры $t_3 = 30^\circ\text{C}$ вычисляется по формуле:

$$Q_1 = C_{ct} \cdot m_{подл} \cdot \Delta t = C_{ct} \cdot m_{подл} \cdot (t_3 - t_0), \quad (2)$$

где C_{ct} – удельная теплоемкость стеклотекстолита;

$m_{подл}$ – масса подложки.

Подставляя в (2) численные значения, получим:

$$Q_1 = 1,47 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 10 = 7,35 \text{ Дж}.$$

Далее проведем расчет количества теплоты Q_2 , необходимого для нагрева резистора:

$$Q_2 = C_{рез} \cdot m_{рез} \cdot \Delta t = C_{рез} \cdot m_{рез} \cdot (t_3 - t_0), \quad (3)$$

где $C_{рез}$ – удельная теплоемкость резистивного элемента;

$m_{рез}$ – масса резистора.

$$Q_2 = 0,45 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} \cdot 10 = 4,5 \text{ Дж}.$$

Общее количество теплоты, выделяемое «горячим» эталоном:

$$Q_{общ} = Q_1 + Q_2 = 11,97 + 8 = 11,85 \text{ Дж}. \quad (4)$$

Из формулы (1) выразим время, за которое резистор выделит данное количество теплоты:

$$t = \frac{Q_{общ}}{I^2 \cdot R}. \quad (5)$$

Сопротивление резистора $R = 50$ Ом. Сила тока, протекающего через резистор, согласно Закону Ома:

$$I = \frac{U}{R} = \frac{5}{50} = 0,1A. \quad (6)$$

Получаем:

$$t = \frac{11,85}{0,1^2 \cdot 50} = 24c.$$

Аналогично проводится расчет для каждого температурного значения, в интервале от 20 до 70 °С. На рисунке 3 представлен график зависимости температуры «горячего» эталона от времени нагрева.

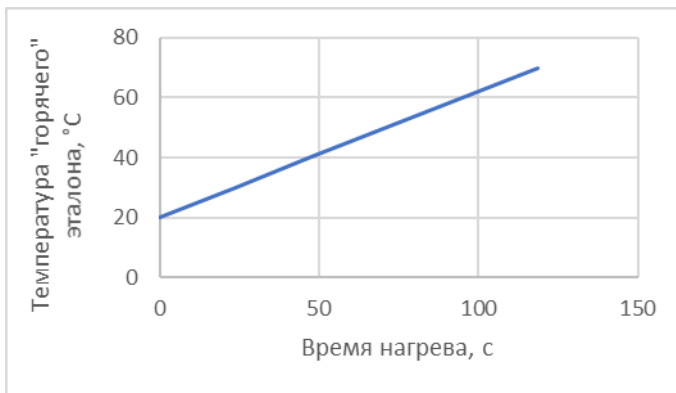


Рис. 3. График зависимости температуры «горячего» эталона от времени нагрева

Недостатком предлагаемой схемы можно выделить достаточно продолжительное время нагрева. Для сравнения: при использовании отдельного нагревательного элемента, рабочая температура достигается в

течение 60 секунд, в то время, как данная схема требует почти в два раза больше времени для выхода на рабочую температуру.

3. Заключение

Предлагаемая схема «горячей» эталонной нагрузки дает ряд конструктивных преимуществ. Во-первых, значительное уменьшение габаритов исключает необходимость в модульности данного узла, т.е. установка эталона может осуществляться непосредственно на плате цифровой обработки. Во-вторых, пропадает необходимость в источнике дополнительного питания, данная схема может использовать источник от цифровой части, с напряжением питания от 5 до 12 В.

Список литературы

1. Плющев В.А., Сидоров И.А., Солдатенко А.П., Решиков А.Д., Новичихин Е.П. Результаты натурных экспериментов по измерению влажности почвы под асфальтовым покрытием средствами СВЧ-радиометрии вдоль трассы Москва-Минск. // Юбилейная научно-техническая конф. ОАО «Концерн «Вега», Программа, 16-17 октября 2014г. С.27.
2. Плющев В.А., Солдатенко А.П., Горбачев Д.А., Новичихин Е.П., Сидорова М.И. Результаты экспериментов по дистанционному определению влажности почвы с помощью СВЧ-радиометра размещённого на борту беспилотного летательного аппарата. // 4-я Международная конференция «Инженеринг и телекоммуникации» МФТИ, Долгопрудный, 29-30 Ноября 2017г. С.1.
3. Плющев В.А., Солдатенко А.П., Горбачев Д.А., Новичихин Е.П., Сидорова М.И. Дистанционное определение влажности почвы с помощью СВЧ-радиометра с малых и сверхмалых высот. // Международная конференция «Радиолокационные системы малой и сверхмалой дальности», МГТУ им.Н.Э.Баумана, февраль 2018г. С.1.

References

1. Plyushchev V.A., Sidorov I.A., Soldatenko A.P., Reschikov A.D., Novichikhin E.P. Results of full-scale experiments on measuring soil moisture under the asphalt coating by means of microwave radiometry along the Moscow-Minsk route. // Anniversary scientific and technical conference of the Concern "Vega" Concern, Program, October 16-17, 2014. C.27.
2. Plyushchev V.A., Soldatenko A.P., Gorbachev D.A., Novichikhin E.P., Sidorova M.I. Results of experiments on remote determination of soil moisture using a microwave radiometer placed on board an unmanned aerial vehicle. // 4th International Conference "Engineering and Telecommunications" MIPT, Dolgoprudny, 29-30 November 2017. C.1.
3. Plyushchev V.A., Soldatenko A.P., Gorbachev D.A., Novichikhin E.P., Sidorova M.I. Remote determination of soil moisture using a microwave radiometer from small and super low altitudes. // International Conference "Small and Ultra-Small-Range Radar Systems", Moscow, MSTU name be N.E. Bauman, February 2018. C.1.

Mathematical modeling of the airborne radar signal when working over layered surfaces

Smertin A.E., Vazhenin V.G., Bokov A.S.

*Institute of Radioelectronics and Information Technologies,
UrFU named after the first President of Russia B.N. Yeltsin
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
andreysm08@yandex.ru*

Abstract: *The reflected signal model of a pulse radio altimeter over forest surfaces is presented. The possibility of extending the measured parameters range of a pulse radio altimeter is considered. Radar images are constructed in the range-doppler frequency coordinate using new data received.*

Keywords: *pulse radioaltimeter, forest surface, radar image, reflected signal.*

Математическое моделирование сигнала бортовой РЛС при работе над слоистыми средами

Смертин А.Е., Важенин В.Г., Боков А.С.

*Институт радиоэлектроники и информационных технологий
УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
Екатеринбург, 620002, Россия
andreysm08@yandex.ru*

Аннотация: *Представлена модель отраженного сигнала импульсного радиовысотомера над лесной поверхностью. Рассмотрена возможность расширения диапазона измеряемых параметров импульсного радиовысотомера. На базе новых данных построены радиолокационные изображения в координатах дальность-доплер.*

Ключевые слова: *импульсный радиовысотомер, лесная поверхность, радиолокационное изображение, отраженный сигнал.*

1. Введение

С увеличением числа летательных аппаратов (ЛА) различных типов решение задачи автономной навигации при полете на предельно малых высотах, в том числе, над лесной поверхностью становится всё более актуальной. Известные алгоритмы цифровой обработки сигналов [1, 2, 4]

(ЦОС) в совокупности с современными бортовыми вычислительными системами позволяют не только увеличить быстродействие в реальном времени, но и расширить количество измеряемых параметров подстилающей поверхности.

Известные работы по созданию моделей слоистых структур [6, 7], исследованию сигналов, отраженных от различных естественных поверхностей [4, 6], не позволяют построить единую универсальную модель, которую можно адаптировать к радиолокационным системам.

В работе рассматривается математическая модель отраженного сигнала импульсного радиовысотомера над типовыми лесными поверхностями на высотах до 100 метров при скорости полета ЛА до 300 м/с, позволяющая построить радиолокационное изображение (РЛИ) лесной поверхности в координатах дальность-Доплер.

2. Выбор и обоснования методов математического моделирования

Для создания математической модели радиолокационного отклика лесной поверхности для РВС малых высот при активном однопозиционном методе зондирования импульсными радиосигналами необходимо последовательно решить следующие задачи:

1. Построение математической модели поверхности. Для математического описания лесной поверхности используется фацетная модель, поскольку она основана на геометрической модели распространения/отражения радиоволн, и поэтому показывает адекватные, экспериментально подтверждаемые результаты при корректном задании параметров и количества фацетов [7].

2. Разработка метода моделирования отраженного сигнала импульсной РВС. Используемый в работе метод моделирования предполагает совместное использование феноменологического подхода и совокупности эмпирических данных [4]. В рамках этого подхода облучаемая поверхность разбивается на определенное количество статистически независимых элементарных отражателей, и отраженный сигнал вычисляется как линейная сумма отражений от каждого из этих элементарных отражателей на основании эмпирических данных [5, 6] об элементах поверхности.

3. Построение РЛИ лесной поверхности в координатах дальность-доплер. В основу решения задачи положен алгоритм, изложенный в [1]. Отраженный сигнал описывается тремя массивами, содержащими информацию о наклонной дальности, частоте и мощности для каждого элементарного отражателя.

3. Моделирование лесной поверхности

Выбор лесных поверхностей для исследования основан на классификации по типу преобладающей растительности и обуславливается наличием соответствующих моделей деревьев из стандартного набора примитивов, представленных в Autodesk 3ds Max, а также достаточным количеством эмпирических данных отраженного сигнала [5, 6]. Исходя из данных критериев, для работы выбраны два типа лесных поверхностей – лиственный, построенный на базе моделей вяза, и хвойный лес, построенный на базе моделей ели, соответственно.

Результаты моделирования представлены на рисунке 1 [3].

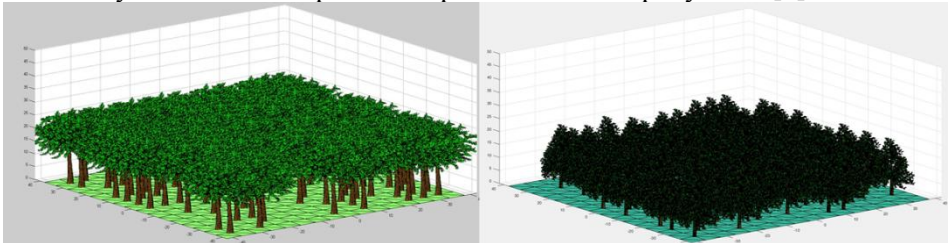


Рис. 1 – Математические модели лесной поверхности. Модель лиственного леса (слева), модель хвойного леса (справа)

Fig. 1 – Mathematical models of the forest surface. Deciduous forest model (on the left), coniferous forest model (on the right)

4. Моделирование отраженного сигнала

Процесс моделирования отраженного сигнала предполагает последовательный расчёта отраженного сигнала от каждого элементарного отражателя – facets, построение зависимости мощности отраженного сигнала от времени и оценки высоты полёта ЛА над лесной поверхностью [3, 4]. Расчет мощности отраженного от facets сигнала осуществляется согласно выражению:

$$P = \frac{\lambda^2 P_0 K_{otr} K_{dor} K_{dna}^2 S}{(4\pi)^3 R_{dlin}^4}, \quad (1)$$

где λ – длина волны зондирующего сигнала, м; P_0 – мощность передатчика, Вт; K_{otr} – коэффициент отражения; K_{dor} – коэффициент диаграммы обратного рассеяния (ДОР); K_{dna} – коэффициент диаграммы направленности антенны (ДНА); S – площадь facets; R_{dlin} – наклонная дальность.

5. Построение РЛИ лесной поверхности в координатах дальность-доплер

Режим вертикального облучения не используется для построения РЛИ, поскольку разрешающая способность не достаточна для построения качественного РЛИ. На основании того, что ширина диаграммы направленности типовой РВС равна 40° , предположим, что отраженный сигнал от каждого из 4 секторов зоны облучения в пространственных координатах можно рассматривать как отраженный сигнал при переднебоковом обзоре.

Тогда при построении РЛИ подстилающую поверхность разделяют на отдельные площадки, называемыми элементами разрешения, ограниченные изодалями и изодопами (рис. 2).

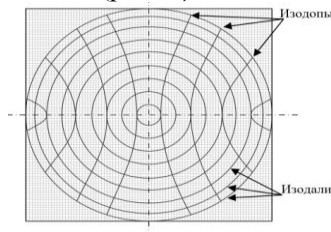


Рис. 2 – Разделение поверхности по частоте и дальности

Fig. 2 – Division of the surface by frequency and range

Каждой площадке соответствует своя мощность, пропорциональная ЭПР. В такой сетке координат шаг (пиксел) РЛИ соответствует разрешающей способности РЛС по частоте и дальности. При обработке учитываются переменные размеры площадок. Зона обзора формируется путем перемещения ЛА от одного интервала синтезирования к другому с формированием единственного луча на каждом интервале синтезирования [1, 2].

Алгоритм формирования РЛИ:

1. Определение элементов разрешения поверхности в координатах дальность-азимут.

Разрешающая способность по азимуту определяется временем синтезирования согласно следующей формуле:

$$\delta\theta = \frac{\lambda}{2 \cdot V \cdot T_c \cdot \sin(\theta_n)}, \quad (2)$$

где $\delta\theta$ – разрешающая способность по азимуту, градусы; λ – длина волны зондирующего сигнала, м; V – скорость полета ЛА, м/с; T_c – время синтезирования, с; θ_n – угол наблюдения, градусы [1].

А разрешающая способность по частоте и дальности:

$$\delta f_{dop} = 1/T_c, \delta r = c/2W, \quad (3)$$

где δf_{dop} – разрешающая способность по частоте, Гц; δr – разрешающая способность по дальности, м; W – девиация частоты зондирующего сигнала, Гц [1].

2. Распределение факетов согласно элементам разрешения.

3. Расчет мощности каждого элемента разрешения. Расчет предполагает сокращения числа элементарных отражателей, порядка 100 на каждую элементарную площадку, с пропорциональным пересчетом средней нормированной мощности.

4. Пороговая цифровая обработка изображения для выделения деревьев при низкой густоте лесного полога.

На рис. 3 представлен пример построения РЛИ для тестовой поверхности с одним деревом. По оси абсцисс отложена частота Доплера, по оси ординат наклонная дальность. Красная точка – начальное положение ЛА $\{-25, 0, 50\}$. Синяя точка – конечное положение ЛА $\{-25, 0, 50\}$. Время синтезирования 0,5 с. Высота полета 50 м. Скорость ЛА равна 100 м/с.

На рис. 4 представлены результаты моделирования для моделей лесных поверхностей, изображенных на рис. 1. Параметры моделирования аналогичны тестовой поверхности.

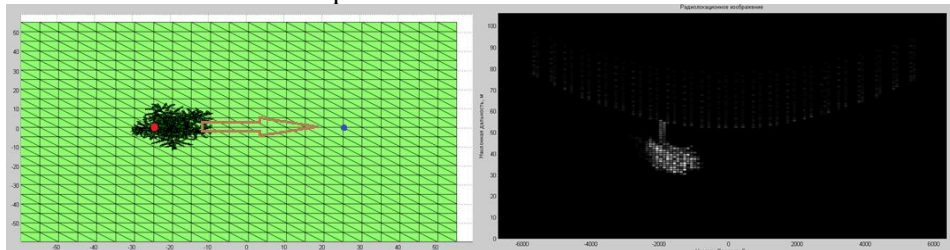


Рис. 3 – Построение РЛИ тестовой поверхности. Вид сверху тестовой поверхности (слева), РЛИ в координатах дальность-доплер (справа)

Fig.3 – Construction of the radar image of the test surface. Top view of the test surface (on the left), radar image in the coordinates of range-doppler (on the right)

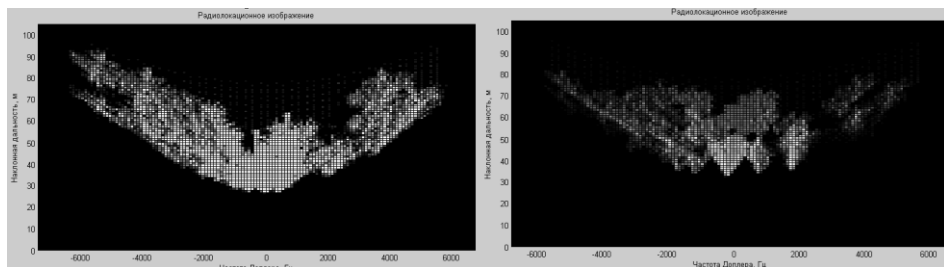


Рис. 4 – РЛИ лесной поверхности. Модель лиственного леса (слева), модель хвойного леса (справа)

Fig. 4 – Radar image of forest surface. Deciduous forest model (on the left), coniferous forest model (on the right)

Исходя из результатов моделирования, можно выделить следующие особенности РЛИ лесной поверхности. Изображение почвенного слоя на РЛИ характерно только для модели лиственного леса. Сигнал от почвенного слоя формирует фигуру, ограниченную двумя параболой. Наблюдается неоднозначность по азимуту, деревья расположенные симметрично относительно вектора скорости летательного аппарата на РЛИ накладываются. Присутствует зависимость между четкостью изображения и углом наблюдения, деревья, находящиеся под углом 90 градусов относительно вектора скорости, имеет четкие очертания кроны и ствола, в отличие от деревьев, расположенных вдоль направления полета ЛА.

6. Заключение

В результате проделанной работы реализована математическая модель лесной поверхности, модель отраженного сигнала импульсного радиовысотомера. Рассмотрена возможность применения РВС для построения РЛИ в координатах дальность-доплер.

Общий вид и характеристика РЛИ, например, присутствие зернистости на изображении, соответствует ожиданиям для выбранных условий моделирования. Данный факт подтверждает корректность алгоритма моделирования.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа подготовлена по итогам исследования, проведенного при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).

Список литературы

- [1] Кондратенков Г. С. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учебное пособие для вузов / Г. С. Кондратенков, А. Ю. Фролов; под ред. Г. С. Кондратенкова. – Москва: Радиотехника, 2005. – 368 с.
- [2] Коберниченко В. Г. Радиоэлектронные системы дистанционного зондирования Земли [учеб. пособие] / В. Г. Коберниченко; М-во образования и науки Рос. Федерации, Урал. федер. ун-т. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2016. – 220 с.
- [3] Zapolskikh E. F, Smertin A.E. The Radio Altimeter LFM Signal Formation and Processing Model when Operating over Natural Surfaces. RSEMW 2017. IEEE Computer Society, 2017. P. 234-237.
- [4] Скольник М. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника. Пер. с англ. Под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Москва: Техносфера, 2014/ - 672 с.
- [5] Зубкович С. Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности. М., Советское радио, 1968, 224 стр.
- [6] F.T. Ulaby, M.C. Dobson "Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain", ARTECH HOUSE, 1989.
- [7] Попов, В. И. Распространение радиоволн в лесах / В. И. Попов. – М. : Горячая линия-Телеком, 2015. – 392 с.

References

- [1] Kondratenkov G.S. [Radio vision. Radar Earth`s remote sensing systems: Study letter] / G. S. Kondratenkov, A. U. Frolov; Moscow: Radiotechnica, 2005. – 368 p.
- [2] Kobernichenko V. G. [Radioelectronic Earth`s remote sensing systems: Study letter] / V. G. Kobernichenko; UrFU – Ekaterinburg: publish. UrFU, 2016. 220 p. (In Russian).
- [3] Zapolskikh E. F, Smertin A.E. The Radio Altimeter LFM Signal Formation and Processing Model when Operating over Natural Surfaces. RSEMW 2017. IEEE Computer Society, 2017. P. 234-237.
- [4] Skolnik M. Radar handbook. Moscow: Technosphere, 2005. – 368 p.
- [5] Zubkovic S. G. Statistical characteristics of radio signals reflected from the earth's surface. Soviet radio, 1968, 224 p.
- [6] F.T. Ulaby, M.C. Dobson "Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain", ARTECH HOUSE, 1989.
- [7] Popov. V.I. Radio Wave Propagation in Forests. Hot line-Telecom, 2015. – 392 p.

Acknowledgements

The research was executed by the grant of the Ministry of education and science of the Russian Federation (project No. 8.2538.2017 / 4/6).

The problems of sea surfaces radar images simulation in range – Doppler frequency coordinates

Zapolskikh E.F., Bokov A.S., Vazhenin V.G.
 Institute of Radioelectronics and Information Technologies,
 UrFU named after the first President of Russia B.N. Yeltsin
 Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
 evgenzap33@gmail.com

Abstract: The mathematical models of sea surface as well as the formation of a radar signal reflected from the surface were developed. The radar image in the range-Doppler frequency coordinates was synthesized using the information contained in the reflected from sea waves signal. The application areas are aircraft radar navigation systems. This work is relevant as it provides an opportunity for researching and conducting model experiments on development of the Earth's remote sensing systems under various external influences without field tests.

Keywords: radar image, facet, mathematical modeling, LFM signal, ERS systems.

Вопросы моделирования радиолокационных изображений морской поверхности в координатах дальность-доплер

Запольских Е.Ф., Боков А.С., Важеннин В.Г.
 Институт радиоэлектроники и информационных технологий,
 УрФУ им. первого Президента России Б.Н. Ельцина
 г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
 evgenzap33@gmail.com

Аннотация: Разработана математическая модель морской поверхности, а также модель формирования радиолокационного сигнала, отраженного от данной поверхности. Произведен синтез радиолокационного изображения в координатах дальность-доплер, сформированный по информации, заключенной в отраженном от морского волнения сигнале. Областью применения являются системы радиолокационной навигации летательных аппаратов. Данная работа является актуальной, так как даёт возможность для исследования и проведения модельных экспериментов по созданию систем дистанционного зондирования земли при различных внешних воздействиях без дорогостоящих натурных испытаний.

Ключевые слова: РЛИ, фацет, математическое моделирование, сигнал с ЛЧМ, системы ДЗЗ.

1. Введение

Разработка и отладка новых перспективных радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) воздушного базирования всё более актуальна для повышения точности и безопасности полетов, особенно при автоматической навигации и беспилотном использовании, а также при недостаточной видимости из-за высоких скоростей или неблагоприятных погодных условий [1].

Данная работа посвящена вопросам разработки моделей отраженного от морской поверхности радиолокационного сигнала для систем ДЗЗ и формирования радиолокационного изображения (РЛИ) в координатах дальность-скорость (дальность-доплер). Метод проведения работы – математическое моделирование в программной среде MatLAB.

2. Моделирование поверхности моря

Существуют два подхода к реализации модели морской поверхности. Первый подход использует уравнения гидравлики, которые используются при моделировании для научного исследования физических свойств волны. Данный подход позволяет получать достаточно реалистичную анимацию сложных водных волнений, но полученные модели могут быть представлены только для небольших участков водных поверхностей и никак не подходят для представления морской поверхности [2].

Второй подход состоит из трёх групп [3]. Первая группа представляет групповые волны в качестве трохоид, которые основаны на модели морских волн. Во второй группе поверхность моря образуется путём формирования области высот поверхности с заданным спектром на основе экспериментальных наблюдений. Третьей группой является гибридный подход. Спектр формируется с использованием спектрального метода для управления трохоидами. Данная модель представляет собой флуктуацию поверхности, определяемую групповым волнением.

В данной работе использована гибридная техника и генерирование морской волны с использованием спектра морского волнения [4]. В данном методе используются такие параметры, как, например, глубина моря, протяжение области образования волны, скорость ветра, что позволяет сгенерировать морское волнение (рис. 1) при различных входных условиях.

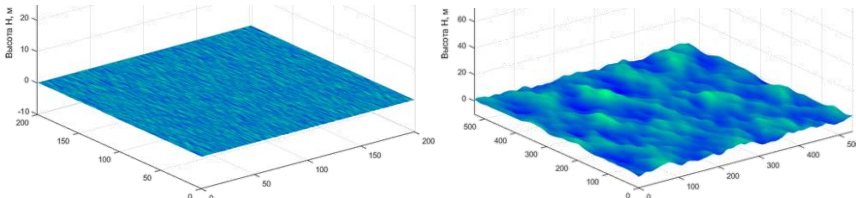


Рис. 1. Примеры морской поверхности: капиллярные волны при скорости ветра порядка 1 м/с (слева), ветровые волны при скорости ветра 10 м/с (справа).

Fig. 1. Examples of sea surface: capillary waves, wind speed is 1 m/s (on the left) and windy waves, wind speed is 10 m/s (on the right).

3. Моделирование отраженного от поверхности сигнала

Алгоритм формирования сигнала, отражённого от подстилающей поверхности моря, представляется следующим образом [4, 5]:

- формируются facets поверхности области сканирования $area(j)$, попадающие в луч сканирования диаграммы направленности антенны (ДНА) относительно положения летательного аппарата (ЛА);
- производится расчёт мощности сигнала, отражённого от каждого из facets P_j , входящих в область сканирования, уровень отраженного сигнала зависит в том числе от диаграммы обратного рассеяния, дальности, размеров и ориентации facets относительно ЛА и др.;
- определяются задержка по времени сигнала τ_j и его доплеровское смещение частоты ω_{dj} ; случайная фаза отраженного сигнала φ_{0j} имеет равномерное распределение $\leq \pm\pi$;
- определяется сигнал биений для «нарастающего» $U_{up}(t)$ и «убывающего» $U_{down}(t)$ участков – «полупериодов» пилообразной симметричной линейной частотной модуляции (ЛЧМ) с девиацией частоты W при периоде модуляции T_M ; выражение для синфазной составляющей сигнала биений:

$$U_{up,down}(t) = \sum_{area(j)} \sqrt{P_j} \cdot \cos \left(\frac{4\pi \cdot W \cdot \tau_j}{T_M} \cdot t + \varphi_{0j} + \left\{ \begin{array}{l} +\omega_{dj}t, \text{ для "up"} \\ -\omega_{dj}t, \text{ для "down"} \end{array} \right\} \right). \quad (1)$$

- рассчитывается спектр сигнала биений при помощи быстрого преобразования Фурье (БПФ) и оцениваются высоты ЛА над поверхностью.

Результаты приведенного выше алгоритма обработки отраженного от морской поверхности сигнала при изменении входных данных (скорость ветра, высота, скорость ЛА, углы крена и тангажа) представлены в работе [4].

На базе информации, заключённой в отраженном от морской поверхности сигнале, формируется РЛИ подстилающей поверхности.

4. Синтезирование радиолокационного изображения в координатах дальность–доплеровская частота

Для снижения требований к производительности процессора бортовой электронно-вычислительной машины (ЭВМ) реализуют эффективную обработку с расчетом отсчетов РЛИ с использованием методов быстрой свертки на основе БПФ [1, 6, 7]. В ряде случаев для решения задач первичной обработки сигналов РЛС вычислительно эффективно представление РЛИ в системе координат дальность–доплеровская частота (скорость).

Отражённый сигнал содержит в себе информацию о подстилающей поверхности. Информация заключена в трёх массивах данных: наклонные дальности от ЛА до фацетов, которые попали в луч сканирования ДН; доплеровские частоты, характеризующие смещение фацетов поверхности относительно ЛА; мощности, отражённые от фацетов.

При формировании РЛИ подстилающая поверхность делится на отдельные площадки, ограниченные изодалями (линии одинаковой дальности) и изодопами (линии одинаковой доплеровской частоты). Если расположить изодали и изодопы в соответствии с разрешающей способностью РЛС, то можно получить мощность принятого от этой площадки сигнала, которая представляет собой эффективную площадь рассеяния (ЭПР) данной площадки.

По информации о наклонных дальностях до фацетов и доплеровских частотах относительно ЛА строится сетка дальность–доплер (рис. 2). Построение происходит следующим образом:

- определяются максимальные и минимальные значения по наклонной дальности и доплеровской частоте;
- определяется шаг сетки, как по частоте, так и по дальности с учётом разрешающей способности РВ;
- разность максимальных и минимальных значений по дальности и доплеровским частотам делится на шаг.

$$n = \frac{\max(R_i) - \min(R_i)}{dr}, \quad m = \frac{\max(\omega_{дi}) - \min(\omega_{дi})}{d\omega}, \quad (2)$$

где $\max(R_i)$ и $\min(R_i)$ – максимальные и минимальные наклонные дальности, м; dr – шаг сетки по наклонной дальности, м; $d\omega$ – шаг сетки по доплеровской частоте, рад; $\max(\omega_{дi})$ и $\min(\omega_{дi})$ – максимальные и минималь-

ные доплеровские частоты, рад; n и m – количество ячеек сетки по наклонной дальности и доплеровской частоте соответственно.



Рис. 2. Разделение поверхности по частоте и дальности.

Fig. 2. The surface division by Doppler frequency and range.

Далее, определяется средняя мощность отражённого сигнала от факетов, входящих в каждую ячейку сетки. Затем, происходит нормировка мощности всей сетки для того, чтобы по яркости определять ячейки с большей отражённой мощностью. В результате, происходит построение портрета в координатах дальность-доплер (рис. 3).

Необходимое время синтезирования определяется требуемой разрешающей способностью [7]:

$$T_c = \frac{\lambda \cdot R_n}{2 \cdot V \cdot \delta l \cdot \sin(\theta_n)}, \quad (3)$$

где V – скорость носителя, м/с; θ_n – угол наблюдения, град; R_n – дальность до наблюдаемой цели, м; λ – длина волны зондирующего сигнала; T_c – время синтезирования, с.

Портрет поверхности в координатах дальность-доплер представляет собой параболу. По оси абсцисс строятся наклонные дальности, по оси ординат – доплеровские частоты. Изогнутость линий характеризует отражённый сигнал от факетов с большей наклонной дальностью относительно надира ЛА, попавших в область сканирования ДНА.

Большой яркостью характеризуются точки с большей отражённой мощностью (рис. 3). Такие точки, в случае ровной поверхности, соответствуют наименьшей наклонной дальности в пределах «луча» ДНА. С увеличением наклонной дальности яркость постепенно уменьшается.

В случае, когда имеет место поверхность с большой шероховатостью (увеличение волнения морской поверхности) максимальная яркость будет зависеть, в том числе, от минимальной наклонной дальности, которая, в свою очередь, не обязательно будет расположена в надире (рис. 3).

К скоростям ЛА добавляется скорость подстилающей поверхности, поэтому девиация доплеровских частот увеличивается. Проявляется «не-равномерность» ЭПР по пространству связанная с наличием высоких волн

(балльность волнения 5). При столь высоком разрешении и малой высоте на РЛИ можно выделять отдельные большие гребни и впадины.

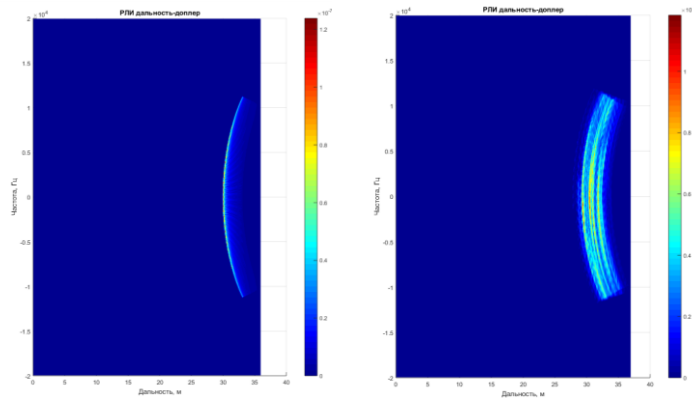


Рис. 3. РЛИ морской поверхности при высоте над поверхностью 30 м, скорости ЛА 300 м/с, скорости ветра 1 м/с (слева) и скорости ветра 10 м/с (справа).

Fig. 3. The sea surface and the radar images of sea surfaces with height 30 m, aircraft speed 300 m/s, wind speed 1 m/s (on the left) and 10 m/s (on the right).

4. Заключение

В результате проделанной работы предложена программная реализация математической модели отраженных сигналов, обеспечивающая моделирование полета над морскими поверхностями при различных условиях применения с возможностью исследования и отработки алгоритмов работы, вычисления высоты и составляющих вектора скорости, построения РЛИ в существующих и перспективных РЛС ДЗЗ в координатах дальность-скорость (дальность-доплер).

Общий вид и статистические характеристики РЛИ – разрешающая способность, зернистость и спекл-шум, наличие других искажений соответствуют ожидаемым для выбранных условий моделирования, что является подтверждением корректности реализации алгоритмов формирования и обработки сигналов [1, 7].

На базе разработанной модели можно исследовать перспективные методы обработки сигнала для повышения точности и безопасности полетов на малых высотах и при недостаточной видимости.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа подготовлена по итогам исследования, проведенного при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
 Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
 Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Список литературы

- [1] Коберниченко В. Г. Радиоэлектронные системы дистанционного зондирования Земли [учеб. пособие] / В. Г. Коберниченко; М-во образования и науки Рос. Федерации, Урал. федер. ун-т. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2016. – 220 с.
- [2] Douglas Enright, Stephen Marschner, and Ronald Fedkiw. Animation and rendering of complex water surfaces. In SIGGRAPH '02: Proceedings of the 29th annual conference on Computer graphics and interactive techniques, NY, USA, 2002. P. 736–744.
- [3] Damien Hinsinger, Fabrice Neyret, and Marie-Paule Cani. Interactive animation of ocean waves. In SCA '02: Proceedings of the 2002 ACM SIGGRAPH/Eurographics symposium on Computer animation, NY, USA, 2002. P. 161–166.
- [4] Запольских Е. Ф. Математическая модель радиовысотомера с ЛЧМ над морской поверхностью. Сборник докладов «Информационные технологии, телекоммуникации и системы управления». ООО "Эдитус", 2017. С. 192–206.
- [5] Жуковский А. П., Теоретические основы радиовысотометрии. – Москва: Сов. радио, 1979. – 320 с.
- [6] Брызгалов, А. П. Влияние скорости объекта на его радиолокационное изображение, формируемое в радиолокаторе бокового обзора с синтезированной апертурой / А. П. Брызгалов // Цифровая обработка сигналов. – №2. – 2017. С. 25–30.
- [7] Кондратенков Г. С. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учебное пособие для вузов / Г. С. Кондратенков, А. Ю. Фролов; под ред. Г. С. Кондратенкова. – Москва: Радиотехника, 2005. – 368 с.

References

- [1] Kobernichenko V. G. [Radioelectronic Earth's remote sensing systems: Study letter] / V. G. Kobernichenko; UrFU – Ekaterinburg: publish. UrFU, 2016. 220 p. (In Russian).
- [2] Douglas Enright, Stephen Marschner, and Ronald Fedkiw. Animation and rendering of complex water surfaces. In SIGGRAPH '02: Proceedings of the 29th annual conference on Computer graphics and interactive techniques, NY, USA, 2002. P. 736–744.
- [3] Damien Hinsinger, Fabrice Neyret, and Marie-Paule Cani. Interactive animation of ocean waves. In SCA '02: Proceedings of the 2002 ACM SIGGRAPH/Eurographics symposium on Computer animation, NY, USA, 2002. P. 161–166.
- [4] Zapolskikh E. F. [Mathematical model of radio altimeter operating over the sea surface using chirp signal]. *Sbornik dokladov* «Information technologies, telecommunications and control systems» ООО «Editus», 2017. P. 192–206. [In Russian].
- [5] Zhukovskiy A. P. [Basic theory of altitude determinations by radioaltimeters]. Moscow: Sov. Radio, 1979. – 320 p. [In Russian].
- [6] Brizgalov A. P. [The influence of the object speed on its radar image that is formed by side looking radar using synthetic aperture]. / A. P. Brizgalov // DSP. – №2. – 2017. P. 25–30. [In Russian].
- [7] Kondratenkov G. S. [Radio vision. Radar Earth's remote sensing systems: Study letter] / G. S. Kondratenkov, A. U. Frolov; Moscow: Radiotekhnika, 2005. – 368 p. [In Russian].

Acknowledgements

The research was executed by the grant of the Education and Science Ministry of the Russian Federation (project No. 8.2538.2017 / 4/6).

Onboard navigation system of a returning-landing module

Markov Y.V., Vazhenin V.G., Bokov A.S.

Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N.Yeltsin
Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
asdal@mail.ru

Abstract: The navigation system of a perspective returning-landing module, designed to ensure safe landing on various types underlying surfaces and its errors is discussed in the article. The complex mathematical model of an underlying surface, antenna system and signals received by the navigation system is proposed. The algorithms for processing received signals and the algorithms for measuring main flight parameters of a landing module is considered. On that base the typical errors of the system are analyzed.

Keywords: multi-beam antenna system, modeling, radar, navigation, impulse signal, landing system.

Бортовая навигационная система посадки возвращаемого аппарата

Марков Ю.В., Важенин В.Г., Боков А.С.

УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
asdal@mail.ru

Аннотация: В статье рассматривается навигационная система перспективного возвращаемого аппарата (ВА), предназначенная для обеспечения безопасной посадки на подстилающие поверхности различных типов. Для проведения оценки её погрешности предлагается комплексная математическая модель подстилающей поверхности, антенной системы и принимаемых навигационной системой сигналов. Рассматриваются алгоритмы обработки принимаемых сигналов и алгоритмы измерения основных параметров ВА. Приводится анализ ошибок измерения системой типовых параметров полёта ВА.

Ключевые слова: многолучевая антенная система, моделирование, радиолокация, навигация, импульсный сигнал, система посадки.

1. Введение

Существует задача измерения параметров полёта возвращаемого космического аппарата (ВА) с целью корректирования траектории его приземления. Для решения задачи и обеспечения безопасного приземления измеряются высота (до сотен метров), углы наклона ВА по отношению к подстилающей поверхности (около 15°), а также составляющие вектора скорости ВА (десятки м/с).

Ранее [1] были разработаны алгоритмы измерения параметров ВА, проводилось моделирование сигналов, принимаемых радионавигационной системой (РНС). В качестве основы при моделировании был принят перспективный ВА.

Были проанализированы точностные характеристики перспективной бортовой навигационной системы. Для такого анализа потребовалось создать модель радиолокационной обстановки и принимаемых системой сигналов.

При моделировании была принята двенадцатилучевая антенная система ВА. Три антенны имеют широкую диаграмму направленности антенны (ДНА), направленную вертикально вниз и работающую только на излучение. Остальные антенны узконаправленные, отклонены от вертикальной оси ВА и работают только на приём. Измерительный модуль имеет двукратное дублирование, т. е. три канала и три набора антенн.

Соответствующая приёмная антенная система с отклонениями лучей на углы γ_1 и γ_2 представлена на рис. 1 [1].

При моделировании отражённых сигналов могут учитываться сигналы, как только одного канала и одного комплекта антенн (одна излучающая и три приёмных), так и двух, и всех трёх комплектов. Формы ДНА при моделировании аппроксимированы функцией $\sin(\phi)/\phi$.

В РНС ВА используется импульсное излучение с длительностью импульса от 10 до 300 нс, пачками от 256 до 2048 импульсов. Скажность импульсов в различных высотных диапазонах составляет от десятков до сотен единиц.

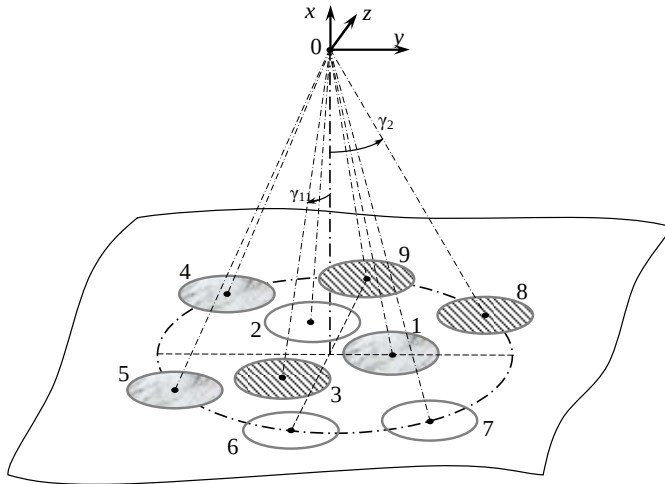


Рис. 1. Расположение лучей приёмной антенной системы

Fig. 1. Disposition of the receiving antenna system beams

2. Модель радиолокационной обстановки

В основу любого принципа математического моделирования отраженных сигналов положено математическое описание алгоритма формирования сигнала в системе «РНС – поверхность – РНС». В математическое описание входят: описания диаграмм направленности антенн, описания зондирующего сигнала, описание процесса отражения падающей электромагнитной волны от подстилающей поверхности, описание свойств поверхности и объектов рельефа и т.д.

При решении данной задачи была выбрана факетная модель подстилающей поверхности. Каждый отражатель характеризуется тремя координатами в пространстве, собственной диаграммой обратного рассеяния (ДОР), углами наклона к нормали, коэффициентом отражения. При этом отражённый от поверхности сигнал формируется как сумма сигналов, отражённых от каждого факета. Для имитации случайности поверхности факеты распределены в пятне облучения случайно, в соответствии с равномерным законом распределения.

Таким образом, сигнал, принимаемый после отражения от факета в каждый момент времени, можно записать в следующем виде [2—4]:

$$x(t) = KU_0(t - \tau_3) \exp[i(\omega(t - \tau_3) - \omega_d) + i\Delta\phi], \quad (1)$$

где K — коэффициент затухания сигнала в канале распространения; τ_3 — задержка распространения радиоволны до факета; ω_d — доплеровский сдвиг частоты; $\Delta\phi$ — фазовый сдвиг отражённого сигнала.

Расстояние до факета может быть рассчитано как

$$R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2},$$

где x, y, z — декартовы координаты факета относительно фазовых центров антенн РНС ВА.

Задержка распространения сигнала однозначно определяется выражением:

$$\tau_3 = 2R / c,$$

где c — скорость света.

Средняя мощность сигнала, отражённого факетом, может быть рассчитана по известной формуле радиолокации (здесь без учета разноса приемной и передающей антенн):

$$P = \frac{P_z G_{\text{ПРД}}(\vartheta r + \vartheta r_+) G_{\text{ПРМ}}(\vartheta r + \vartheta r_+) \sigma(\vartheta h + \vartheta h_+) \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} dS, \quad (2)$$

где P_z — мощность передатчика; ϑr — угол между вертикалью и направлением на элемент поверхности, ϑr_+ — угол наклона оси ДНА; ϑh — угол падения излучения на горизонталь поверхности, ϑh_+ — угол наклона оси ДОР; $G(\vartheta r)$, — коэффициенты усиления приёмной и передающей антенн; $\sigma(\vartheta h)$ — удельная эффективная площадь рассеяния (ЭПР) участка поверхности, соответствующего факету; dS — площадь факета.

Отсюда общий коэффициент затухания сигнала в канале распространения:

$$K = \frac{P}{P_z} = \frac{G_{\text{ПРД}}(\vartheta r + \vartheta r_+) G_{\text{ПРМ}}(\vartheta r + \vartheta r_+) \sigma(\vartheta h + \vartheta h_+) \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} dS. \quad (3)$$

Для учёта доплеровских эффектов при движении ВА, при расчёте отражённого сигнала в каждый из временных отсчётов, учитывается изменение всех координат фазовых центров антенн РНС ВА относительно факетов, произошедшее за период дискретизации сигнала, вызванное перемещением ВА в пространстве. Т.е. задержка распространения сигнала изменяется во времени. В результате в сигнале появляется дополнительный, нарастающий фазовый сдвиг, который относительно бегущей фазы несущей формирует доплеровский сдвиг частоты.

3. Алгоритмы обработки сигналов

Используя принятые антеннами сигналы, для дальнейшего извлечения информации, следует получить наклонную дальность до центра облучаемого пятна и скорость по вектору, направленному в центр пятна.

Для получения наклонной дальности вычисляется огибающая принимаемых импульсов для каждого отсчёта времени:

$$S_{sig}(t) = \sqrt{S_s(t)^2 + S_c(t)^2},$$

где $S_s(t)$ и $S_c(t)$ — синусная и косинусная составляющие отражённых сигналов [4, 5].

В дальнейшем следует измерить среднюю задержку распространения импульсов, пропорциональную дальности до цели. Зная величину задержки, можно измерить наклонные дальности для каждого из лучей. По измеренным наклонным дальностям, можно рассчитать текущую высоту ВА, а так же углы наклона аппарата в продольной и поперечной плоскостях.

Для измерения скоростных параметров объекта следует провести пиковое детектирование квадратурных составляющих сигнала. Огибающая квадратурных импульсов повторяет сигналы доплеровских частот. Измерив частоту доплеровского сдвига по всем трём лучам, можно рассчитать составляющие скорости ВА.

Для повышения точности измерений средних доплеровских частот, с целью снижения дискретной ошибки, был предложен метод измерения частоты по среднему периоду колебания амплитуды квадратурных составляющих, а не собственно частоты.

4. Исследование точностных характеристик

Для исследования точностных характеристик использовалась ранее созданная модель отражённых сигналов. Смоделированные по девяти приёмным лучам сигналы проходили соответствующую обработку, в ходе которой оценивались различные навигационные параметры ВА, такие как высота, углы отклонения ВА от нормали к поверхности, составляющие вектора скорости.

Для статистической оценки полученного набора измерений проводилось многократное моделирование сигналов и оценка параметров полёта ВА в одних и тех же условиях, таким образом, были получены массивы данных, содержащих измеренные параметры полёта ВА. Затем оценивалось математическое ожидание (средняя ошибка) и дисперсия (мера флук-

туационной ошибки) полученных массивов данных. Максимальная ошибка принималась равной сумме модуля матожидания и утроенной дисперсии (3σ).

При анализе максимальных ошибок было установлено, что ошибки оценки высоты ВА не превышают 2-3% высоты. Наибольшая величина ошибок достигается на больших высотах, где из-за влияния шумов увеличивается флуктуационная ошибка. Так же, из-за значительной средней ошибки, величина погрешности измерения возрастает для поверхностей с узкой ДОР. В этом случае происходит так называемое «прижатие лучей» к нормали (большая часть энергии зондирующего сигнала отражается от поверхностей, лежащих под малыми углами), что искажает геометрию антенной системы и приводит к наличию значительных ошибок, так же и при определении углов отклонения ВА от нормали. Ошибка измерения вертикальной скорости ВА оказалась весьма низкой во всём диапазоне условий полёта ВА и не превышает 0,5 м/с.

Для повышения точности измерения высоты и углов отклонения ВА от нормали необходимо повышать мощности передающих устройств системы и применять алгоритмы оценки и учёта параметров ширины ДОР подстилающей поверхности.

5. Заключение

В работе рассмотрена навигационная система перспективного космического возвращаемого аппарата. Рассмотрены особенности построения антенной системы. Предложен метод моделирования отражённых сигналов и методы измерения параметров полёта ВА, на основе сигналов принимаемых приёмной антенной системой.

Предложен метод оценки ошибок навигационной системы, проведён анализ точностных характеристик навигационной системы на основе ранее созданной модели радиолокационной обстановки, предложены меры для повышения точности измерения параметров полёта перспективного ВА.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по исследованиям, выполняемым в рамках проектов при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № Н764.42П.011/17/111.0.211.4.1).

Список литературы

- [1] Многолучевая импульсная навигационная система возвращаемого аппарата / Марков Ю.В., Дядьков Н.А., Важенин В.Г., Боков А.С., Седов Д.П., Калмыков, Н.Н., Мельников С.А. / КрыМиКо'2017: материалы 27-ой Международной Крымской конференции : в 9 т. 2017. Т. 2. С. 314-319.
- [2] Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И. Теоретические основы радиовысотометрии / Под ред. А.П. Жуковского. – М.: Советское радио, 1979. – 320 с.
- [3] Skolnik M. I. Radar Handbook, Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008. 1351 p.
- [4] Винницкий А.С. Автономные радиосистемы. – М.: Радио и связь 1986. – 336 с.
- [5] Зубкович С.Г. Статистические характеристики сигналов отраженных от земной поверхности. М., Советское радио 1968. – 280 с.

References

- [1] Multi-beam pulse navigation system of a returned landing module / Dyadkov N.A., Markov Y.V., Vazhenin V.G., Bokov A.S., Sedov D.P., Kalmykov N.N., Melnikov S.A. 27th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology» : pp. 314-319. (In Russian).
- [2] Zhukovskij A.P., Onoprienko E.I., Chizhov V.I. [Theoretical fundamentals of radio altituedeometry] / Pod red. A.P. Zhukovskogo. – M.: Sovetskoe radio, 1979. – 320 p. (In Russian).
- [3] Skolnik M. I. Radar Handbook, Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008. 1351 p.
- [4] Vinnickij A.S. [Stand-alone radio systems]. – M.: Radio i svjaz' 1986. – 336 p. (In Russian).
- [5] Zubkovich S.G. [Statistical characteristics of signals reflected from the earth's surface]. M., Sovetskoe radio 1968. – 280 p. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research, which is conducted in the framework of grant of the Ministry of education and science of the Russian Federation (project № H764.42II.011/17/111.0.211.4.1).

Оптимальная фильтрация двумерных авторегрессий с кратными корнями характеристических уравнений

¹Андрянов Н.А.

¹ Ульяновский государственный технический университет
г. Ульяновск, 432027, Российская Федерация
nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация: *Предлагается моделировать изображения с помощью авторегрессий с кратными корнями характеристических уравнений. Показано, что использование такой модели позволяет достаточно просто перейти от случайных полей с резко изменяющимися корреляционными свойствами к случайным полям, корреляционные свойства которых изменяются плавно. Исследуется эффективность фильтрации белого гауссовского шума при различных параметрах. Показано, что применение двумерных авторегрессий с кратными корнями характеристических уравнений позволяет не только формировать гладкие случайные поля, но и выполнять фильтрацию с меньшими ошибками при обработке такого материала.*

Ключевые слова: обработка изображений, случайные поля, эффективность фильтрации, дисперсия ошибки, авторегрессии, модель с кратными корнями

1. Введение

Множество реальных изображений, в том числе получаемых со спутниковых систем зондирования, таких как например, изображения рек, полей, лесов, характеризуются корреляционными функциями с медленным убыванием связей, однако и экспоненциальными. Известные авторегрессионные (АР) модели сигналов [1-3] либо недостаточно адекватно описывают такие изображения (первый порядок), либо требуют проведения достаточно сложных операций по вычислению совокупности корреляционных параметров (при повышении порядка). Между тем известны авторегрессионные модели случайных полей (СП), порождаемые характеристическими уравнениями. Такие модели получили название авторегрессий с кратными корнями [4-6]. При этом применение алгоритмов, базирующихся на таких моделях, при обработке реальных сигналов и в различных прикладных задачах может способствовать повышению эффективности решения таких задач.

Среди таких задач важное место занимает задача подавления шумов или фильтрации изображений [5-8], решение которой часто находят в частотной области [7,8]. Однако используемые при таком подходе преобразования могут значительно увеличить время, затрачиваемое на решение данной задачи. Выходом в такой ситуации служит применение рекуррентных процедур фильтрации, рассмотренных в работах [3,5,9].

Однако решение задачи оптимальной фильтрации авторегрессий с кратными корнями требует реализации фильтра Винера. Таким образом, вычисление минимальной дисперсии ошибки возможно при переходе в частотную область.

2. Модель с кратными корнями и ее ковариационная функция

Использование характеристических уравнений позволило получить еще один подкласс среди АР моделей. Были предложены модели, основанные на возможности расширения на многомерный случай авторегрессий второго и более высоких порядков. Например, для процесса АР с кратными корнями характеристических уравнений второго порядка:

$$x_i = 2\rho x_{i-1} - \rho^2 x_{i-2} + \xi_i$$

может быть получена соответствующая восьмиточечная модель двумерного СП:

$$\begin{aligned} x_{ij} = & 2\rho_x x_{i-1,j} + 2\rho_y x_{i,j-1} - 4\rho_x \rho_y x_{i-1,j-1} - \\ & - \rho_x^2 x_{i-2,j} - \rho_y^2 x_{i,j-2} + 2\rho_x^2 \rho_y x_{i-2,j-1} + \\ & + 2\rho_y^2 \rho_x x_{i-1,j-2} - \rho_x^2 \rho_y^2 x_{i-2,j-2} + b \xi_{ij} \end{aligned} \quad (1)$$

где b - нормирующий коэффициент, позволяющий получить стационарное СП с заданной дисперсией.

Изображение, формируемое из значений СП (1) с параметрами $\rho_x = 0.9$ и $\rho_y = 0.7$, представлено на рис. 1.

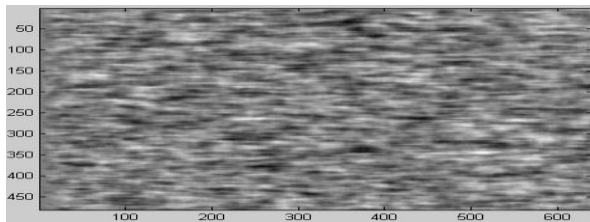


Рис. 1 Восьмиточечная модель двумерного СП с параметрами $\rho_x = 0.9$ и $\rho_y = 0.7$

Увеличение связей в такой модели за счет расширения области значащих предшествующих состояний приводит к изменению вида ковариационной функции (КФ). Для модели (1) КФ принимает следующий вид:

$$B(k_1, k_2) = \sigma_x^2 \left(1 + \frac{1 - \rho_x^2}{1 + \rho_x^2} |k_1|\right) \left(1 + \frac{1 - \rho_y^2}{1 + \rho_y^2} |k_2|\right) \rho_x^{|k_1|} \rho_y^{|k_2|}, \quad (2)$$

где σ_x^2 – дисперсия поля X ; ρ_x, ρ_y – параметры модели; k_1 и k_2 – расстояния между элементами СП X соответственно по осям x и y .

На рис. 2 представлены сечения КФ обычной АР модели – сплошная линия; и (2) – пунктир. При этом параметры выбраны следующим образом: $k_2 = 0$, $\sigma_x^2 = 1$, $\rho_{xAR} = 0.95$, $\rho_{xMR} = 0.897$ из условия $B_{(AR)}(20, 0) = B_{(MR)}(20, 0)$. Из графиков видно, что КФ модели с кратными корнями характеристических уравнений изменяется не просто по степенному закону, а имеет некую «колоколообразную» форму, благодаря чему, близко расположенные к друг другу элементы СП, обладают большей связью. Данное свойство в одномерном случае позволяет сгладить случайную последовательность, а в двумерном – получить плавные переходы яркости между соседними пикселями.

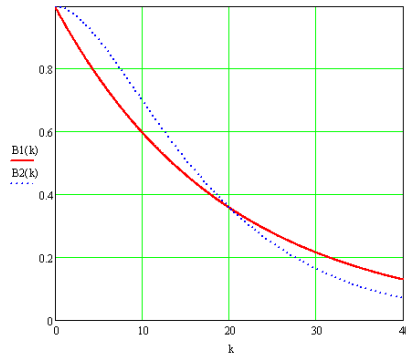


Рис. 2 Сечение КФ АР моделей

Таким образом, за счет применения моделей с кратными корнями появляется возможность использования простых методов формирования, близких к реальным изображениям, реализаций СП с квазиизотропными

свойствами. А общая формула для моделей различных кратностей может быть записана:

$$x_{i,j} = \beta \xi_{i,j} - \sum_{i_1=0}^{N_1} \sum_{j_1=0}^{N_2} \alpha_{i_1,j_1} x_{i-i_1,j-j_1}, \quad (3)$$

где N_1 и N_2 характеризуют кратность модели; коэффициенты α_{i_1,j_1} ($\alpha_{0,0} = 0$) являются произведениями соответствующих коэффициентов одномерных АР вдоль осей X и Y :

$$\alpha_{i_1,j_1} = \alpha x_{i_1} \alpha y_{j_1}, \quad (4)$$

а коэффициенты одномерных АР можно получить из выражения:

$$\begin{aligned} \alpha x_{i_1}(\rho_x, N_1) &= (-1)^{i_1+1} C_{N_1}^{i_1} \rho_x^{i_1}, \\ \alpha y_{j_1}(\rho_y, N_2) &= (-1)^{j_1+1} C_{N_2}^{j_1} \rho_y^{j_1}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $C_n^m = \frac{n!}{m!(n-m)!}$ - число сочетаний из n по m ; ρ_x, ρ_y - параметры модели.

Наконец, коэффициент β двумерной модели является нормированным произведением соответствующих коэффициентов одномерных АР вдоль осей x и y :

$$\beta = \frac{\sigma_x}{\sigma_\xi} \beta_x \beta_y, \quad (6)$$

а сами эти коэффициенты можно найти по формуле:

$$\beta_x = \sqrt{\frac{(1-\rho_x^2)^{2N_1-1}}{\sum_{l=0}^{N_1-1} (C_{N_1-l}^l \rho_x^l)^2}}, \beta_y = \sqrt{\frac{(1-\rho_y^2)^{2N_2-1}}{\sum_{l=0}^{N_2-1} (C_{N_2-l}^l \rho_y^l)^2}}. \quad (7)$$

3. Исследование эффективности фильтрации

При фильтрации предполагается линейное взвешивание всей последовательности с заданными коэффициентами g_{ik}

$$\hat{x}_k = \sum_{i \in D_k} g_{ik} z_i, \quad (8)$$

где D_k - область моментов времени выполненных наблюдений.

Выражение (8) должно быть оптимальной оценкой в смысле минимума дисперсии ошибки, поэтому $\sigma_{dk}^2 = M\{(\hat{x}_k - x_k)^2\}$ необходимо сделать минимальным среди всех возможных коэффициентов g_{ik} . Предложенный алгоритм и называют фильтром Винера-Колмогорова или дискретным фильтром Винера.

На рис. 3 представлены зависимости дисперсий ошибок фильтрации от интервала корреляции (величина, при которой КФ равняется заданному значению): сплошная линия - обычная АР, штриховая - АР с кратными корнями. Параметр q характеризует отношение сигнал/шум.

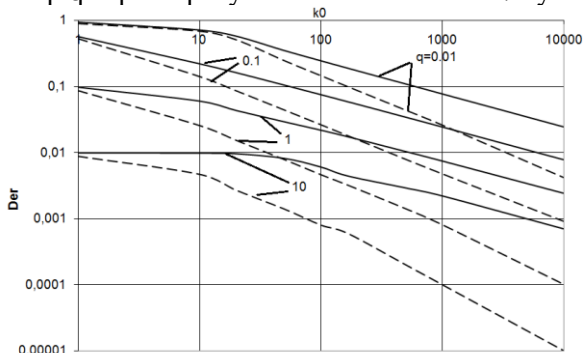


Рис. 3 Дисперсии ошибок фильтрации Винера

Анализ кривых на графике показывает, что применение моделей с кратными корнями высоких порядков приводит к повышению эффективности фильтрации. При этом чем выше интервал корреляции, тем больше выигрыш модели с кратными корнями по сравнению с АР моделью.

4. Заключение

Таким образом, выполнен анализ эффективности оптимальной фильтрации СП на базе моделей с кратными корнями характеристических уравнений. Показано, что их применение позволяет уменьшить дисперсию ошибки фильтрации на 10-15% при больших отношениях сигнал/шум.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 17-01-00179. Автор выражает признательность профессору К. К. Васильеву (Ульяновский государственный технический университет) за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

- [1] Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов. Прогноз и управление: пер. с англ. / под ред. В.Ф. Писаренко. М.: Мир. 1974. Вып. 1. 406 с.
- [2] Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Пер. с англ. М.: Связь. 1976. 496 с..
- [3] Васильев К.К., Крашенинников В.Р. Статистический анализ изображений. – Ульяновск: УлГТУ, 2015. – 214 с.
- [4] Андриянов Н.А., Кутузов В.И. Исследование эффективности фильтрации случайных процессов на базе авторегрессий с кратными корнями // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2017. № 1-2 (10). С. 91-94
- [5] Васильев К.К., Гаврилина Ю.Н., Андриянов Н.А. Эффективность фильтрации авторегрессионной модели с кратными корнями характеристических уравнений // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2016. № 1 (10). С. 130-133.
- [6] Васильев К.К., Андриянов Н.А. Анализ авторегрессий с кратными корнями характеристических уравнений // Радиотехника. 2017. № 6. С. 13-17.
- [7] Воскобойников Ю.Е. Фильтрация сигналов и изображений: Фурье и Вейвлет алгоритмы (с примерами в Mathcad) монография / Ю. Е. Воскобойников, А. В. Гочаков, А. Б. Колкер ; Новосиб. гос. архитектур.-строит. ун-т (Сибстрин). – Новосибирск : НГАСУ (Сибстрин), 2010. – 188 с.
- [8] Аксенов К.В., Алексеев В.П. Фильтрация цифровых сигналов в режиме непрерывного поступления данных // Компьютерные исследования и моделирование. 2012, Т. 4 №1 - С. 55-61
- [9] Васильев К.К. Оптимальная обработка сигналов в дискретном времени: Учеб. пособие. - М.: Радиотехника, 2016. - 288 с.: ил.