

26-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

4—10 сентября 2016 г.
Севастополь, Крым, Россия

Том 11

9. Радиоастрономия, дистанционное зондирование и распространение радиоволн

Москва • Минск • Севастополь
2016

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 16-07-20068
Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи (РНТОРЭС) им. А. С. Попова
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)
ОАО «НПП "Исток" им. Шокина» (Фрязино)
ОАО «Интеграл», НТЦ «Белмикросистемы» (Минск)
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)
НП ОАО «Фаза» (Ростов-на-Дону)
АО «Микроволновые системы» (Москва)
НПП «Системные ресурсы» (Москва)
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
НПФ «Микран» (Томск)
ООО «Радиокомп» (Москва)
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
AWR — National Instruments (Москва)
Таркус (Ростов-на-Дону — Севастополь)
Keysight Technologies (Москва)

Техническая и информационная поддержка:

IEEE, Moscow MTT/ED Chapter
IEEE, Moscow AP Chapter
Медиагруппа «Электроника»

С255 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. — ISBN 978-966-335-418-7 (тт. 1—13).

Т. 11 : VI, 330 [2419—2748] с. : ил. — ISBN 978-966-335-429-3.

В 11-й том включены материалы 48-ми докладов, которые были представлены на заседаниях секций по направлению 9. Радиоастрономия, дистанционное зондирование и распространение радиоволн.

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

ISBN 978-966-335-418-7 (тт. 1—13)
ISBN 978-966-335-429-3 (т. 11)

© Оргкомитет КрыМиКо'2016
© КНТЦ им. Попова, 2016

Том 11

СЕКЦИЯ 9/1: РАДИОАСТРОНОМИЯ И ДИСТАНЦИОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ

9.1 ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ БОЛОТ ПО ДАННЫМ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ
Зраенко С. М. ……2419

9.2 ИССЛЕДОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ КОЭФФИЦИЕНТОВ УСИЛЕНИЯ МНОГОКАСКАДНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОТЕЛЕСКОПА
Векшин Ю. В., Лавров А. П. ……..2425

9.3 ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОЧАСТОТНОГО РАДИОСИГНАЛА ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ ПОДПОВЕРХНОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ
Лобач В. Т., Потипак М. В., Бахчевников В. В. ……..2432

9.4 ГЕОЛОКАЦИЯ ТОРФЯНИКОВ
Клоков А. В., Запасной А. С., Мироньчев А. С., Дюкарев Е. А., Смирнов С. В., Шипилова С. С. …… 2439

9.5 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛНЕНИЯ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ РАДИОВЫСОТОМЕРНЫМИ СИСТЕМАМИ
Важенин В. Г., Боков А. С., Лесная Л. Л., Сорокин А. К., Запольских Е. Ф. ……2446

9.6 ПРИМЕНЕНИЕ ГЕОРАДАРНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ДЛЯ ГЕОДИНАМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА КАРСТОВЫХ ПРОЦЕССОВ
Дорофеев Н. В., Быков А. А., Кузичкин О. Р., Коськин А. В. …… 2453

9.7р СВОЙСТВА ВОЛНЫ ЦЕННЕКА НАД МНОГОСЛОЙНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ И ВОЗМОЖНОСТЬ ЗОНДИРОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СЛОЕВ
Давидович М. В. ……..2460

9.8р ОЦЕНКА ТЕКУЩИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМ-ПРОДУКТА РСА «TerraSar-X»
Атрошенко Л. М., Горобец А. Н., Елизаветин И. В., Малюков В. М. ……*

9.9р НАБЛЮДЕНИЯ КОМЕТЫ C/2011 L4 (PanSTARRS) В ЛИНИЯХ OH, H_2O, CH_3OH И NH_3
Вольвач А. Е., Бережной А. А., Вольвач Л. Н., Коваленко А. В., Соболев А. М., Толмачев А. М. ……..2467

9.10р ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НЕЛИНЕЙНОСТИ СВЧ ТРАКТА РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ S/X ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН
Зотов М. Б., Иванов С. И. ……..2474

9.11р УТОЧНЕНИЕ МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РСА X-ДИАПАЗОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДАННЫХ АБСОЛЮТНОЙ ВЛАЖНОСТИ ПРИЗЕМНОГО СЛОЯ АТМОСФЕРЫ
Атрошенко Л. М., Горобец Н. Н., Елизаветин И. В., Малюков В. М., Онищенко А. А. ……*

9.12р РАДИОТОМОГРАФИЯ СО СКАНИРОВАНИЕМ ПО ПРОИЗВОЛЬНОЙ ТРАЕКТОРИИ
Суханов Д. Я., Росляков С. Н. …… 2480

9.13р КАТАЛОГ «PLANCK»: ДОЛГОВРЕМЕННАЯ ПЕРЕМЕННОСТЬ АКТИВНЫХ ЯДЕР ГАЛАКТИК
Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г. ……..2487

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

9.14p ВЛИЯНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ НЕСТАЦИОНАРНОСТИ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ СРЕДНЕЙ ДЛИНЫ МОРСКИХ ВОЛН
Лобач В. Т., Потипак М. В. 2493

9.15p ГЕОРАДАР С СИСТЕМОЙ ЛОКАЛЬНОГО ВИДЕОПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ
Пономарев О. Г., Хмелев В. Л. 2500

СЕКЦИЯ 9/2: РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН, ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

9.16 МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НАД ЛЕСИСТЫМИ ТРАССАМИ
Башкуев Ю. Б., Дембелов М. Г., Ангархаева Л. Х., Буянова Д. Г., Хаптанов В. Б. 2508

9.17 ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНСИОНОСФЕРНЫХ РАДИОКАНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ЧАСТОТНОЙ ДИСПЕРСИИ
Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Рябова М. И., Кислицын А. А. 2514

9.18 ОЦЕНКА ФАЗОВЫХ СКОРОСТЕЙ ГЕОМАГНИТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ ДЛЯ МОДЕЛИ ПЛОСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ С СОВПАДАЮЩИМИ ФРОНТАМИ
Быков А. А., Дорофеев Н. В., Кузичкин О. Р., Еременко В. Т. 2521

9.19 ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ ЗА СЧЁТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ГОЛОГРАФИЧЕСКОГО РЕЖИМА
Артёмов К. С., Гвоздарёв А. С., Артёмова Т. К. 2528

9.20 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТОВ ФАЗОВОЙ ДИСПЕРСНОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ДЛЯ ЭЛЕМЕНТОВ ЛЧМ СИГНАЛА НА БАЗЕ LabVIEW
Иванов В. А., Иванов Д. В., Рябова Н. В., Рябова М. И., Чернов А. А., Овчинников В. В. 2535

9.21 ДОСТИЖЕНИЕ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ В ЗАДАЧАХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ
Лаговский Б. А. 2542

9.22p ТРОПОСФЕРНАЯ ЗЕНИТНАЯ ЗАДЕРЖКА В АРКТИКЕ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ GPS ИЗМЕРЕНИЙ И МЕТЕОДАННЫМ
Башкуев Ю. Б., Дембелов М. Г. 2549

9.23p О ПРИМЕНИМОСТИ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ ИМПЕДАНСНОГО ТИПА ДЛЯ РАСЧЕТА ФУНКЦИИ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД ДВУХСЛОЙНОЙ ТРАССОЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ
Ангархаева Л. Х., Башкуев Ю. Б., Дембелов М. Г. 2556

9.24p ИССЛЕДОВАНИЕ ВАРИАЦИЙ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ ИОНОСФЕРЫ В ЕВРОПЕЙСКОМ И АЗИАТСКОМ РЕГИОНАХ РФ
Зуев А. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Рябова М. И. 2563

9.25p ПОВЫШЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ЗОНДИРОВАНИЯ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ КВ ДИАПАЗОНА
Лобач В. Т., Потипак М. В. 2570

9.26p ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ПРИ МОДУЛЯЦИИ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА ШУМОПОДОБНЫМИ ФУНКЦИЯМИ
Тарасенко А. М. 2577

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

9.27р ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ВКБ К РАСЧЁТУ ВЕКТОРОВ ПОЛЕЙ *TE* И *TM* ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В АНИЗОТРОПНОЙ НЕОДНОРОДНОЙ ПЛАЗМЕ
Моисеева Н. М., Моисеев А. В. 2584

9.28р ДИФРАКЦИЯ ВОЛН НА КЛИНООБРАЗНОЙ АЭРОДРОМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
Зотов А. В., Войтович Н. И. 2591

9.29р ОСОБЕННОСТИ ОКОННОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА СИГНАЛОВ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАТОРА С ЛЧМ
Калмыков Ал. А., Шайдуров К. Д. 2598

9.30р ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА БОЛОТНОЙ РАСТИТЕЛЬНОСТИ НА СВЧ
Щеглова А. С., Кочеткова Т. Д. 2605

9.31р СИНХРОНИЗАЦИЯ ИМИТАТОРА ЦЕЛИ ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРА С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ МОДУЛЯЦИИ
Боков А. С., Важенин В. Г., Дядьков Н. А. 2611

9.32р КОМПЛЕКС ПРОГРАММ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ КАРТ ПОЛОС КОГЕРЕНТНОСТИ ВЧ РАДИОКАНАЛА
Иванов В. А., Конкин Н. А., Чернов А. А., Рябова М. И. 2618

СЕКЦИЯ 9/3: ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

9.33 СИНТЕЗ НОВЫХ ВИДОВ ДИНАМИЧЕСКИХ ТЕКСТУРНО-ФРАКТАЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ МАЛОКОНТРАСТНЫХ ОБЪЕКТОВ С ВЫДЕЛЕНИЕМ ИХ КОНТУРОВ И ЛОКАЛИЗАЦИЕЙ КООРДИНАТ НА ФОНЕ ИНТЕНСИВНЫХ ПОМЕХ ОТ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ, МОРЯ И ОСАДКОВ
Потапов А. А. 2625

9.34 ВОССТАНОВЛЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ ИМИТАЦИИ СЛОЖНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПОЛЕЙ
Васильев К. К., Дементьев В. Е., Андриянов Н. А. 2637

9.35 ОБНАРУЖЕНИЕ И ПОСТРОЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ ПОСРЕДСТВОМ РСА
Лобжанидзе Д. Т., Сазонов В. В. 2646

9.36 АДАПТИВНАЯ ПЕРЕСТРОЙКА ПОРОГАСРАБАТЫВАНИЯ ОБНАРУЖИТЕЛЯ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ ПРИ ПОДПОВЕРХНОСТНОМ ЗОНДИРОВАНИИ
Бобрешов А. М., Нескородов С. Е., Усков Г. К. 2653

9.37 АППАРАТНО-ПРОГРАММНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОИЗВОЛЬНЫХ ФОНО-ЦЕЛЕВЫХ ОБСТАНОВОК ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ
Лепёхина Т. А., Николаев В. И. 2660

9.38 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПОСОБОВ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ТИПА ПОДСТИЛАЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ
Сорокин А. К., Важенин В. Г. 2665

9.39р О НЕКОТОРЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ АТМОСФЕРЫ В РАЙОНАХ КРУПНЫХ ПОЖАРОВ И АТМОСФЕРНО-ИОНОСФЕРНОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ
Гоков А. М. 2672

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

9.40р ВЫСЫПАНИЯ ВЫСОКОЭНЕРГИЧНЫХ ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ В СРЕДНЕШИРОТНОЙ НИЖНЕЙ ИОНОСФЕРЕ В ПЕРИОДЫ ВОЗМУЩЕНИЙ РАЗНОЙ ПРИРОДЫ. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ
Гоков А. М. 2679

9.41р УТОЧНЕНИЕ МЕТОДИКИ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ В Х-ДИАПАЗОНЕ ПУТЕМ РАСШИРЕНИЯ ПРОГРАММЫ СОПУТСТВУЮЩИХ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ НАБЛЮДЕНИЙ
Атрошенко Л. М., Васильев А. Ф., Горобец Н. Н., Малюков В. М. ..... *

9.42р ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ СМАЗА ИЗОБРАЖЕНИЙ ПУТЕМ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Будаи Б. Т. 2686

9.43р ОЦЕНКА МАКСИМАЛЬНО НЕБЛАГОПРИЯТНЫХ ТРАЕКТОРИЙ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ
Будаи Б. Т. 2693

9.44р УСТРОЙСТВО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПЕРВИЧНЫХ КОГЕРЕНТНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ
Ершов Г. А., Мясников С. А., Переломов В. Н., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. 2700

9.45р ПСЕВДОГРАДИЕНТНЫЕ ПРОЦЕДУРЫ В ЗАДАЧАХ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛЕЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Андриянов Н. А. 2705

9.46р ОСОБЕННОСТИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИ ИСПЫТАНИЯХ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АКТИВНОЙ КОНТРОЛЬНОЙ СТАНЦИИ
Лепёхина Т. А., Николаев В. И. 2711

9.47р МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭТАПОВ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РСА
Сосновский А. В., Кобернченко В. Г. 2716

9.48р АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК КОРОТКОВОЛНОГО КАНАЛА ПРИ ИМИТАЦИОННОМ МОДЕЛИРОВАНИИ
Сушенцов Р. А., Рябова Н. В. 2723

9.49р ОЦЕНИВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ РАЗМЕРНОСТИ МЕТОДОМ ОПТИМАЛЬНОГО СКАНИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ
Паршин А. Ю., Паршин Ю. Н. 2728

9.50р ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ В РСА НА ФОНЕ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ
Доросинский Л. Г. 2735

9.51р СОВМЕСТНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ НЕСКОЛЬКИХ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ
Доросинский Л. Г. ..... *

9.52р СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ КЛАССИФИКАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ
Доросинский Л. Г. 2742

* Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The study of wetlands detection algorithms based on remote sensing data

Sergey M. Zraenko
Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N. Yeltsin
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
z_sm@mail.ru

Abstract: *The study results of wetlands detection algorithms according to the data of Landsat 8 and vector maps of the territory are presented. It is shown that the inaccuracies of results on the allocation of wetland area for algorithms of supervised classification by methods of parallelepiped and minimum distance range from 1.93% up to 5,38%. Methods of clustering ISODATA and k-means methods have the same error of 10.32%, which testifies of their low efficiency.*

Keywords: *remote sensing data, wetlands detection, supervised and unsupervised classification algorithms, Landsat 8.*

Исследование алгоритмов обнаружения болот по данным дистанционного зондирования

Зраенко С.М.
Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
z_sm@mail.ru

Аннотация: *Представлены результаты исследования алгоритмов обнаружения болот по данным спутника Landsat 8 и векторной карты территории. Показано, что погрешности результатов по выделению заболоченного участка для алгоритмов контролируемой классификации методами параллелепипеда и минимального расстояния составляют от 1,93% до 5,38%. Для методов кластеризации ISODATA и k-means получены одинаковые ошибки 10,32%, что свидетельствует об их меньшей эффективности.*

Ключевые слова: *данные дистанционного зондирования, обнаружение болот, алгоритмы контролируемой и неконтролируемой классификации, Landsat 8.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Данные дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) из космоса широко используются для решения задач сельского и лесного хозяйства, экологии и многих других. Целью настоящей работы является исследование алгоритмов выделения заболоченных участков местности на космических снимках.

Поставленная задача решается с использованием алгоритмов контролируемой и неконтролируемой классификации (кластеризации), реализованных в пакете прикладных программ ENVI 4.8 [1], предназначенном для высокоуровневого анализа цифровых космических изображений. Сравнительный анализ алгоритмов осуществлён по снимку спутника Landsat 8 [2]. В качестве источника объективных данных о местности используется векторная карта лесной территории, составленная в 2006 году, на которой указаны типы природных объектов и их площадь. Векторное изображение выделяемого болота представлено на рисунке 1.

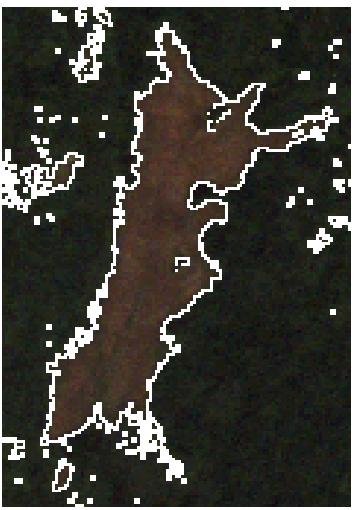


Рис. 1. Векторное изображение объекта.

Fig. 1. Vector image of the object

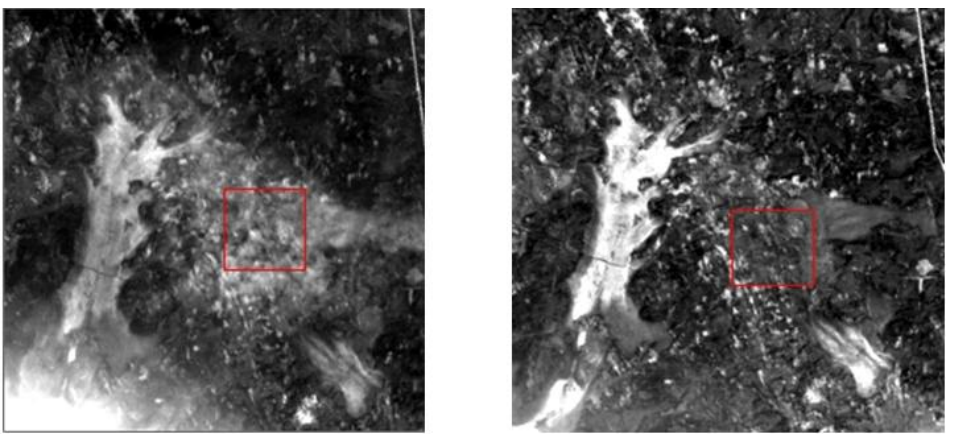
Согласно имеющейся атрибутивной информации его площадь составляет 4209896 м^2.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Выделение заболоченного участка алгоритмами контролируемой классификации

При выполнении контролируемой классификации (классификации основанной на обучении с учителем) использовался снимок 22 июня 2013 года полученный от американского спутника ДЗЗ Landsat 8. На данном спутнике установлены датчики Operational Land Imager (OLI) и Thermal InfraRed Sensor (TIRS) позволяющие получать снимки Земной поверхности с разрешением от 15 до 100 метров на пиксель. Первый из этих датчиков формирует изображения в девяти каналах охватывающих видимые и ближние ИК спектральные диапазоны, второй – в двух каналах дальнего (теплового) ИК диапазона.

В результате анализа данных Landsat 8 отобраны наиболее информативные с точки зрения выделения болота спектральные каналы. Ими оказались четыре канала датчика OLI с разрешением 30 метров на пиксель: 2 канал (0,45-0,51 мкм) – Синий (Blue), 3 канал (0,53-0,59 мкм) – Зеленый (Green), 4 канал (0,64-0,67 мкм) – Красный (Red), 7 канал (2,11-2,29 мкм) – Ближний ИК (Short Wavelength Infrared, SWIR 2). При этом наилучшие результаты были получены для 7 канала, на котором заболоченны участки выделяются наиболее контрастно, а облачная дымка минимально искажает изображение (Рис. 2).



a) b)

Рис. 2. Изображение болота во 2 (a) и 7 (b) каналах спутника Landsat 8.

Fig. 2. The wetland image in the 2nd (a) and 7th (b) channels of the Landsat 8 satellite

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Для выделения болота использовались алгоритмы классификации, основанные на параметрических (минимального расстояния – Евклидова метрика) и непараметрических (параллелепипеда) решающих правилах.

В применяемых алгоритмах осуществляется сравнение значения яркости каждого пикселя изображения с эталонами, которые задаются оператором выполняющим дешифрирование снимков. В результате этого каждый пиксель относится к наиболее подходящему классу объектов. При этом на первом этапе задается объект к классу которого нужно отнести объекты, находящиеся на изображении. На втором этапе задаются эталонные обучающие выборки (типичные фрагменты изображений выделяемого объекта). В ENVI, например, данные эталонные фрагменты называются областями интереса (Regions of Interest – ROI). На этапе классификации с яркостью выбранных эталонов сравнивается яркость каждого пикселя для определения, к какому классу объектов он принадлежит. На следующем этапе осуществлялась постклассификационная обработка - генерализация изображения. Для этого использовался реализованный в ENVI алгоритм Majority/Minority Analysis объединяющий участки в более цельные, а также исключающий мелкие классифицированные области, являющиеся незначительными. По результатам выполнения описанной процедуры формировалась векторная карта выделяемого объекта (болота) по которой определялась его площадь (таблица 1).

Табл. 1. Результаты контролируемой классификации.

Table 1. The supervised classification results

Метод классификации Classification method	Постклассификационная обработка Post classification processing	Максимальная среднеквадратическая ошибка Maximum Stdv from mean	Максимальная ошибка расстояния Maximum distance error	Площадь болота, м^2 The wetland area, m^2	Ошибка определения площади The area determining error
Минимального расстояния Minimum Distance	-	-	1000	4034700	4,16%
	+	-	1100	4038300	4,08%
Параллелепипеда Parallelepiped	-	3,1	-	4291200	1,93%
	+	3,2	-	3983400	5,38%

Как следует из результатов анализа при использовании метода параллелепипеда без постклассификационной обработки площадь выделенного болота наиболее близка к фактической. Максимальная среднеквадратическая ошибка в данном случае равна 3.1, но на сформированном век-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

торном изображении при этом слишком много мелких объектов отнесенных к выделяемому классу. При использовании же постклассификационной обработки удается существенно уменьшить количество таких объектов.

3. Выделение заболоченного участка алгоритмами неконтролируемой классификации

При решении задачи алгоритмами неконтролируемой классификации (кластеризации) использовались итеративные процедуры ISODATA [3] и k-means [4]. В качестве исходных данных использовался также 7 канал того же снимка Landsat 8. Опытным путем установлено, что при решении задачи обнаружения известного болота на снимке для обоих методов кластеризации наиболее подходящее количество задаваемых классов равно трем. В этом случае один из выделяемых классов непосредственно соответствует объектам водно-болотного типа. Кроме этого оказалось достаточным ограничиться пятью итерациями при кластеризации обоими алгоритмами.

Результаты сравнительного анализа данных алгоритмов приведены в таблице 2.

Табл. 2. Результаты неконтролируемой классификации.

Table 2. The unsupervised classification results

Метод классификации Classification method	Площадь болота, м^2 The wetland area, m^2	Ошибка определения площади The area determining error
ISODATA	3775500	10,32%
k-means	3775500	10,32%

4. Заключение

В заключение необходимо отметить, что погрешности полученных результатов по отношению к фактической площади заболоченного участка в зависимости от применяемого метода контролируемой классификации и наличия постклассификационной обработки варьируются от 1,93% до 5,38%. Для методов неконтролируемой классификации получены одинаковые и большие (10,32%) ошибки, что свидетельствует о меньшей эффективности их использования при решении задачи выделения болота по снимку. В общем случае необходимо также отметить, что полученные значения погрешностей отчасти можно объяснить также и тем, что между составлением векторной карты и анализируемым снимком прошло более 5

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

лет и следовательно болото могло несколько видоизмениться вследствие зарастания растительностью. Вместе с этим на состояние болота на снимке могли также повлиять погодные условия (количество осадков) как года, так и даты съемки. Таким образом, необходимо отметить, что задача мониторинга болот требует анализа нескольких снимков ряда лет близких по времени съемки и погодным условиям. Дополнительным фактором повышения адекватности анализа может стать объединение результатов получаемых по снимкам разных спектральных диапазонов, как было предложено нами при решении задачи обнаружения лесных пожаров [5].

Список литературы

[1] ENVI. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Exelis_Visual_Information_Solutions#ENVI.

[2] National Aeronautics and Space Administration. Goddard Space Flight Center. URL: http://ldcm.gsfc.nasa.gov/.

[3] Алгоритм кластеризации ISODATA. – Режим доступа: http://nimar.narod.ru/algorytm/isodata/isodata.htm.

[4] k-means. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/K-means.

[5] Zraenko S., Mymrina M., Ganzha V. Development of trained algorithm detection of fires for multispectral systems remote monitoring // Supplementary Proceedings of the 4th International Conference on Analysis of Images, Social Networks and Texts (AIST'2015) April 9-11, 2015. Yekaterinburg, Russia. CEUR-Workshop. ISSN 1613-0073. V. 1452. P. 187 - 195. URL: http://ceur-ws.org/Vol-1452/paper23.pdf.

References

[1] ENVI. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Exelis_Visual_Information_Solutions#ENVI.

[2] National Aeronautics and Space Administration. Goddard Space Flight Center. URL: http://ldcm.gsfc.nasa.gov/.

[3] [Algoritm klasterizacii ISODATA]. URL: http://nimar.narod.ru/algorytm/isodata/isodata.htm. (In Russian).

[4] k-means. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/K-means. (In Russian).

[5] Zraenko S., Mymrina M., Ganzha V. Development of trained algorithm detection of fires for multispectral systems remote monitoring // Supplementary Proceedings of the 4th International Conference on Analysis of Images, Social Networks and Texts (AIST'2015) April 9-11, 2015. Yekaterinburg, Russia. CEUR-Workshop. ISSN 1613-0073. V. 1452. P. 187 - 195. URL: http://ceur-ws.org/Vol-1452/paper23.pdf.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Gain fluctuation analysis of multistage radio telescope receiving system

Yuriy V. Vekshin[1], Alexander P. Lavrov[2]
[1]*Insitute of applied astronomy RAS*
St-Petersburg, 197110, Russian Federation
yuryvekshin@yandex.ru
[2]*Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University*
St-Petersburg, 195251, Russian Federation
lavrov@ice.spbstu.ru

Abstract: *Measurement technique and results of gain fluctuation analysis of multistage radio astronomy receiver are presented in this paper. Gain fluctuations influence of separate stages on total output receiver signal is considered. Investigations are performed for the radio telescope RT-13 receiving system of the Institute of Applied Astronomy of Russian Academy of Sciences in S-, X-, Ka-bands. The Allan Variance, the power spectral density and correlation are calculated for gain fluctuations. Main sources of fluctuations and their types (white noise, $1/f^{\alpha}$ noise, drift) are identified on different time intervals — from a few to hundreds of seconds. The influence of heterodyne power stability, cryogenic frontend temperatures and supply voltages on gain stability of the receiver system units is investigated. Optimal averaging time of the receiver system signals is obtained.*

Keywords: *gain stability, fluctuation, Allan variance, multistage receiver, cryogenic receiver, flicker-noise, drift.*

Исследование флуктуаций коэффициентов усиления многокаскадной приемной системы радиотелескопа

[1]Векшин Ю.В., [2]Лавров А.П.
[1]*Институт прикладной астрономии РАН*
г. Санкт-Петербург, 197110, Российская Федерация
yuryvekshin@yandex.ru
[2]*Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого*
г. Санкт-Петербург, 195251, Российская Федерация
lavrov@ice.spbstu.ru

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Аннотация: *В докладе приведены методика и результаты исследования флуктуаций коэффициентов усиления отдельных каскадов радиоастрономического приемника и рассмотрено их проявление в итоговых флуктуациях выходного сигнала. Исследования проведены в S-, X-, Ka-диапазонах приемной системы радиотелескопа РТ-13 Института Прикладной Астрономии РАН. Для исследуемых флуктуаций коэффициентов усиления рассчитаны дисперсия Аллана, спектральная плотность мощности, а также корреляционная связь флуктуаций. Определены преобладающие источники флуктуаций и их виды: белый шум, шум вида $1/f^{\alpha}$, дрейф на разных временных интервалах — от единиц до сотен секунд. Исследовано влияние стабильности мощности гетеродина, криогенных температур входных каскадов, напряжений питания на стабильность коэффициентов усиления блоков приемной системы. Определено оптимальное время накопления выходных сигналов приемной системы.*

Ключевые слова: стабильность коэффициента усиления, флуктуации, дисперсия Аллана, многокаскадный приемник, криогенный приемник, фликкер-шум, дрейф.

1. Введение

Нестабильность радиоастрономической приемной аппаратуры является источником паразитных флуктуаций, маскирующих принимаемые слабые радиоастрономические сигналы. Флуктуации выходных сигналов приемника представляют собой шум с различной спектральной плотностью мощности. Помимо белого шума на временных интервалах от единиц до сотен секунд проявляются шумы вида $1/f^{\alpha}$, временные дрейфы, что ограничивает снижение флуктуаций при увеличении времени усреднения выходного сигнала приемника. Анализ флуктуаций с применением дисперсии Аллана позволяет выделить вклад различных составляющих шума в конкретных временных интервалах и определить интервал стабильности приемника — оптимальное время усреднения выходного сигнала, при котором достигается минимум дисперсии шума. Дисперсия Аллана изначально широко применялась для анализа стабильности стандартов частоты [1], в последнее время появились публикации по использованию дисперсии Аллана и при исследованиях стабильности радиометров [2, 3].

Радиоастрономические приемники являются сложными радиоэлектронными устройствами с большим коэффициентом усиления – до 100 дБ, они реализуются по супергетеродинной схеме и включают в себя несколько последовательно включенных каскадов: УВЧ, смеситель-преобразователь частоты, УПЧ. Общий коэффициент передачи радиоастрономического приемника определяется произведением коэффициентов передачи всех каскадов. Нестабильность их коэффициентов передачи

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

проявляется в дополнительных флуктуациях выходного сигнала радиоастрономического приемника, снижающих чувствительность радиометра. Для решения задачи определения источников нестабильности радиоастрономического приемника важным является измерение флуктуаций коэффициентов усиления отдельных каскадов приемника и анализ их проявления в итоговом выходном сигнале.

2. Методика исследований

Дисперсия Аллана $\sigma^2_A(\tau)$ — это дисперсия первых разностей усредненных на временном интервале τ значений обрабатываемого ряда данных y, полученного с периодом взятия отсчетов T, $\tau = n \cdot T$, $n = 1,2,\ldots$:

$$\sigma^2_A(\tau) = \frac{1}{2(N-1)} \cdot \sum_{j=1}^{N-1} (\bar{y}_{j+1}(\tau) - \bar{y}_j(\tau))^2 . \quad (1)$$

Дисперсия Аллана связана со спектральной плотностью мощности (СПМ) шума. Для шумов с СПМ вида

$$S(f) = h_\alpha / f^\alpha \quad (2)$$

дисперсия Аллана описывается степенными функциями [1]:

$$\sigma^2_A(\tau) = K_\alpha \tau^{\alpha-1}, \quad (3)$$

где коэффициенты K_α связаны с коэффициентами интенсивности шума h_α. Для линейного дрейфа с зависимостью от времени $y = pt$, $\sigma^2_A(\tau) = p^2\tau^2/2$. График дисперсии Аллана строят в двойном логарифмическом масштабе, где шумы имеют вид прямых с разным наклоном: белый шум — спад 10 дБ/декада, шум $1/f$ — константа, шум $1/f^2$ — подъём 10 дБ/декада, линейный дрейф — подъём 20 дБ/декада. При совокупном аддитивном действии шумов с различной СПМ на зависимости $\sigma^2_A(\tau)$ есть минимум, дающий оптимальную величину интервала усреднения $\tau_{ОПТ}$ шумового сигнала. На интервале $\tau_{ОПТ}$ система проявляет себя как стабильная, и усреднение сигнала приводит к снижению дисперсии шума и увеличению точности определения измеряемой величины.

Относительная дисперсия флуктуаций мощности P на выходе радиометра полной мощности можно представить в виде

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)^2 = \left(\frac{\Delta T}{T_{сист}}\right)^2 = \frac{1}{\Delta f \cdot \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2, \quad (4)$$

где ΔT — флуктуационная чувствительность, $T_{сист}$ — шумовая температура системы, Δf — полоса частот, τ — время накопления выходного сигнала, G — общий коэффициент усиления (передачи) приемника, равный

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

произведению коэффициентов усиления его каскадов $G = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3$, в данном случае трех каскадов. Относительные флуктуации общего коэффициента передачи определяются суммой относительных флуктуаций каскадов

$$\frac{\Delta G}{G} = \frac{\Delta G_1}{G_1} + \frac{\Delta G_2}{G_2} + \frac{\Delta G_3}{G_3}. \quad (5)$$

Суммарная дисперсия флуктуаций общего коэффициента усиления определяется суммой дисперсий флуктуаций его каскадов и взаимных ковариаций K их флуктуаций.

$$\sigma^2 = \sigma_1^{\,2} + \sigma_2^{\,2} + \sigma_3^{\,2} + K_{12} + K_{23} + K_{13}. \quad (6)$$

Ковариация двух выборок случайных процессов X и Y определяется следующим образом:

$$K_{12} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(X_i - \overline{X}) \cdot (Y_i - \overline{Y}), \quad (7)$$

где N — длина выборки, $\overline{X}$ и $\overline{Y}$ обозначают математические ожидание выборок X и Y. Результаты для каждого слагаемого в формуле (6) удобно представлять в виде графика дисперсии Аллана от времени усреднения, при этом коэффициенты ковариации K двух сигналов рассчитываются для рядов попарных разностей сигналов (как и дисперсия Аллана).

Исследования флуктуаций коэффициентов усиления проведены для трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа (ПСР) РТ-13 Института Прикладной Астрономии РАН [4, 5]. Радиотелескопы РТ-13 входят в состав двухэлементного интерферометра, предназначенного для задач координатно-временного обеспечения — определения поправок всемирного времени UT1. ПСР работает в *S*- (2,2—2,6 ГГц), *X*- (7,0—9,5 ГГц) и *Ka*-диапазонах (28—34 ГГц) на двух круговых поляризациях. ПСР реализована в виде нескольких каскадно соединенных функциональных блоков. Криогенный приемный фокальный блок (КПФБ) содержит облучатель и малошумящие усилители, охлаждаемые до температур менее 20 К с помощью микроохладителя микрокриогенной системы. Блоки преобразования частот (БПЧ) *S*-, *X*-, *Ka*-диапазонов содержат усилители, фильтры, смесители, гетеродины и преобразуют входные полосы сигналов в полосу промежуточных частот 1—2 ГГц. Блоки коммутации осуществляют дополнительное усиление и коммутацию сигналов для их передачи на систему регистрации.

Исследования флуктуаций коэффициентов усиления каскадов ПСР проведены по схеме, приведенной на рис. 1. Гармонический сигнал от генератора Agilent 8257D подавался на малошумящие усилители КПФБ че-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

рез встроенный направленный ответвитель (НО), служащий в штатном режиме работы для подачи сигнала генератора шума калибровки. При этом на облучатель КПФБ устанавливалась специальная согласованная нагрузка — низкотемпературный генератор шума. Далее блоки ПСР были соединены с помощью кабелей и направленных ответвителей для контроля мощности на входе и выходе каждого блока измерителями мощности (ИМ) Agilent N1914A с широкополосными детекторными головками 8487D (50 МГц — 50 ГГц). Таким образом, данная схема позволяет одновременно измерять флуктуации коэффициентов усиления всех блоков, что важно при исследовании корреляционных связей между блоками.

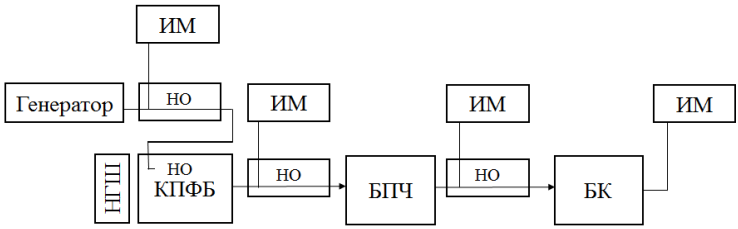


Рис. 1. Схема измерений флуктуаций коэффициентов усиления

Fig. 1. Gain fluctuations measurement scheme

3. Результаты измерений

На рис. 2 представлены результаты измерения относительной дисперсии Аллана флуктуаций коэффициентов усиления каскадов приемной системы *X*-диапазона после вычета линейного дрейфа: *1* — криогенного приемного фокального блока (в «теплом» режиме); *2* — блока преобразования частот, *3* — блока коммутации; *4* — сумма *1*, *2* и *3*; *5* — всей приемной системы; *6* — белый шум для полосы 1 ГГц; *7* — радиометрическая полная мощность. Измеренный график дисперсии Аллана коэффициента усиления всей приемной системы *5* совпадает с суммой графиков *1*, *2*, *3* и их ковариаций (формула (6)), при этом на малых временах усреднения до 1 с наблюдается незначительная антикорреляция *1* и *2*, что приводит к снижению суммарного графика *4* относительно измеренного графика *5* и требует уточнения. Видно, что флуктуации коэффициента усиления блока коммутации *3* вносят незначительный вклад в флуктуации суммарного коэффициента усиления приемной системы. График *7* представляет собой относительную дисперсию Аллана флуктуаций полной мощности приемника в полосе 1 ГГц и равен сумме радиометрического шума идеального

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

радиометра без флуктуаций коэффициентов усиления (график *6*) и найденных флуктуаций общего коэффициента усиления приемника (график *5*), см. формулу (4). На графике *7* на интервалах усреднения до 1 с преобладает радиометрический белый шум, на интервалах 1 с — 50 с определяющим является фликкер-шум блока преобразования частоты (*2*, дисперсия Аллана — константа), на больших временных интервалах преобладает шум $1/f^2$ КПФБ (*1*, подъем дисперсии Аллана 10 дБ/декада). Оптимальным временем накопления выходного сигнала является интервал 5 с, на этом интервале усреднения 5 с достигается минимум дисперсии Аллана.

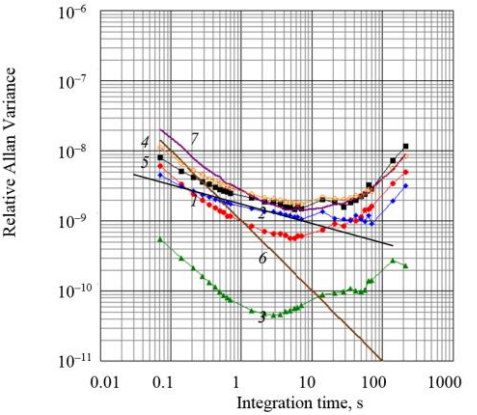


Рис. 1. Относительная дисперсия Аллана флуктуаций коэффициентов усиления каскадов приемной системы *X*-диапазона:

Fig. 1. Relative Allan Variance of gain fluctuations of *X*-band receiver cascades

Аналогичные исследования проведены для *S*- и *Ka*-диапазонов, результаты сведены в табл. 1.

Табл. 1. Относительная дисперсия Аллана флуктуаций коэффициентов усиления каскадов приемной системы в *S*-, *X*-, *K*a-диапазонах.

Table 1. Relative Allan Variance of gain fluctuations of receiver cascades in *S*-, *X*-, *K*a-bands

	Относительная дисперсия Алана, $\cdot 10^{-9}$ на 0.1/ 1/ 10/ 100 с Relative Allan Variance, $\cdot 10^{-9}$ on 0.1/ 1/ 10/ 100 s		
	S-диапазон *S*-band	*X*-диапазон *X*-band	*Ka*-диапазон *Ka*-band
КПФБ Cryogenic unit	20/5/15/45	4.5/1/0.65/2.5	11/11/10/9
БПЧ Frequency conversion unit	0.8/ 0.11/ 0.05/ 0.6	3.5/ 1.6/ 1.3/ 1.3	10/ 6.5/ 5/ 3.5
БК Commutation unit	0.6/ 0.08/ 0.07/ 0.1	0.4/ 0.07/ 0.08/ 0.2	1.2/ 0.18/ 0.06/ 0.2

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ПСР The whole Receiver	21/ 5/ 15/ 46	6.5/ 2.5/ 1.8/ 4	18/ 18/ 12/ 15

Из табл.1 видно, что преобладающий вклад в нестабильность общего коэффициента усиления в *S*-диапазоне вносит КПФБ. Оптимальное время накопления выходного сигнала в *S*-диапазоне — 3 с. В *Ka*-диапазоне больший вклад вносит КПФБ, флуктуации коэффициента усиления имеют характер фликкер-шума (дисперсия Аллана – константа). Оптимальное время накопления выходного сигнала в *Ka*-диапазоне $\tau_{ОПТ} \approx 0.5$ с.

4. Заключение

Относительная нестабильность общего коэффициента усиления радиоастрономического приемника определяется суммой дисперсий относительных флуктуаций отдельных каскадов и ковариаций их флуктуаций. Разработана методика измерений флуктуаций, реализованная на трехкаскадном приемнике, и её применение экспериментально подтвердило это расчетное соотношение. График относительной дисперсии Аллана от времени усреднения целесообразно использовать в качестве сравнительной характеристики флуктуаций коэффициентов усиления каскадов приемника. Это позволяет выявить каскады с большей нестабильностью и определить характер их флуктуаций на разных временных интервалах. Проведены исследования флуктуаций коэффициентов усиления каскадов приемной системы радиотелескопа РТ-13 в *S*-, *X*-, *Ka*-диапазонах.

Список литературы

References

[1] Rutman J. Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: fifteen years of progress // *Proc. IEEE*, 1978, vol. 66, pp. 1048-1075.

[2] Gonneau E., Escotte L. Low-frequency noise sources and gain stability in microwave amplifiers for radiometry // *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 2012, vol. 60, no. 8, pp. 2616-2621.

[3] Shan W., Zhenqiang Li, Shengcai Shi, Ji Yang. Gain stability analysis of a millimeter wave superconducting heterodyne receiver for radio astronomy // *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*, 2010, pp. 477-480.

[4] Ipatov A.V. A new-generation interferometer for fundamental and applied research // *Phys.-Usp.*, 2013, vol. 56, no. 7, pp. 729-737.

[5] Ipatov A, Ipatova I., Mardyshkin V., Evstigneev A., Khvostov E., Chernov V. Triband system for the Russian interferometer // *VGOS: The New VLBI network. IVS 2014 General Meeting Proceedings. Science Press, Beijing, China*, 2014, pp. 118-121.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Multiple frequency signal application for buried targets imaging

Vladimir T. Lobach, Michael V. Potipak, Valentin V. Bakhchevnikov
South Federal University
Taganrog, 347922, Russian Federation
valentin.bach@gmail.com

Abstract: *We study features of the buried objects subsurface imaging by HF band multiple frequency signal, based on simulation model. A kernel of the model is computing of pulse response from volume-distributed target. We offer algorithm of buried target position determination, based on synthetic aperture method with quadrature processing. Modeling results are presented for black soil with metallic buried object. It gives some advices about effective emitting signal parameters.*

Keywords: *ground penetrating radar (GPR), ultrawideband (UWB) radar, matched filtering, complex envelope, rough surface.*

Применение многочастотного радиосигнала для зондирования подповерхностных объектов

Лобач В.Т., Потипак М.В., Бахчевников В.В.
Южный федеральный университет
г. Таганрог, 347922, Российская Федерация
valentin.bach@gmail.com

Аннотация: *Исследуются особенности зондирования в КВ диапазоне многочастотным сигналом подповерхностных объектов на базе имитационной модели. Ядром модели является вычисление импульсной характеристики отражения от объемно-распределенной цели. Предложен алгоритм определения координат залегающего в почве объекта на основе метода синтезирования апертуры с квадратурной обработкой. Приведены результаты моделирования для почвы типа чернозем с залегающим металлическим объектом. Даны некоторые рекомендации по выбору зондирующего сигнала.*

Ключевые слова: *радар подповерхностного зондирования (РППЗ), сверхширокополосный (СШП) радар, согласованная обработка, комплексная огибающая, шероховатая поверхность.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

В задачи подповерхностного зондирования входят разработка эффективных алгоритмов обнаружения и классификации подповерхностных объектов. Для их решения необходимо выявлять информативные признаки в отраженном радиосигнале, которые имеют взаимосвязь с геометрическими и электрофизическими свойствами подповерхностных объектов. Имитационное моделирование рассеяния радиолокационного сигнала для решения этих задач целесообразно по причине дороговизны проведения натурных экспериментов с использованием радиолокатора подповерхностного зондирования (РППЗ).

Для описания свойств рассеяния электромагнитной энергии протяженной поверхностью лучше всего подходит импульсная характеристика отражения поверхности [1,2] (ИХОП, Impulse Response of Surface Reflection, IRSR). ИХОП есть временная зависимость напряжения в согласованной нагрузке приемной антенны [1], как реакции поверхности на излученный одиночный тестовый импульс

$$h'_k = \sum_{i=1}^{N} U_i \delta\left(\frac{\Delta R}{c} k\right), \; k \in \left\lfloor 0, \left\lfloor \frac{T_a}{\Delta T} \right\rfloor \right\rfloor, \qquad (1)$$

где N – количество элементарных отражателей (ЭО) участка отражения в объеме разрешения $[\Delta R, \Delta\theta, \Delta\phi]$ в конкретный момент времени; U_i – напряжение в согласованной нагрузке приемной антенны, полученное от воздействия i-го ЭО; c – скорость света; $\delta(x)$ – функция Дирака; T_a – время наблюдения; ΔT – интервал дискретизации зондирующего сигнала.

2. Исследуемая модель

Модель распределенной цели представляет собой два слоя с комплексными диэлектрическими проницаемостями (КДП) ε_1 и ε_2 (далее $\varepsilon_1=\varepsilon_2=\varepsilon$). Верхний слой может иметь шероховатую границу. Частью нижнего слоя является объект со своей КДП (см. Рис.1). Результирующая энергия поля в точке приема в каждый момент времени есть суперпозиция энергий полей, отраженного от поверхности и от второго слоя [3]:

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_0 \cdot \dot{R}_{01} \cdot \cos(\beta_1)/d_1^4$$
$$\dot{E}_2 = \dot{E}_0 \cdot \dot{P}_{01} \cdot \dot{R}_{12} \cdot \dot{P}_{10} \cdot \cos(\beta_2) \cdot e^{-\alpha x} / d_2^4,$$

где $\dot{E}_0$ – энергия падающей электромагнитной волны; $\dot{R}_{01}, \dot{R}_{12}, \dot{P}_{01}, \dot{P}_{10}$ – коэффициенты Френеля; β_1, β_2 – углы между падающим и отраженным

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

лучами; α – погонный коэффициент затухания; x – пройденное в среде лучом-2 расстояние; d_1, d_2 – пройденные лучами расстояния.

Отсчеты отраженного сигнала вычисляются применением свертки к излученному сигналу (импульсный, в диапазоне частот $f = [30:10:150]$ *МГц*) и к ИХОП, отсчеты которой вычисляются по формуле (1). Далее, над этим сигналом с помощью согласованного фильтра (СФ, Matched Filter, MF) производится согласованная обработка (СО), результат которой – комплексная огибающая отраженного сигнала. Отсчеты траекторного сигнала определяются по окончанию каждого импульса принимаемого сигнала. Начальная фаза траекторного сигнала, в основном, зависит от глубины залегания цели. С целью упрощения модели, в настоящий момент импульсная характеристика согласованного фильтра (ИХСФ, Matched Filter Impulse Response, MFIR) рассчитывается для плоской поверхности. Вспомогательные построения к расчету ИХСФ изображены на рисунке 2.

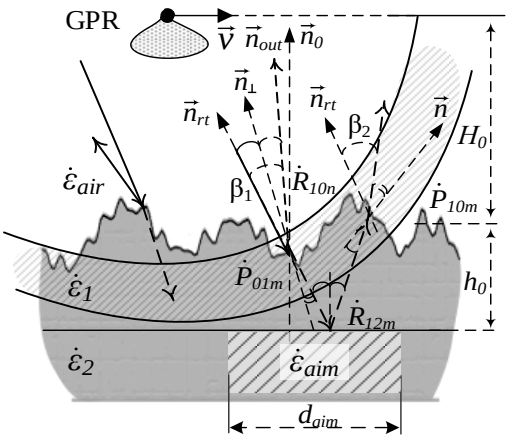


Рис. 1. Расчет одного отсчета ИХОП.

Fig. 1. Computation of IRSR sample.

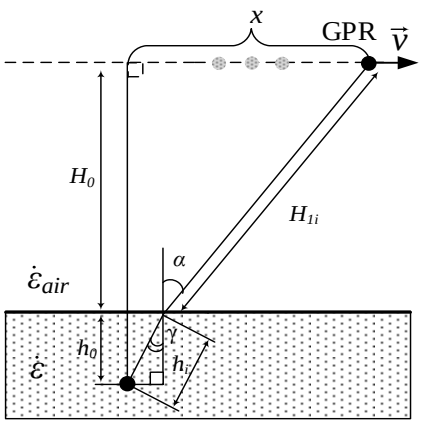


Рис. 2. К расчету ИХСФ.

Fig. 2. To MFIR computation.

Выражение для ИХСФ имеет вид

$$h_{MF}(\mathrm{x}) = \exp\left(\frac{4\pi f}{c}\, j \cdot \left(\frac{H_0}{\cos\alpha(x)} + \sqrt{\varepsilon} \cdot \frac{h_0}{\cos\gamma(x)} - H_0\right)\right), \qquad (2)$$

где H_0, h_0 – высота полета ЛА над поверхностью и глубина залегания точечной цели соответственно; α, γ – угол падения локально плоской волны на поверхность; $x = H_0 \cdot tg\alpha + h_0 \cdot tg\gamma$ – текущая позиция РППЗ относи-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тельно «нуля» (см. Рис.2). Графическое представление ИХСФ отражено на рисунке 3. Зависимость отраженного сигнала от глубины для случая монохроматического сигнала показана в работе [4].

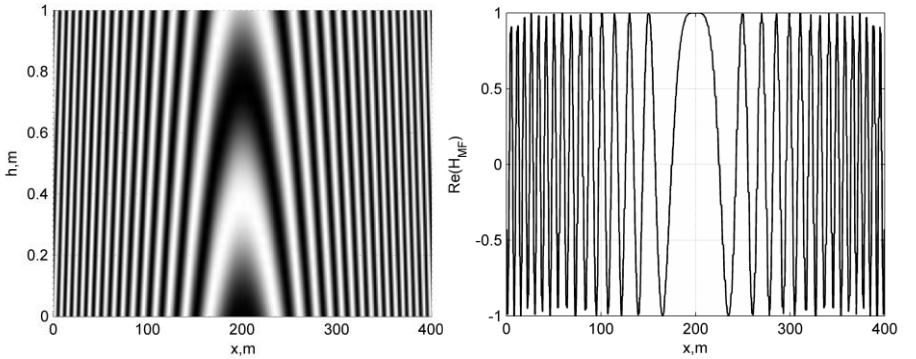


Рис. 3. Зависимость $Re[h_{MF}]$ от глубины и горизонтальной координаты (слева) и от горизонтальной координаты для глубины h = 0 при f = 50 МГц (справа).

Fig. 3. Dependence of the $Re[h_{MF}]$ on depth and horizontal axis (left) and horizontal axis for h = 0 for f = 50 MHz (right).

После СО, окликом СФ является двумерная корреляционная функция (ДКФ). Между частотой повторения ДКФ вдоль глубины и частотой зондирующего сигнала существует пропорциональная зависимость. Коэффициент пропорциональности, полученный на основе формулы (2), равен $K_{\lambda}=cos(1/\varepsilon^{1/2})/(2\varepsilon^{1/2})$. Как показывает выражение для K_{λ}, отклик СФ вдоль глубины для многочастотного сигнала будет определяться суммой гармоник сигнала, имеющих соответствующий сдвиг по частоте. Это объясняет расширение интервала однозначного определения глубины залегания объекта и улучшения разрешения по глубине. Ниже представлены результаты моделирования для случая зондирования металлического листа, залегающего в почве.

3. Практические результаты

Рассмотрим влияние уровня шероховатости почвы на качество зондирования. В качестве сравнения на рисунке 4 представлены нормированные отклики СФ для плоской верхней границы и для границы с СКО неровностей, равному *12 см*. Частотный диапазон зондирующего сигнала Δf_c = *[30:10:150] МГц.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

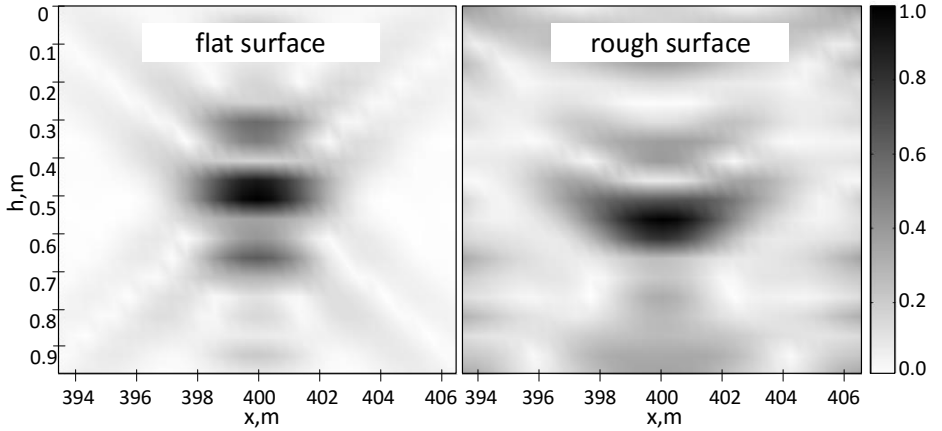


Рис. 4. Нормированный отклик СФ при плоской (слева) и шероховатой (справа) верхней границы почвы. H_0=400м, h_0=0.5м, x_0=400м, ε=4, $d_ц$ = 2.5м.

Fig. 4. Normalized MF response under flat surface (in left) and under rough surface (in right) with 35 cm maximal value. H_0=400м, h_0=0.5м, x_0=400м, ε=4, $d_ц$ = 2.5м.

На рисунке 5 представлено изменение от ε сечения отклика СФ вдоль глубины при $x = x_0$. Слева изображен режим полного согласования (когда известна реальная ДП почвы ε_p), а справа – режим, когда ε_p не известна и происходит согласование по всем ε в диапазоне от *3* до *10*.

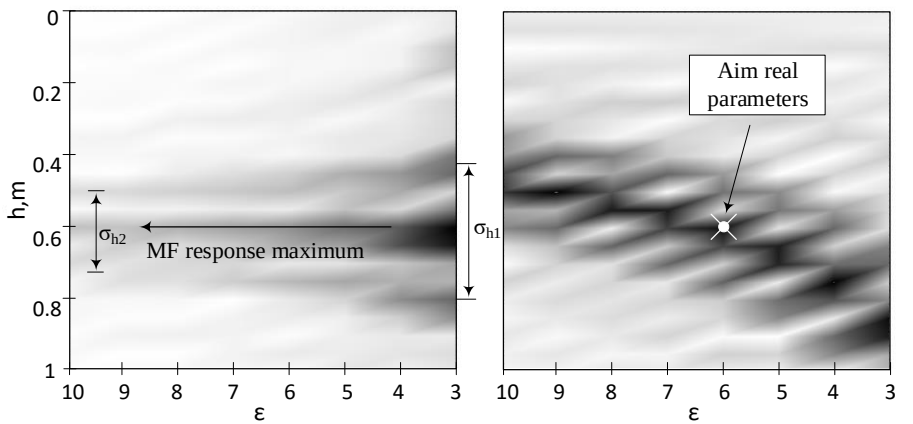


Рис. 5. «Гребень» КФ при согласовании по известной ε (слева) и при незнании ε для ε_p= 6.(справа). $d_ц$ = 5м, h_0 = 0.6м.

Fig. 5. AC ridge in matching with known ε (in left) and matching with unknown ε for ε_p= 6 (in right). $d_ц$ = 5м, h_0 = 0.6м.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Видно, что даже в полностью согласованном режиме (см. Рис.5 слева) максимум ДКФ уменьшается с увеличением ε_p, при этом немного увеличивается точность определения глубины. При незнании же ε_p происходит ошибка оценки глубины (см. Рис.5 справа). Это свидетельствует о том, что данным методом невозможно определить одновременно и глубину залегания объекта h_0 и ДП почвы ε_p.

4. Заключение

Таким образом, была представлена комбинированная феноменологическая модель отражения радиосигнала от распределенной поверхности, а также результаты моделирования зондирования почвы с залегающими в ней проводящими объектами. Результаты валидации данной модели отражены в работах [5, 6]. Были исследованы особенности зондирования многочастотным радиосигналом. Рассмотрены режимы определения позиции залегающего в почве металлического объекта: 1) когда известна ДП почвы, 2) когда ДП почвы неизвестна. Выяснено, что данным методом невозможно определить одновременно и h_0 и ε_p. Показано (См. Рис.4), что наличие неровностей верхней границы способствует повышению общего уровня фонового шума сигнала, ухудшению разрешения по горизонтали и смещению оценки глубины в сторону больших значений. В данном случае разрешение по горизонтали для плоской границы составило *4.1 м*, для шероховатой границы – *4.8 м*. При плоской границе разрешение по глубине составило *35 см* (большой УБЛ по глубине), а при шероховатой границе – *15 см*.

При моделировании были приняты некоторые допущения: электрическая проводимость почвы (чернозем) $\sigma = 10^{-3}$ *См/м* для всего частотного диапазона, спектр сигнала – равномерный. Для использованного в работе зондирующего сигнала отклик СФ имеет большой УБЛ вдоль глубины (на Рис.4 слева большой относительный уровень отклика СФ (*0.5*) на глубинах, отличных от реальной), что ограничивает разрешение по глубине. Для увеличения разрешения по глубине нужно использовать сигнал с более широкой полосой [7] и применять оконное преобразование в спектральной области. При этом необходимо учесть частотную зависимость параметров зондируемой почвы, а также влияние на глубину проникновения радиоволны в почву. Алгоритм автоопределения положения подповерхностной цели на основе статистической теории изложен в работе [7]. Для периодической пачки радиосигналов дискрет по частоте должен выбираться исходя из требуемого периода неоднозначности по глубине.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Варганов М.Е.,Зиновьев Ю.С.,Астанин Л.Ю. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов./под ред. Л.Т. Тучкова. М.: Радио и связь, 1985. 236 с.

[2] Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. М.: Радиоисвязь, 1986. 184 с.

[3] Saleh B. Introduction to subsurface imaging.–Cambridge University. -Press, 2011.

[4] Лобач В.Т., Потипак М.В., Бахчевников В.В. Информативные признаки радиосигнала КВ диапазона, при подповерхностном зондировании. Неделя науки 2015 // Сборник тезисов. - Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2015. С.710-713.

[5] Лобач В.Т., Потипак М.В., Бахчевников В.В. Моделирование радиосигнала, отраженного от подповерхностных неоднородностей// Сборник трудов Всероссийской научной конференции. «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» («Системотехника 2015»). Выпуск IX //Таганрог: Изд-во ЮФУ. – 2015. С.203-210.

[6] Lobach V. T., Potipak M. V. HF-band synthetic aperture radar for buried objects detection //Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference. – IEEE, 2014. – С. 1179-1180.

[7] Wang Y. K. et al. Supervised Automatic Detection of UWB Ground-Penetrating Radar Targets Using the Regression SSIM Measure //IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. – 2016. – Т. 13. – №. 5. – С. 621-625.

References

[1] Varganov M.E.,Зиновьев Ю.С.,Астанин Л.Ю. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов. /под ред. Л.Т. Тучкова. М.: Радио и связь, 1985. 236 с.

[2] Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. М.: Радиоисвязь, 1986. 184 с.

[3] Saleh B. Introduction to subsurface imaging.–Cambridge University. -Press, 2011.

[4] Лобач В.Т., Потипак М.В., Бахчевников В.В. Информативные признаки радиосигнала КВ диапазона, при подповерхностном зондировании. Неделя науки 2015 // Сборник тезисов. - Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2015. С.710-713.

[5] Лобач В.Т., Потипак М.В., Бахчевников В.В. Моделирование радиосигнала, отраженного от подповерхностных неоднородностей// Сборник трудов Всероссийской научной конференции. «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» («Системотехника 2015»). Выпуск IX //Таганрог: Изд-во ЮФУ. – 2015. С.203-210.

[6] Lobach V. T., Potipak M. V. HF-band synthetic aperture radar for buried objects detection //Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference. – IEEE, 2014. – С. 1179-1180.

[7] Wang Y. K. et al. Supervised Automatic Detection of UWB Ground-Penetrating Radar Targets Using the Regression SSIM Measure //IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. – 2016. – Т. 13. – №. 5. – С. 621-625.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Geolocation of peat bogs

Andrey V. Klokov[1], Andrey S. Zapasnoy[1], Alexander S. Miron'chev[1], Egor A. Dyukarev [2], Sergey V. Smirnov [2], Svetlana S. Shipilova [3]
[1] *National Research Tomsk State University*
Tomsk, 634050, Russian Federation
701-kav@mail.tsu.ru
[2] *Institute of Monitoring of Climatic and Ecological Systems, SB RAS*
Tomsk, 634021, Russian Federation
egor@imces.ru
[3] *National Research Tomsk Polytechnic University*
Tomsk, 634050, Russian Federation
s.shipilova@gmail.com

Abstract: *The work deals with study of peat deposits of oligotrophic bog and spatial distribution of snow cover by geolocation. Data from ground penetrating radar were compared with the data of conventional measurements of a peat depth and snow cover. A fairly good agreement between the thickness of the peat deposits, snow depth by using ground penetrating radar and the data of conventional measurements has been obtained.*

Keywords: *geolocation, data processing, ground penetrating radar, natural resource management, relief, bog, peat.*

Геолокация торфяников

[1] Клоков А. В., [1] Запасной А. С., [1] Мироньчев А. С., [2] Дюкарев Е. А., [2] Смирнов С. В., [3] Шипилова С. С.
[1]*Национальный исследовательский Томский государственный университет*
г. Томск, 634050, Российская Федерация
701-kav@mail.tsu.ru
[2]*Институт мониторинга климатических и экологических систем СО РАН*
г. Томск, 634021, Российская Федерация
egor@imces.ru
[3] *Национальный исследовательский Томский политехнический университет*
г. Томск, 634050, Российская Федерация
s.shipilova@gmail.com

Аннотация: *В работе проведено исследование мощности торфяной залежи олиготрофного болота и пространственного распределения снежного покрова ме-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

тодом геолокации. Данные, полученные георадаром, сравнивались с данными прямых измерений (зондирования) глубины торфа и снегомерной съёмки. Обнаружено хорошее согласие определения толщины торфяной залежи и высоты снежного покрова с помощью геолокатора с данными прямых измерений.

Ключевые слова: геолокация, обработка данных, георадар, природопользование, рельеф, болото, торф.

1. Введение

Оптимизация природопользования требует представления о количественных и качественных характеристиках биологических ресурсов, вовлекаемых в хозяйственную деятельность, о тенденциях их естественного и антропогенно обусловленного развития [1,2]. Болотообразовательный процесс является неотъемлемой частью развития таежных экосистем. Из естественных процессов он является наиболее значимым для развития природной среды, включая изменение рельефа, гидрологических условий, почвенного и растительного покровов и других компонентов экосистемы.

На территории Западной Сибири болотные экосистемы занимают почти 50 % площади, и в них содержится около 36 % общего пула почвенного углерода России. Несмотря на значительно возросший в последнее время интерес к изучению болот, особенно в отношении углеродного баланса, до сих пор остается множество нерешенных вопросов. Например, сложность представляет точная оценка площадей занимаемых болотами, запасов торфа и углерода, степени развития болотообразовательных процессов, функционирования болот при изменении внешних факторов и т. д.

Цель работы заключается в оценке запасов торфа в торфяной залежи болота и изучении пространственного распределения запасов снега в конце зимнего периода. Для оценки глубины торфяной залежи и высоты снежного покрова использовался георадар «ОКО-2».

2. Объекты и методы исследования

Объектом исследования послужило олиготрофное болото Тимирязевское, расположенное на левом берегу р. Томь, сформировавшееся в одной из ложбин древнего стока реки.

В летнее время на Тимирязевском болоте было пробурено более 60 зондировочных скважин и сделано более 30 описаний растительности. Площадь болота составляет 14,4 га, из них 25 % занимает осоково-сфагновая топь, большая часть территории занята рямом около 70 % и лишь небольшая часть на границах между рямом и топью представлена

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

рямово-мочажинными комплексами. Средняя мощность торфяной залежи для всего болота составляет 4 м, с максимальной глубиной 8 м. Результаты радиоуглеродного датирования свидетельствуют о начале болотообразовательного процесса около 6000 лет назад в локальных микропонижениях. Топяной участок, представляющий собой заросшее озеро, более молодой и его образование началось около 4000 лет назад [3].

Для оценки глубины торфяной залежи и обеспечения высокой проникающей способности использовался антенный блок АБ-90 георадара «ОКО-2». Антенна имеет среднюю частоту спектра излучения 90 МГц, что позволяет проводить зондирование до глубины в 16 м [4]. Зондирование проводилось по траектории вдоль периметра открытой топи. Траектория зондирования была выбрана с учётом сделанных ранее измерений с помощью бура.

3. Мощность торфяной залежи

Для детальной прорисовки рельефа дна болота шаг сканирования был выбран 5 см. Общая длина профиля составила 425 м, развертка по глубине – 400 нс.

Для повышения контрастности эхограммы следует учитывать экспоненциальное ослабление излучения с глубиной при проникновении в среду исследования. Зондируемая среда содержит влагу, которая вызывает ослабление радиосигналов. Коррекцию экспоненциального затухания можно провести лишь в среднем для исследуемой среды. Последовательность операций следующая: при каждом положении геолокатора временные записи отраженных сигналов преобразуются в амплитуды аналитического сигнала, а затем усредняются по всем положениям. В предположении экспоненциального затухания сигналов усредненная зависимость аппроксимируется наклонной прямой с использованием полулогарифмического масштаба [5]. Таким образом, коррекция этого ослабления позволяет выровнять между собой вклад всех слоев и тем самым повысить контрастность эхограммы (рис. 1). На рис. 1 по оси абсцисс отложен путь, пройденный геолокатором, а по оси ординат временное запаздывание отраженных сигналов. Градациями серого цвета изображена интенсивность отраженных сигналов. Виден характерный рельеф минерального дна. На участке от 210 до 320 м наблюдается выраженное повышение дна болота. Ниже наблюдается еще один слой. Но он является вторичным отражением сигнала и не несет в себе полезной информации.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

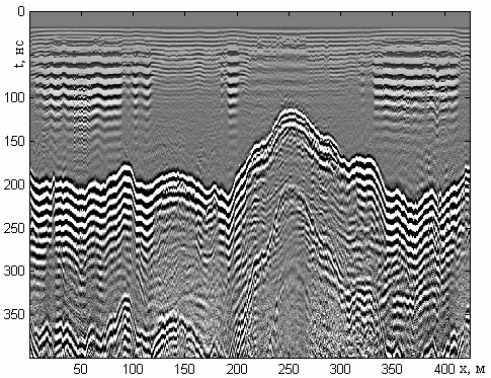


Рис. 1. Исходные данные зондирования с учётом экспоненциального ослабления сигнала

Fig. 1. Raw geolocation data taking into account the exponential attenuation

Сильное отражение на участках 0–100 и 320–400 м, соответствующее времени от 50 до 130 нс, говорит о незамерзшей воде в слое торфа. В данном месте в болотной толще присутствует водяная линза мощностью 0,5–2 м.

По данным 60 измерений глубины торфа и оконтуривания границ болота по космоснимку была построена карта рельефа минерального дна болота [3]. На основе этой карты были получены значения глубины торфа вдоль трека зондирования георадаром. На рис. 2 приведено сопоставление данных бесконтактного и контактного методов измерения глубины торфозалежи.

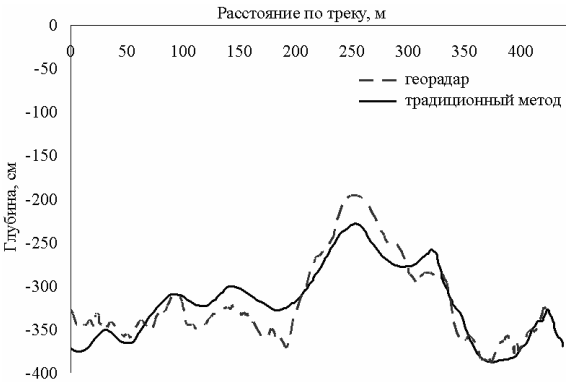


Рис. 2. Сопоставление данных измерений глубины торфозалежи с помощью георадара и торфяного бура

Fig. 2. The comparison of the depth measurements of peat deposits with GPR and peat drill

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Как видно, наблюдается достаточно хорошее совпадение. Данные георадара показывают микрорельеф минерального дна болота, обнаруживая даже мелкие неровности, которые невозможно обнаружить контактным способом.

4. Снежный покров

Для оценки толщины снежного покрова использовался малый антенный блок АБ-1700 георадара «ОКО-2». Антенна имеет среднюю частоту спектра излучения 1700 МГц, максимальную разрешающую способность по глубине 0,03 м [4]. Траектория движения, шаг сканирования и общая длина профиля остались такими же, что и при определении глубины торфяной залежи. Развертка по глубине составила 16 нс. Процедура обработки данных аналогична применяемой при определении глубины болота. На рис. 3 представлены данные с учетом экспоненциального ослабления. Как видно, после учета ослабления контрастность полученной картины заметно повышается.

Используя данные зондирования толщины снежного покрова можно восстановить рельеф поверхности болота. Это связано с тем, что зимой снег ложится ровным слоем, образуя практически плоскую горизонтальную поверхность.

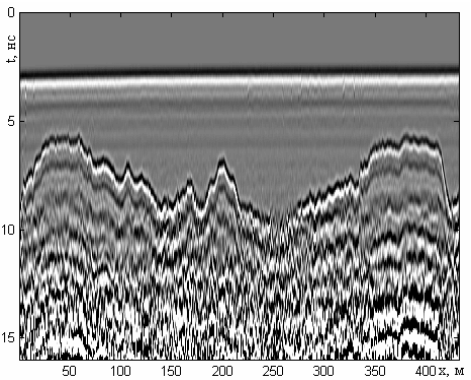


Рис. 3. Данные зондирования толщины снежного покрова

Fig. 3. The geolocation data of snow cover thickness

На рис. 4 приведено сопоставление замеров высоты снега традиционным способом и с использованием георадара. Как видно, наблюдается достаточно хорошее согласование.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

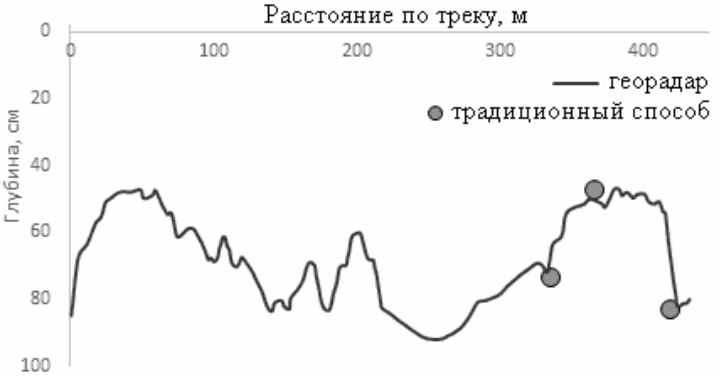


Рис. 4. Сопоставление данных георадара и измерения глубины снега

Fig. 4. The geolocation data of snow cover thickness

К сожалению, остальные точки снегосъёмки оказались достаточно далеки от трассы георадара и не могут быть использованы для сопоставления с геолокационными измерениями. Высота снега на исследуемом болоте изменялась от 50 до 80 см. Верхний слой 9–12 см – это рыхлый, свежевыпавший снег. Под ним располагался плотный наст толщиной 10 см. В центральной части болота под снегом наблюдался 4–8-см слой воды. Поверхность болота под снегом находилась в виде льда или мерзлого торфа толщиной от 8 до 30 см, глубже торф был незамерзшим и насыщенным водой. Плотность снега, определённая весовым методом с помощью снегомера ВС-43, составила 230 и 170 кг/м3 в начале (330-й метр на профиле) и конце (415-й метр) трассы снегосъёмки соответственно.

С учётом того, что снежный покров в период исследования был ровный и практически горизонтальный, рельеф поверхности болота будет иметь обратный вид относительно высоты снега. Т. е. увеличение толщины снежного покрова на участках профиля от 50 до 350 м соответствует понижению рельефа поверхности болота, а уменьшение толщины снега в самом начале и конце трассы – повышению рельефа поверхности на окраине болота.

5. Заключение

Таким образом, проведённое в работе исследование показало высокую корреляцию обнаруженных особенностей структуры болота «Тимирязевское» и мощности снежного покрова по данным геолокационных и контактных измерений.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках гранта Российского фонда фундаментальных исследований (мол_а) № 16-32-00619 «Исследование возможностей применения джиттера для увеличения разрешающей способности в подповерхностной радиотомографии».

Список литературы

[1] Петров К.М. Общая экология: взаимодействие общества и природы. С-П.: Химия, 1997. 352 с.

[2] Williams B.K. Adaptive management of natural resources—framework and issues // Journal of Environmental Management. 2011. V. 92. No. 5. P. 1346-1353.

[3] Головацкая Е.А., Дюкарев Е.А., Смольянинов Е.Е. Ландшафтно-экологическая характеристика олиготрофного болота «Тимирязевское» (Томский район, Томская область) // Современные проблемы генезиса, географии и картографии почв: Сб. материалов V всероссийской конференции с международным участием, 1–5 октября 2011 г. Томск: ООО «Копи-М», 2011. С. 282-285.

[4] Инструкция по эксплуатации радиотехнического прибора подповерхностного зондирования (георадар) «ОКО-2». М.: ООО «Логические системы», 2011. 98 с.

[5] Якубов В. П., Шипилов С. Э., Суханов Д. Я., Клоков А. В. Радиоволновая томография: достижения и перспективы. Томск: НТЛ, 2014. 264 с.

References

[1] Petrov K.M. *Obshchaya ekologiya: vzaimodeistvie obshchestva i prirody* [General ecology: interaction of society and nature]. S-P, Khimiya Publ., 1997, 352 p. (In Russian).

[2] Williams B.K. Adaptive management of natural resources—framework and issues. *Journal of Environmental Management*, 2011, vol. 92, no. 4, pp. 1346 - 1353.

[3] Golovatskaya E.A., Dyukarev E.A., Smol'yaninov E.E. [Landscape-ecological characteristic of oligotrophic bog «Timiryazevskoe» (Tomsk district, Tomsk region)]. *Sovremennye problemy genezisa, geografii i kartografii pochv: Sb. materialov V vserossiiskoi konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem, 1–5 oktyabrya 2011.* Tomsk: OOO «Kopi-M» Publ., 2011, pp. 282 - 285. (In Russian).

[4] *Instruktsiya po ekspluatatsii radiotekhnicheskogo pribora podpoverkhnostnogo zondirovaniya (georadar) «OKO-2»* [Manual for the ground penetrating radar «OKO-2»]. M.: OOO «Logicheskie sistemy» Publ., 2011, 98 p. (In Russian).

[5] Yakubov V.P., Shipilov S.E., Sukhanov D.Ya., Klokov A.V. *Radiovolnovaya tomografiya: dostizheniya i perspektivy* [Radiowave tomography: achievements and perspectives]. Tomsk, NTL Publ., 2014, 280 p. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of grant of the Russian Foundation for Basic Research (mol_a) No. 16-32-00619 “Study possibilities for applying jitter to increase resolution in the subsurface tomography”.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Synchronization of the target simulator for radar with variable modulation parameters

Vladimir G. Vazhenin, Alexander S. Bokov, Lyubov L. Lesnaya, Artem K. Sorokin, Evgeniy F. Zapolskih
Institute of Radioelectroncs and Information Technologies,
Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N.Yeltsin
32 Mira str., Yekaterinburg city, 620002, Russian Federation
v.g.vazhenin@urfu.ru

Abstract: *The article discusses possibilities of multifunction airborne radio altimeter systems (MARAS) to measurement of the height and flight velocity vector components to obtain information about the state of the sea surface. Spectral and spatial-time methods of the reflected signals processing are studied to extract information about the sea waves characteristics. The proposed mathematical model of the reflected signal takes into account the properties of a structure and parameters of the MARAS, the sea surface state, the presence of relative motion of aircraft and sea waves. The results of the MARAS work modeling shows the possibility of measuring characteristics of the sea surface.*

Keywords: *sea surface, modeling, airborne altimeter systems, the settings swell, wave parameters, reflected signal.*

Измерение параметров и характеристик волнения морской поверхности радиовысотомерными системами

Важенин В.Г., Боков А.С., Лесная Л.Л., Сорокин А.К., Запольских Е.Ф.
Институт радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета им. первого Президента России Б.Н. Ельцина
Россия, г. Екатеринбург, Свердловской обл., 620002, ул. Мира, 32
v.g.vazhenin@urfu.ru

Аннотация: *Рассмотрены возможности многофункциональных бортовых радиовысотомерных систем (РВС), обеспечивающих измерение высоты и составляющих вектора скорости полета для получения информации о состоянии морской поверхности. Исследуются спектральные и пространственно-временные методы обработки отраженных сигналов для извлечения информации о харак-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

теристиках морских волн. Предложена математическая модель отраженного сигнала, учитывающая особенности структуры и параметров РВС, состояние морской поверхности, наличие взаимного движения ЛА и морских волн. Приведены результаты модельных исследований работы РВС, показывающие возможности измерения характеристик волн морской поверхности.

Ключевые слова: морская поверхность, моделирование, бортовые радиовысотомерные системы, параметры волнения, отраженный сигнал.

1. Введение

Совершенствование летательных аппаратов, постоянное расширение диапазона решаемых ими задач обуславливает необходимость разработки систем, обеспечивающих повышение точности навигации в широком диапазоне их применения.

Бортовые системы навигации при полете ЛА над земными поверхностями для определения их местоположения часто используют цифровые карты местности, что исключается при полетах над морской поверхностью. Данный факт обуславливает необходимость поиска путей и создания средств, обеспечивающих повышение точностных характеристик навигации на участках маршрута над морской поверхностью [1].

В настоящее время для этих целей активно используются радиовысотомерные системы (РВС), обеспечивающие измерение высоты полета и составляющих вектора скорости полета ЛА.

Сложный и случайный характер волнения морской поверхности, наличие аномальных волн, движение волн и самой поверхности обуславливают необходимость получения постоянной и достоверной информации о морской поверхности, об основных параметрах волнения.

Далее рассматриваются основные параметры и характеристики морского волнения, влияющие на точность работы РВС, а также возможность измерения основных параметров волн по сигналу РВС.

2. Морская поверхность

Известно, что основными параметрами волн являются высота волны $h_в$; длина волны $L_в$; период волны $T_в$ [3].

Наибольшее распространение и применение нашло представление взволнованной морской поверхности, как вероятностный случайный процесс. При спектральном представлении морской поверхности в промежутке квазистационарности и на участке квазистационарности поверхности

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

наиболее обоснована следующая аппроксимация частотного спектра морского волнения в области его основного максимума [3, 4].

$$S_{\xi}(\omega) = A \cdot 10^{-k} \cdot \exp(-B \cdot 10^{-n}),$$

где *A, B, k, n* –параметры.

Важным фактором, влияющим на работу РВС, является движение морской поверхности, определяемое как различными видами течений (приливными течениями, дрейфовым течением поверхностного слоя воды под действием местного ветра), так и орбитальным движением отражающих частиц.

Скорость дрейфового течения $V_{\text{др}}$ определяется следующим выражением:

$$V_{\text{др}} = (0,0127 / \sqrt{\sin \varphi_{\text{ш}}})V,$$

где V – скорость ветра; $\varphi_{\text{ш}}$ – широта.

Величина $V_{\text{др}}$ в средних широтах по данным, приведенным в работе [3], достигает значений 0,02–0,04 км/ч.

Основное влияние на отраженный от морской поверхности сигнал оказывает орбитальное движение отражающих частиц водной поверхности. Скорость движения частицы по орбите при периоде волны $T_{\text{в}}$ и ее высоте $h_{\text{в}}$ равна

$$V_{\text{орб}} = \pi h_{\text{в}} / T_{\text{в}}.$$

Орбитальное движение частиц приводит к частотной модуляции отраженного сигнала и к расширению спектра сигнала [4].

В табл. 1 приведены значения $V_{\text{орб}}$ при различном волнении морской поверхности, которые можно использовать для оценки ширины спектра сигнала, отраженного от морской поверхности.

Табл. 1. Значения орбитальной скорости.
Table 1. The orbital velocity values

Волнение, баллы	1	2	3	4	5
$V_{\text{орб}}$, м/с	0,375	0,75	0,97	1,26	1,57

Орбитальная (часто ее называют фазовой) скорость движения частиц воды:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$V_{\text{ф}}=V_{\text{орб}}=\frac{gT}{2\pi}\approx 1{,}55T,\quad \text{м/с}.$$

где $V_{\text{ф}}$ – фазовая скорость движения частиц воды; g – гравитационная составляющая.

Перенос энергии поверхностными волнами осуществляется движением группы волн и происходит со скоростью $V_{\text{гр}}$, в два раза меньшей, чем фазовая скорость.

Поэтому групповая скорость волн:

$$V_{\text{гр}}=0,5V_{\text{ф}}\approx 0,78T,\quad \text{м/с},$$

где $V_{\text{гр}}$ – групповая скорость движения волны.

В табл. 2. представлены скорости движения частиц волны для разной балльности волнения при движении ЛА со скоростью $V_{\text{ла}}=200$ м/с.

Табл. 2. Зависимость параметров морского волнения от балльности.
Table 2. The dependence of the sea waves parameters from the intensity

Балльность	0	1	2	3	4	5	6	7
T, с	0	0,025	0,05	0,1	0,15	0,287	0,5	0,7375
$V_{\text{ф}}$, м/с	0	0,038	0,077	0,155	0,232	0,445	0,775	1,1431
$V_{\text{гр}}$, м/с	0	0,019	0,039	0,078	0,117	0,224	0,39	0,5753

Значения скоростей также можно определить по следующему графику (рис. 1).

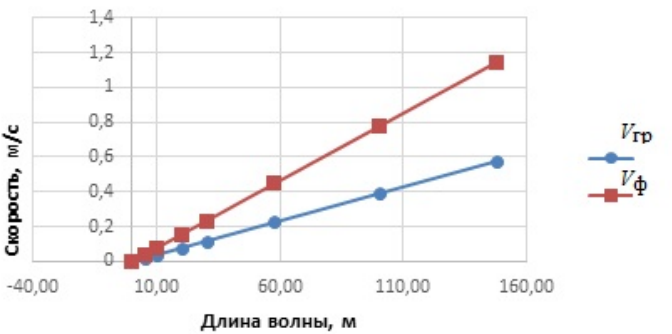


Рис. 2. Зависимость групповой и фазовой скоростей морских волн от их длины.
Fig. 2. The dependence of group and phase velocities of the waves to their length

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Модельные исследования работы высотомерного канала над морской поверхностью

Модельные исследования работы высотомерного канала РВС проводились на базе разработанной модели работы РВС над морской поверхностью в условиях типового применения [5].

Измеренная высота полета ЛА над взволнованной поверхностью представляет собой сумму высоты полета от среднего уровня подстилающей поверхности и флуктуации морской поверхности. На рис. 2 приведены результаты исследований зависимости измеренных РВС флуктуаций морской поверхности от высоты волн при разной высоте полета.

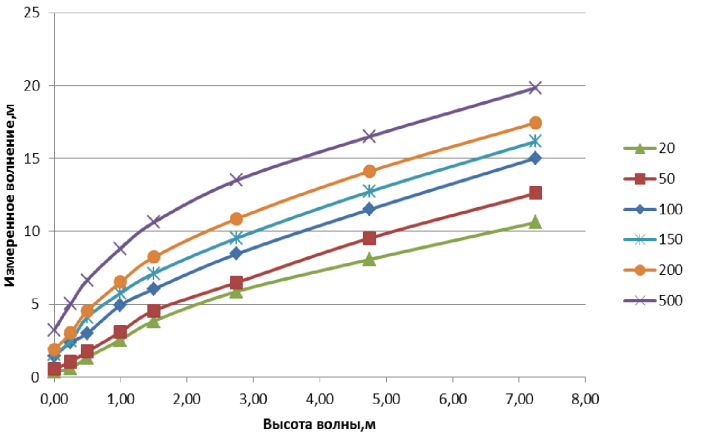


Рис. 2. Зависимость измеренных РВС высот волн морской поверхности от значений высоты волны при разной высоте полета ЛА.

Fig. 2. The dependence of the measured RVS the wave heights of the sea surface from values of the wave height in different LA altitude

Анализируя приведенные результаты, можно утверждать, что величина флуктуаций выходного сигнала РВС существенным образом зависит как от высоты волн, так и от высоты полета ЛА.

Увеличение флуктуаций при возрастании высоты полета обусловлено увеличением количества волн, попадающих в облучаемую область на морской поверхности.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Зависимость флуктуационной ошибки работы РВС от высоты морских волн

Результаты исследований ошибки на разной высоте полета ЛА от 20 до 500 м приведены на рис. 3.

При малой высоте волны имеет место быстрое возрастание значений, что связано с большим количеством волн с маленькой длиной в пятне облучения, затем в связи с увеличением длины волны, количество волн в пятне облучения становится меньше и происходит снижение скорости роста флуктуаций.

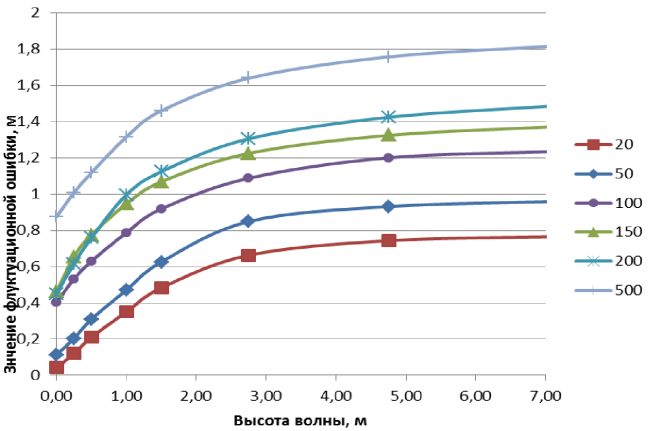


Рис. 3. Зависимость флуктуационной ошибки от высоты волн для разных высот полета ЛА.
Fig. 3. The dependence of the fluctuation error from the wave height for the different heights of flight LA

5. Заключение

Анализ параметров, характеризующих волнение морской поверхности, показывает, что в качестве основных параметров могут использоваться высота и длина морских волн. Вышеназванные параметры волн позволяют оценивать характер и состояние взволнованной морской поверхности, а также оценивать групповую и фазовую скорости движения морских волн.

Разработка модели формирования сигнала над морской поверхностью позволяет исследовать работу РВС в широких условиях применения ЛА.

Рассмотренные алгоритмы измерения высот волн по величине флуктуаций выходного сигнала РВС позволяют оценивать такие параметры,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

как высота и период волн, а также скорость их движения. Погрешность измерения можно существенно уменьшить, используя коэффициенты коррекции, зависящие от высоты полета ЛА, высоты и скорости движения волн.

Использование известных из литературы алгоритмов измерения высот волн [6], основанных на выделении информации о рельефе морской поверхности, может существенно повысить точность измерения высот волн, скорости их движения, что открывает возможности повышения точности навигации ЛА.

Список литературы

[1] Небылов А. В. Измерение параметров полета вблизи морской поверхности. СПб.: СПбГААП, 1994. 307 с.

[2] Егоров Н.И. Физическая океанография. Гидрометеоиздат, 1974. 456 с.

[3] Давидан И.Н., Лопатухин Л.И., Рожков В.А. Ветровое волнение как вероятностный гидродинамический процесс. Л. : Гидрометеоиздат, 1978. 284 с.

[4] Гарнакерьян А.А., Сосунов А.С. Радиолокация морской поверхности. Ростов: Изд-во Ростовского университета, 1978. 144 с.

[5] Сорокин А.К., Важенин В.Г. Вопросы построения модели формирования сигнала импульсного радиовысотомера над морской поверхностью // Радиолокация, навигация, связь: труды XV международной научно-технической конференции. Воронеж, 2009. С. 1555–1564.

[6] Важенин В. Г., Никитин Н.П., Устыленко Н.С. Алгоритмы прогнозирования параметров волнения морской поверхности радиовысотомерными датчиками // Оборонная техника. № 6-7. 2003. С. 35-38.

References

[1] Nebylov A.V. The measurement of flight parameters near the sea surface. SPb.: SPbGAAP, 1994. 307 p.

[2] Egorov N.I. Physical Oceanography. L.: Gidrometeoizdat, 1974. 456 p.

[3] Davidan I.N., Lopatoukhin L.I., Rozhkov V.A. The wind waves as stochastic hydrodynamic process. L.: Gidrometeoizdat, 1978. 284 p.

[4] Garnakerian A.A., Sosunov A.S. The sea surface radiolocation. Rostov: Publishing house of Rostov University, 1978. 144 p.

[5] Sorokin A.K., Vazhenin V.G. The questions of construction of models of formation of the pulsed radar altimeter signal of above the sea surface // Radar, navigation, communication: proceedings of the XV international scientific-technical conference. Voronezh, 2009. Pp. 1555–1564.

[6] Vazhenin, V.G., Nikitin N.P., Ustylenko, N.S. The algorithms for predicting the parameters of the excitement of the sea surface radiosensors // Defence equipment. № 6-7. 2003. Pp. 35-38.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Application of georadar sounding for geodynamic monitoring of karst processes

Nikolay V. Dorofeev[1], Artem A. Bykov[1], Oleg R. Kuzichkin[1], Alexander V. Kos'kin [2]
[1]*Murom institute (branch) of the Vladimir state university*
Муром, 602264, Russian Federation
bykov_a_a@list.ru
[2]*Oryol state university n.a. I.S Turgenev*
Oryol, 302026, Russian Federation

Abstract: *The article deals with the practical application of georadar-sounding for detailed study of the development of karst. The importance of a solved problem for the planning of the construction and operation of industrial facilities in the karst areas. The article studied interference that affect the results of geodynamic control of a karst with use georadar survey. The model of influence of temperature variations in the geological environment is constructed. Proposed and tested temperature correction algorithm, which allows increasing the reliability of registering geodynamics karst processes using georadar sounding.*

Keywords: *geomagnetic pulsations, phase and amplitude front, magnetotelluric intubation, dispersion of phase speeds, wave packet.*

Применение георадарного зондирования для геодинамического мониторинга карстовых процессов

[1]Дорофеев Н.В., [1]Быков А.А., [1]Кузичкин О.Р., [2]Коськин А.В.
[1]*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета*
г. Муром, 602264, Российская Федерация
bykov_a_a@list.ru
[2]*Орловский государственный университет имени И.С. Тургенева*
г. Орел, 302026, Российская Федерация

Аннотация: *Рассматриваются вопросы практического применения георадарного зондирования для детального изучения развития карста. Отмечена важность решаемой задачи для планирования строительства и эксплуатации промышленных объектов на закарстованных территориях. Проведен анализ помех, влияющих на результаты геодинамического контроля карста с использованием георадарной съемки. Построена модель влияния температурных вариаций в геологической*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

среде. Предложен и опробован алгоритм температурной коррекции, позволяющий повысить надежность регистрации геодинамики карстовых процессов с использованием георадарного зондирования.

Ключевые слова: геомагнитные пульсации, фазовый и амплитудный фронт, магнитотеллурическое зондирование, дисперсия фазовых скоростей, волновой пакет.

1. Введение

На практике для решения проблем защиты природных и техногенных объектов от возможных последствий катастроф, а также контроля за несущей способностью налегающих и подстилающих грунтов в процессе эксплуатации промышленных объектов на закарстованных территориях целесообразно использовать мониторинговые системы геодинамического контроля [1-3]. Они позволяют проводить относительную оценку геомеханических изменений, происходящих вследствие развития карстовых процессов, и проводить прогнозную оценку возможности техногенных катастроф на основе алгоритмов информационной обработки данных геодинамического контроля.

В данном случае под объектами геодинамического контроля мы понимаем карстовые геодинамические объекты: в общем случае это - геологический разрез, а в частности, это - приповерхностные и глубинные неоднородности карстового происхождения. В [4] определены основные положения и общие требования по составу и содержанию работ по мониторингу состояния геологической среды, для экзогенных процессов определены контролируемые параметры и период проведения наблюдений, а также условия формирования прогнозных оценок. При этом основной направленностью мониторинговых работ является проведение контроля трендовой составляющей геодинамических параметров. Однако, как показали исследования, проводимые в последнее время, цикличные вариации в большинстве случаев являются определяющими при формировании предпосылок катастроф на техногенных объектах. Вследствие этого определяющей особенностью геодинамического контроля является выделение и независимый контроль, как трендовой составляющей, так и периодических изменений в среде вызванных цикличными факторами [5].

Использование метода георадарного зондирования для геодинамического контроля карстовых процессов позволяет выделить приповерхностный карстовый геодинамический объект и его трендовые изменения в геологической среде [6]. Однако при глубинных исследованиях необходимо использовать косвенные признаки развития карстовых процессов. При

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

этом основной проблемой контроля периодических вариаций при георадарном зондировании является необходимость определения помехообразующих факторов и разработка надежных алгоритмов выделения геодинамических изменений на основе применяемых моделей контроля.

2. Модель влияния температуры на результаты георадарного контроля периодических вариаций карстовых аномалий

При георадарном контроле периодических вариаций карстовых аномалий необходимо учитывать зависимость получаемых данных от температурных факторов. Температурная помеха при анализе временных рядов георадарных данных является следствием принципов работы георадара [7]. Уровень температурных помех определяется температурной зависимостью электрических параметров геологического разреза и соответственно глубиной проникновения температурных волн в среде.

Как видно из рисунка 1 при более длительном воздействии глубина проникновения температуры ограничивается десятком метров, и время запаздывания составляет в среднем один месяц на один метр. Сезонные (годовые) колебания вызывают изменения температур на глубинах до 20 - 40 м. На таких глубинах теплопередача осуществляется в основном за счет молекулярной теплопроводности, а также движения подземных вод.

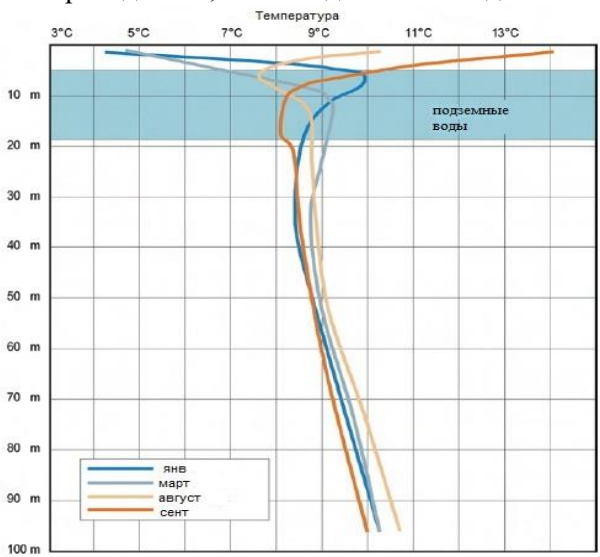


Рис. 1. Сезонные (годовые) колебания изменения температуры в геологической среде
Fig. 1. Seasonal (annual) fluctuations of temperature changes in the geological environment

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

При использовании слоистой модели геологической среды необходимо ее дополнить зависимостями обобщенных параметров среды - проводимости и диэлектрической проницаемости от температуры.

Как видно из приведенных данных контроля температуры в верхней части геологического разреза распределение температуры по глубине хорошо аппроксимируется кусочно-линейной функцией (рисунок 2):

$$T(h) = T_0 + \frac{T_m - T_0}{h_m}, \quad h = [0, h_m],$$

$$T(h) = \frac{T_m h_c + T_c h_m}{h_m - h_c} + \frac{T_m - T_c}{h_m - h_c} h, \; h = [h_m, \; h_c]; \qquad (1)$$

$$T(h)=T_c, \; h=[h_c, \infty]$$

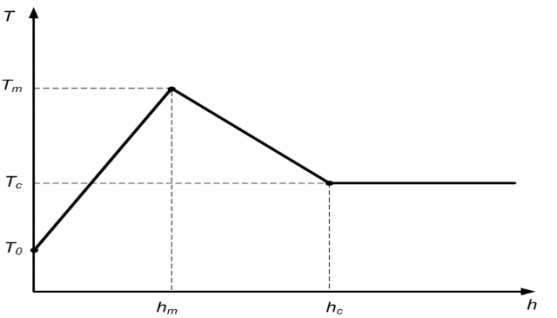


Рис. 2. Параметрическая модель распределения температуры в геологическом разрезе

Fig. 2. Parametrical model of distribution of temperature in a geological section

В данном случае для используемой параметрической зависимости температуры в геологическом разрезе от глубины предполагается, что данные по T_c являются известными для всех точек местного контроля, информация по T_0 получается в результате прямых, а по T_mкосвенных измерений в точках местного контроля.

В предположении нахождения границы карстовой неоднородности до глубины h_c при компенсации температурных помех можно воспользоваться методом, приведенным в работах [8, 9] для трехслойной параметрической геоэлектрической модели. При этом верхний слой $h = [0, h_m]$, описываемый параметрами σ_1 и ε_1, а нижний слой $h = [\, h_m, h_c]$, с параметрами σ_3 и ε_3, в пределах которого может находиться карстовая неоднородность, описываемая комплексным параметром $\dot{\sigma_2}$.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Комплексная проводимость контролируемого участка среды может быть выражена соответствующей параметрической функцией:

$$\sigma(j\omega,T)=\sigma_1\int_0^{h_m}\varsigma_1(h)\left(1-\alpha_{T\sigma_1}\left(T_0+\frac{T_m-T_0}{h_m}\right)\right)\partial h+$$
$$+\ j\omega\varepsilon_1\int_0^{h_m}\varsigma_1(h)\left(1-\alpha_{T\varepsilon_1}\left(T_0+\frac{T_m-T_0}{h_m}h\right)\right)\partial h+$$
$$+\sigma_3\int_{h_m}^{h_c}\varsigma_3(h)\left(1-\alpha_{T\sigma 3}\left(\frac{T_mh_c+T_ch_m}{h_m-h_c}+\frac{T_m+T_c}{h_m-h_c}h\right)\right)\partial h+ \qquad (2)$$
$$+\ j\omega\varepsilon_3\int_{h_m}^{h_c}\varsigma_3(h)\left(1-\alpha_{T\varepsilon 3}\left(\frac{T_mh_c+T_ch_m}{h_m-h_c}+\frac{T_m+T_c}{h_m-h_c}h\right)\right)\partial h+$$
$$+\left(\sigma_2(1-\alpha_{B\sigma}T_B)+\ j\omega\varepsilon_2(1-\alpha_{B\varepsilon}T_B)\right)\int_{h_1}^{h_2}\varsigma_2(h)\partial h$$

где h_1, h_2 - зона расположения карстовой неоднородности.

В соотношении (2) неизвестными являются температурные коэффициенты α_{Ti}, которые могут быть определены на основе регрессионного анализа данных георадарного контроля и данных контроля температуры при условии стационарности температурных деформаций и с учетом геодинамических изменений карстовой неоднородности.

3. Алгоритм температурной коррекции георадарных данных

Рассмотрим принцип обработки данных георадарного зондирования с температурной коррекцией полученных результатов. Он основан на том, что общее время регистрации коэффициента передачи среды разбивается условно на N геодинамически стабильных интервалов (т.е. геодинамическое изменение коэффициента передачи стационарно и равно $\Delta H_i(\omega)$).

На основании (2) имеем линейное регрессионное соотношение, объединяющее интервалы времени, и позволяющее выделить геодинамический тренд, которое может быть приведено к следующему виду:

$$H(\omega,T)=H(\omega,T_0)+\alpha_T T+\Delta H_i(\omega) \qquad (3)$$

где i – интервал измерений, α_T – обобщенный температурный коэффициент.

Для каждого интервала времени геодинамика среды полностью определяется вариациями коэффициента передачи:

$$\Delta_i=H(\omega,T_0)+\Delta H_i(\omega). \qquad (4)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Регрессионное соотношение формируется исходя из целевой функции:

$$\Psi(\omega,T)=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}\left(H_{ij}(\omega,T)-\alpha_T T_{ij}-\Delta_i\right)^2$$

где N – количество интервалов контроля геодинамического процесса; M - количество точек измерений в интервале контроля.

В результате обобщенный температурный коэффициент определяется как:

$$\alpha_T=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}H_{ij}\left(T_{ij}-\frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M}T_{ij}\right)\Bigg/\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}T_{ij}\left(T_{ij}-\frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M}T_{ij}\right) \quad (5)$$

Откуда получаем расчетное значение геодинамических вариаций коэффициента передачи Δi:

$$\Delta_i=\frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M}H_{ij}-\frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M}T_{ij}\cdot\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}H_{ij}\left(T_{ij}-\frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M}T_{ij}\right)\Bigg/\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}T_{ij}\left(T_{ij}-\frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M}T_{ij}\right) \quad (6)$$

Обозначим через $\overline{H}_m=\frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M}H_{ij}$, и $\overline{T}_m=\frac{1}{M}\sum_{j=1}^{M}T_{ij}$, тогда геодинамический тренд с учетом температурной коррекции может быть определен по следующему соотношению:

$$\Delta_i=\overline{H}_M-\overline{T}_M\cdot\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}H_{ij}\left(T_{ij}-\overline{T}_M\right)\Bigg/\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}T_{ij}\left(T_{ij}-\overline{T}_M\right). \quad (7)$$

4. Заключение

Приведенные соотношения (3-7) имеют общий характер, позволяющие формализовать предварительный этап обработки данных георадарного зондирования на местных уровнях контроля карстовых процессов с учетом температурных вариаций в геологическом разрезе.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МК-7406.2015.8.

Список литературы

[1] Королев В.А. Мониторинг геологической среды / М.: Изд-во МГУ, 1995.

[2] Епишин В.К., Трофимов В.Т. Литомониторинг – система контроля и управления геологической средой / «Теоретические основы инженерной геологии.». М.: Недра, 1985.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] Трофимов В.Т., Епишин В.К. Литомониторинг – система контроля и управления геологической средой / « Инженерная геология и геологическая среда. Доклады советских геологов.». М.: Недра, 1989.

[4] ГОСТ Р 22.1.06-99. Безопасность в чрезвычайных ситуациях. Мониторинг и прогнозирование опасных геологических явлений и процессов. Общие требования.

[5] Кузичкин О.Р. Программно-аппаратная организация электролокационных систем при геомониторинге карста // Проектирование и технология электронных средств. 2006. №4. С.54-58.

[6] Огильви А.А. Геоэлектрические методы изучения карста. Под. Ред. А.И. Заборовского / М.: Из-во Московского университета, 1956.

[7] Владов М.Л., Старовойтов А.В. Георадиолокационные исследования верхней части разреза / М.: МГУ, 1999. 92 с.

[8] Кузичкин О.Р., Цаплев А.В. Температурная коррекция результатов геомониторинговых исследований на основе параметрических моделей сред // Проектирование и технология электронных средств. 2007. №2. – С.39-43.

[9] Кузичкин О.Р. Оценка влияния токов смещения на результаты обработки временных рядов геомониторинга карста. // Методы и средства передачи и обработки информации. Вып.7. СПб.: Гидрометеоиздат. 2006.– С. 59-63.

References

[1] Korolev V.A. *The monitoring of the geological environment*. Moscow. Publisher Moscow State University, 1995. (In Russian).

[2] Epishin V.K., Trofimov V.T. *Litomonitoring - control and management of geological environment*. Theoretical Foundations of Engineering Geology. Moscow. Nedra, 1985.

[3] Trofimov V.T., Epishin V.K. *Litomonitoring - control and management of geological environment.* Engineering geology and geological environment. Reports of Soviet geologists. Moscow. Nedra, 1989.

[4] Russian Federation State Standard 22.1.06-99. Safety in emergencies. Monitoring and forecasting of dangerous geological phenomena and processes. General requirements.

[5] Kuzichkin O.R. [The hardware-software organization of electrolocational systems when geomonitoring a karst]. Design and technology of electronic means. 2006. №4. pp. 54 - 58.

[6] Ogil'vi A.A. *Geoelectric methods for studying karst*. Under. Ed. A.I. Zaborovsky. Moscow. Publisher Moscow University, 1956.

[7] Vladov M.L., Starovojtov A.V. *Georadar researches of an upper of a section.* Moscow. Moscow State University, 1999.

[8] Kuzichkin O.R., Tsaplev A.V. [Temperature correction results geomonitoringovyh studies based on parametric models of media]. Design and technology of electronic means. 2007. №2. pp.39 - 43.

[9] Kuzichkin O.R. [Assessment of influence of displacement currents on results of processing of time series of geomonitoring of a karst]. Methods and transmission media and information processing. №.7. St. Petersburg. Gidrometeoizdat. 2006. pp. 59 - 63.

Acknowledgements

This work was supported by the Russian President's grant MK-7406.2015.8.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Zenneck wave properties on multilayered surface and possibility control of layer's parameters

Michael V. Davidovich[1]
[1]*Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky*
Saratov, 410012, Russian Federation
davidovichmv@yandex.ru

Abstract: *The dispersion equations for the Zenneck surface wave (ZSW) over half-space containing several layers. The conditions of the transition of the fast ZSW to the slow one - surface plasmon (SP) - are found. In the model two-layer environment of the ice-seawater the ZSW can be fast and slow. The excitation equations for ZSW by vertical dipole over a layered medium are considered. It is shown that the results of experimental sensing of field in near and medium zones make possible to recover of medium profile parameters, using inverse problem solution.*

Keywords: *Zenneck surface wave, surface plasmon, dispersion equation, dipole antenna, multilayered medium, excitation of waves, fast wave, slow wave.*

Свойства волны Ценнека над многослойной поверхностью и возможность зондирования параметров слоев

[1]Давидович М.В.
[1]*Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского*
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
davidovichmv@yandex.ru

Аннотация: *Получены дисперсионные уравнения для поверхностной волны Ценнека (ПВЦ) над полупространством, содержащим несколько слоев. Найдены условия переход быстрой ПВЦ в медленную - поверхностный плазмон (ПП). В модели двухслойной среды лед-морская вода ПВЦ может быть как быстрой, так и медленной. Рассмотрены уравнения возбуждения ПВЦ вертикальным диполем над многослойной средой. Показано, что по результатам зондирования поля в ближней и средней зонах возможно восстановление профиля среды.*

Ключевые слова: поверхностная волна Ценнека, поверхностный плазмон, дисперсионные уравнения, дипольная антенна, многослойная среда, возбуждение волн, быстрая волна, медленная волна.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

В монографии [1] с использованием импедансного подхода найдено условие перехода быстрой ПВЦ над плоской границей в медленную: $\varepsilon'(\omega)=1/4$. Здесь $\varepsilon(\omega)=\varepsilon'(\omega)-j\varepsilon''(\omega)$ – спектральная диэлектрическая проницаемость (ДП) материала полупространства (зависимость от времени $\exp(j\omega t)$). В работе [2] за такое условие взято ε' <–3/4. Оба условия ошибочные. Ошибка в [1] связана с разложением по малому импедансу, который в области перехода не мал. Ошибка в [2] привела авторов вообще к неверному заключению о невозможности существования ПВЦ с фазовой и групповой скоростями, удовлетворяющими в быстрой ПВЦ известному условию $v_g > v_p >$ с. Точное условие перехода найдено в работе [3] из дисперсионного соотношения. Из него следует, что точка перехода лежит в области $\varepsilon'(\omega)<0$, т.е. для всех сред, составляющих твердую и жидкую поверхность Земли, ПВЦ быстрая. Однако в многослойной среде ПВЦ может при изменении частоты переходить от быстрой волны к медленной и – наоборот, в зависимости от структуры и дисперсии ДП в слоях.

2. Исследуемая модель

Уравнение для постоянной распространения k_x как для медленного ПП, так и для быстрого и медленного поляритона (включая ПВЦ) одно и тоже [1, 4]:

$$k_x = k_0\sqrt{\varepsilon/(\varepsilon+1)}. \qquad (1)$$

Оно явное и комплексное, коль скоро учитывается диссипация. Для неоднородной среды уже имеем неявное комплексное дисперсионное уравнение (ДУ) [3]. Для проводящего полупространства имеется одна поляритон-плазмонная ветвь: на низких частотах поляритон соответствует быстрой ПВЦ, скорость которой сначала возрастает от *c* (на сверхнизких частотах) до максимальной, а затем начинает падать, становится меньше *c*, в области плазмонного резонанса возникает медленный ПП, который затем переходит в оптический поляритон. Для проводящих сред ε обычно велико, и $k_x \approx k_0$. Тогда в вакууме (воздухе) поперечная компонента мала: $k_z = k_0\sqrt{1-k_x^2/k_0^2}$, и волна слабо втекает под малым углом к поверхности [1, 3]. В проводящей среде поперечное волновое число $\bar{k}_z = \sqrt{k_0^2\varepsilon - k_x^2}$ велико, и волна втекает почти нормально к поверхности. Основная часть энергии переносится в вакууме со скоростью, чуть медленнее скорости света

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

под малым углом [1, 3], что приводит к слабому втеканию. Втекающая часть энергии диссипируется. ДУ (1) получается из условия отсутствия отражения в формулах Френеля, т.е. ПВЦ есть волна, падающая под углом Брюстера [1] (в оптике ей соответствует поляритон, наблюдавшийся Дэвидом Брюстером еще в 1815 г.). Вместо использования громоздкого метода сшивания для вывода ДУ для многослойной среды лучше использовать импедансный подход, определив входной импеданс структуры и приравняв его импедансу в вакууме. Отсутствие коэффициента отражения R и означает переход от задачи дифракции (формул Френеля) к задаче о собственных значениях (к ДУ). Для полупространства с ДП ε и слоя диэлектрика на нем с ДП $\widetilde{\varepsilon}$ имеем следующее ДУ

$$\sqrt{k_0^2 - k_x^2}\,/\,k_0 = Z_{inp}(k_0, k_x), \tag{2}$$

где $Z_{inp} = Z'_{inp} + jZ'_{inp}$ – входной импеданс. Это же ДУ имеет место для многослойной структуры и структуры с неоднородным по глубине профилем ДП. Будем для простоты считать $\widetilde{\varepsilon}$ величиной действительной и положительной. Так, для льда в мегагерцовом диапазоне $\widetilde{\varepsilon} \approx 3.2 - i0.12 \approx 3.2$. Волновые импедансы E-волны в направлении z суть $\widetilde{Z} = Z_0 \widetilde{k}_z / (\widetilde{\varepsilon} k_0)$ и $\overline{Z} = Z_0 \overline{k}_z / (\varepsilon k_0)$. Здесь $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0} = 120\pi$ Ом. Точные параметры удобно определять итерационным методом, полагая в нулевом приближении $k_x = k_0$. В общем случае уравнение для итераций имеет вид

$$k_x = k_0 \sqrt{1 - Z_{inp}^2(k_0, k_x)/Z_0^2}\,. \tag{3}$$

Лучшей сходимостью обладает алгоритм

$$k_x = \left(k_x + k_0 \sqrt{1 - Z_{inp}^2(k_0, k_x)/Z_0^2}\right)/2\,.$$

Граница между быстрой и медленной ПВЦ для ДУ (1) естественно определяется условием $\mathrm{Re}\left(\sqrt{\varepsilon/(\varepsilon+1)}\right) = 1$. Оно несколько громоздко записывается через ε' и ε'' [2]. Его также можно записать и так:

$$\sqrt{\left(|\varepsilon|^2 + \varepsilon\right)} + \sqrt{\left(|\varepsilon|^2 + \varepsilon^*\right)} = 2\left(|\varepsilon + 1|\right). \tag{4}$$

Если $|\varepsilon| >> 1$, то имеем $\varepsilon' \approx -2|\varepsilon|^2\left(1 - |\varepsilon + 1|/|\varepsilon|\right)$. Очевидно, $|\varepsilon+1|/|\varepsilon|$ если $\varepsilon' < -1/(2\varepsilon'')$, при этом ПВЦ медленная. При больших потерях это граничное значение находится вблизи нуля. Однако в этом случае $\varepsilon'' \approx \omega_c / \omega_p$, т.е. условие $|\varepsilon| >> 1$ не выполняется. При $\varepsilon' \sim 1$ будет $\varepsilon'' \sim -1/2$, но опять $|\varepsilon| \sim 1$. Точная граница перехода определяется как действительный корень ζ_1 ку-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

бического уравнения $\xi^3 + p\xi + q = 0$, где $p = \varepsilon''^2$, $q = -\varepsilon''^2/4$, $\xi = 1 + \varepsilon'$ [3]. Если $\xi_1 << 1$ и $\varepsilon''^2 << 1$, то $\xi_1 \approx \sqrt[3]{\varepsilon''^2/4}$, т.е. точка $\varepsilon' = 0$ находится чуть правее –1. На рис. 1, 2 приведены соответствующие численные расчеты. Для правильного анализа следует иметь в виду, что из вакуума волна должна втекать в диссипативное полупространство.

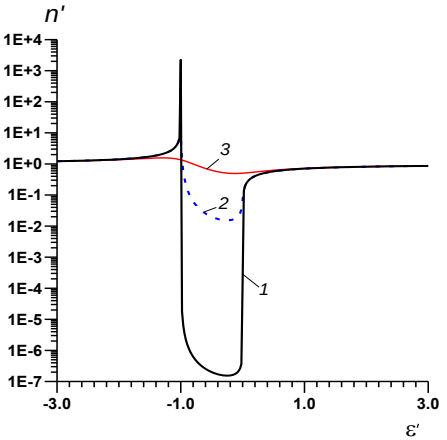


Рис. 1. Переход замедления *n'* от медленных ПВЦ к быстрым в зависимости от ε': $\varepsilon'' = 10^{-7}$, 0.1, 0.4 (кривые 1, 2, 3 соответственно)

Fig. 1. The transition of retardation *n'* of ZSW from slow to fast as depending on ε': $\varepsilon'' = 10^{-7}$, 0.1, 0.4 (curves 1, 2, 3 respectively)

3. Обратная задача для зондирования слоев

Пусть вертикальный диполь с током I и длиной l находится на высоте d от плоскослоистой среды. Поле над поверхностью имеет вид [5]: $\mathbf{E} = (j\omega\varepsilon_0)^{-1}\left(k_0^2 + \nabla\nabla\cdot\right)\mathbf{z}_0 A_z$, где $\mathbf{z}_0$ – орт-вектор, а

$$A_z = \frac{Il}{8\pi}\int_{-\infty}^{\infty} H_0^{(2)}(\chi\rho)\frac{\exp\left(-|z-d|\sqrt{\chi^2-k_0^2}\right) - R(\chi)\exp\left(-(z+d)\sqrt{\chi^2-k_0^2}\right)}{\sqrt{\chi^2-k_0^2}}\chi d\chi . \qquad (9)$$

Здесь $R(\chi)$ – коэффициент отражения для волны с поперечным волновым числом χ, падающей на структуру, а $H_0^{(2)}(\chi\rho)$ – функция Ганкеля:

$$H_0^{(2)}(\chi\rho) = \frac{i}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\exp\left(-jx - |y|\sqrt{\kappa^2-\chi^2}\right)}{\sqrt{\kappa^2-\chi^2}}d\kappa = \frac{i}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\exp\left(-|x|\sqrt{\kappa^2-\chi^2} - jy\right)}{\sqrt{\kappa^2-\chi^2}}d\kappa .$$

Для коэффициента отражения от однородной полуплоскости имеем [5]

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$R(\chi)=\frac{\bar{\varsigma}-\varsigma}{\bar{\varsigma}+\varsigma}=\frac{\sqrt{\chi^2-k_0^2\varepsilon}-\varepsilon\sqrt{\chi^2-k_0^2}}{\sqrt{\chi^2-k_0^2\varepsilon}+\varepsilon\sqrt{\chi^2-k_0^2}}.$$

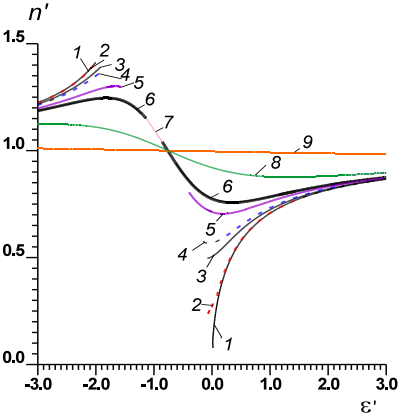


Рис. 2. Замедление ПВЦ в зависимости от ε' при разных диэлектрических потерях ε'': $\varepsilon''=10^{-7}$, 0.1, 0.4, 0.5, 0.8, 0.99, 1.0, 2.0 10.0 (кривые 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 соотвественно). Разрывы кривых соответствуют ПП с изменением направления v_g в диссипативной среде

Fig. 2. ZSW retardation depending on the ε' at different dielectric losses ε'': $\varepsilon''=10^{-7}$, 0.1, 0.4, 0.5, 0.8, 0.99, 1.0, 2.0 10.0 (curves 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 respectively). Breaks in the curves correspond to the SP with change of v_g direction in the dissipative medium

Для многослойной среды вместо $\bar{\varsigma}$ берем входной импеданс ς_{inp}. На основе избыточных измерений вертикальной E_z и горизонтальной E_ρ компонент электрического поля можно ставить обратную задачу о восстановлении профиля диэлектрической проницаемости вглубь поверхности (или об определении параметров слоев многослойной модели поверхности Земли). В качестве искомых параметров служат толщины и комплексные диэлектрические параметры слоев. Ставить задачу лучше в ближней или промежуточной зоне, где сигнал сильный. При этом необходимы численные вычисления интегралов типа (9), которые на современных ЭВМ можно легко сделать с достаточной точностью.

В таблице приведены результаты, моделирующие такой подход. Считалось, что измеренное значение $\tilde{E}_{zn}$ должно иметь погрешности, связанные с измерениями, которые носят случайный характер, а также что в измерениях присутствуют случайные шумы (поля). Теоретические результаты получались путем вычисления интеграла

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$E_z = \frac{Il}{8\pi}\int_{-\infty}^{\infty} H_0^{(2)}(\chi\rho)\left(k_0^2(1-R(\chi))+(\chi^2-k_0^2)(1+R(\chi))\right)\frac{\exp\left(-d\sqrt{\chi^2-k_0^2}\right)}{j\omega\varepsilon_0\sqrt{\chi^2-k_0^2}}\chi d\chi \cdot \quad (10)$$

Таблица 1. Решения обратной задачи в зависимости от числа данных и погрешности

Table 1. Solution of the inverse problem depending on the number of data and error

Интенсивность шума D Noise intensity D	0.1			0.2		
Число отсчетов Number of counts	10	50	100	10	50	100
ε'	2.782	3.041	3.083	2.632	2.984	3.030
ε''	0.251	0.162	0.135	0.311	0.187	1.495
t, м (t, m)	0.355	0.322	0.317	0.377	0.331	0.324

“Экспериментальные” результаты получались как зашумленные значения (10). Использовался белый шум заданной интенсивности. Считалось, что электрически короткий диполь размера 1 м расположен на высоте 10 м, длина волны $\lambda = 10$ м, а “измерения” выполнялись при $z = 0$ в 10 точках: от $\rho = 10$ до $\rho = 100$ м с интервалом 10 м. В каждой точке выполнялось до 10 измерений. Таким образом, всего было использовано 100 значений. Каждым “измерением” было зашумленное датчиком белого шума соответствующее значение интеграла (10): $\widetilde{E}_{zn} = \widetilde{E}_{zn}(1+n(t_n))$, $n(t_n) = \sqrt{2D}\xi_n$, $n = 1,2,...,100$, D – интенсивность шума, значение датчика нормального распределения. Затем решалась обратная задача восстановления значений комплексной ДП $\widetilde{\varepsilon}$ и толщины льда t. Изначально было взято $\widetilde{\varepsilon} = 3.2 - 0.1j$ и $t = 0.3$ м. Соответствующие данные приведены в таблице. Поскольку $H_0^{(2)}(-\chi\rho) = H_0^{(2)}(\chi\rho) + 2J_0(\chi\rho)$, интеграл приводился к области $0 \le \chi < \infty$, которая разбивалась на три области $(0, k_0)$, (k_0, K) и (K, ∞), где K – большое число. При этом вместо функции Ганкеля второго рода получается функция Бесселя. Последний интеграл вычислялся асимптотически в аналитическом виде. Минимизация осуществлялась методом перебора с локализацией путем последовательного уменьшения шага для функции невязки.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

В работе исследованы втекающие поверхностные волны над границей многослойной диссипативной среды. Найдены условия перехода от быстрой волны к медленной. Показана возможность восстановления профиля и параметров слоев по результатам зондирования поля диполя.

Источники финансирования

Доклад подготовлен по результатам исследования, проведенного в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности № 3.1155.2014/К Министерства образования и науки РФ, и гранта РНФ № 16-19-10033.

Список литературы

[1] Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь. 1988. 460 с.

[2] Кукушкин А.В., Рухадзе А.А., Рухадзе К.З. Об условиях существования быстрой поверхностной волны // УФН. 2012. Т. 182. С. 1205-1215.

[3] Давидович М.В. Втекающие и вытекающие несобственные моды – анализ диссипативных дисперсионных уравнений и волна Ценнека. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2014. 104 с.

[4] *Zenneck J.* Über die Fortpflanzung ebener elektromagnetischer Wellen längs einer ebenen Leiterfläche und ihre Beziehung zur drahtlosen Telegraphie // Ann. der Physik. Sept. 1907. Vol. 23. P. 846-866.

[5] Марков Г.И., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1983. 296 с.

References

[1] Vainshtein L.A. Electromagnetic waves, Moscow, Radio i Svyaz, 1988. 460 p. (In Russian)

[2]Kukushkin A.V., Rukhadze A.A., Rukhadze K. Z. On the existence conditionsfor a fast surface wave, UFN, 2012, vol. 182, no.11, pp. 1205 - 1215.

[3] Davidovich M. V. Gliding and leakage improper waves – analysis of dissipative dispersive equations and Zenneck wave. Saratov: Publishing house Sarat. University press, 2014. 104 p. (In Russian).

[4] *Zenneck J.* Über die Fortpflanzung ebener elektromagnetischer Wellen längs einer ebenen Leiterfläche und ihre Beziehung zur drahtlosen Telegraphie, *Ann. der Physik*, Sept., 1907, vol. 23, pp. 846 - 866.

[5] Markov G.T., Chaplin A.F. Excitation of electromagnetic waves. Moscow, Radio i Svyaz, 1983. 296 p. (In Russian)

Acknowledgements

The paper is based on results of a study conducted in the framework of the project part of state task in the sphere of scientific activity No. 3.1155.2014/K of the Ministry of education and science of the Russian Federation, and grant of RSF № 16-19-10033.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Observations of comet C/2011 L4 (PanSTARRS) in OH, H_2O, CH_3OH, and NH_3 lines

Volvach A.E.[1], Berezhnoy A.A.[2], Volvach L.N.[1], Kovalenko A.V.[3], Sobolev A.M.[4], Tolmachev A.M.[3]

[1] *Radio Astronomy and Geodynamics Department, Crimean Astrophysical Observatory, Yalta, Crimea*

[2] *Sternberg Astronomical Institute, Moscow State University, Moscow, Russia*

[3] *Puschino Radio Astronomical Observatory of P.N.Lebedev Physical Institute, Puschino, Moscow region, Russia*

[4] *Ural Federal University, 51 Lenin Str., Ekaterinburg 620000, Russia*

Abstract: *Observations of comet C/2011 L4 (PANSTARRS) performed at RT-22 CrAO during March 7-12, 2003 are presented. This comet was observed at OH lines at λ=18 cm, at NH_3 lines (1,1), (2, 2), and (3, 3) at λ = 1.26 cm, and at H_2O line at λ=1.35 cm. NH_3 gas production rate was estimated as 5×10^{29} molecules s^{-1}, while T_{rot} = 70 K. H_2O line at λ = 1.35 cm was not detected. Comet C/2011 L4 PANSTARRS was observed also at RT-22 PRAO FIAN at CH_3OH line at λ = 8.29 мм on March 13-17, 19, and 21, 2013. Upper limit of the flux of CH_3OH line was estimated as 2 Jy, corresponding to upper limit of CH_3OH gas production rate equal to 2×10^{31} molecules s^{-1}. This value exceeds expected CH_3OH gas production rate on 2-3 orders of magnitude.*

Keywords: *comet, radio observations, molecules, gas production rate.*

Наблюдения кометы C/2011 L4 (PanSTARRS) в линиях OH, H_2O, CH_3OH и NH_3

Вольвач А.Е.[1], Бережной А.А.[2], Вольвач Л.Н.[1], Коваленко А.В.[3], Соболев А.М.[4], Толмачев А.М.[3]

[1] *Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская Астрофизическая Обсерватория, Ялта, Крым*

[2] *Государственный Астрономический Институт им. Штернберга, МГУ, Москва, Россия*

[3] *Пущинская Радиоастрономическая Обсерватория АКЦ ФИАН, Пущино, Россия*

[4] *Уральский Федеральный Университет имени Б.Н. Ельцина, ул. Ленина, 51, Екатеринбург, Россия*

Аннотация: *Представлены результаты наблюдений кометы C/2011 L4 (PANSTARRS), проведённых на радиотелескопе РТ-22 лаборатории радиоастро-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

номии КрАО 7–12 марта 2013 года. Комета наблюдалась в линиях OH на λ=18 см, в линиях NH_3 (1,1), (2, 2) и (3, 3) на λ = 1.26 см и в линии H_2O на λ = 1.35 см. Газопроизводительность кометы по NH_3 оценена как 5×10^{29} молекул сек$^{-1}$, причем T_{rot} = 70 K. Линия H_2O на λ = 1.35 см не была обнаружена. Комета C/2011 L4 PANSTARRS наблюдалась также на РТ-22 ПРАО ФИАН в линии CH_3OH на λ = 8.29 мм 13-17, 19 и 21 марта 2013 г. Верхний предел интенсивности линии CH_3OH оценен на уровне 2 Янских. Это значение соответствует верхнему пределу газопроизводительности кометы по CH_3OH на уровне 2×10^{31} молекул сек$^{-1}$, что превышает ожидаемый уровень газопроизводительности на 2-3 порядка.

Ключевые слова: комета, радио наблюдения, молекулы, газопроизводительность.

1. Введение

Молекулярный состав комет сложен и меняется с изменением их расстояния от Солнца. В оптических спектрах кометных ком найдены полосы молекул CN, C_2, OH, NH, CH; в кометных хвостах наблюдаются также молекулярные ионы CO^+, N_2^+, CO_2^+. Радионаблюдения комет в непрерывном спектре (а также радиолокации комет) дают информацию в первую очередь о внутренней коме, в то время, как спектральные наблюдения молекулярных радиолиний – о химическом составе внешней комы.

Целью данной работы являлась оценка газопроизводительности кометы C/2011 L4 PANSTARRS по воде, аммиаку и метанолу на основании анализа наблюдений этой кометы в спектральных радиолиниях соответствующих молекул.

2. Комета C/2011 L4 PanSTARRS

Комета C/2011 L4 PanSTARRS была открыта 6 июня 2011 года с помощью телескопа системы PanSTARRS как объект 19^m [1]. 5 марта 2013 года комета прошла на расстоянии 1,09 а.е. от Земли. 10 марта 2013 года наблюдалось прохождение кометой перигелия, и ее наибольшая яркость оценивалась в $0,5^m$.

Комета C/2011 L4 PanSTARRS наблюдалась в период 15 февраля - 10 марта 2013 года с помощью 305-м радиотелескопа Аресибо и 100-м радиотелескопа в Грин Бэнк на длине волны 18 см в линиях OH 1667 и 1665 МГц [2]. OH кома этой кометы была сильно переменной на коротких временных интервалах, причем скорость истечения OH была, как правило, больше 1 км/с [2].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Комета наблюдалась также в период 2012-2013 гг. с помощью Solar Wind Anisotropies (SWAN) телескопа на борту космической обсерватории Solar and Heliosphere Observatory (SOHO). Максимальная газопроизводительность молекул воды составила ~ 1×10^{30} молекул $сек^{-1}$ [3].

3. Приемная аппаратура

Радиотелескоп РТ-22 КрАО позволяет проводить радиоастрономические наблюдения в широком диапазоне волн, от дециметровых до миллиметровых, причём, как в непрерывном спектре, так и в линиях. В лаборатории радиоастрономии КрАО с помощью РТ-22 в течение многих лет проводятся работы по исследованию молекулярных линий в кометах. В линии молекулы ОН на длине волны 18 см проведены исследования и определена газопроизводительность молекул для комет: 9P/Tempel 1, Lulin C/2007 N3, C/2009 R1 (МакНота), 17P/Холмса [4, 5].

Радиотелескоп РТ-22 имеет полноповоротную азимутальную установку, на которой смонтировано параболическое зеркало диаметром 22 м и фокусным расстоянием 9.525 м. Вторичное зеркало кассегреновского типа имеет диаметр 1,5 м. При работе с ним эффективное фокальное расстояние увеличивается до 134 м, что делает менее критичным установки во вторичном фокусе элементов приемной аппаратуры.

Приемная система, работающая в диапазоне частот 18-26 ГГц, устанавливалась во вторичном фокусе РТ-22. Перестраиваемые гетеродины, синхронизируемые высокостабильной частотой 5 МГц от водородного стандарта частоты VCH-1005, обеспечивали преобразование входных частот приема в промежуточную частоту 160 МГц с полосой ±16 МГц или ±4 МГц. Для проведения регистрации спектров источников использовалась система регистрации Марк-5B+ и Фурье спектроанализатор параллельного типа [6].

Радиотелескоп РТ-22 в Пущино близок по своим характеристикам к радиотелескопу РТ-22 КрАО и оснащен модуляционным приемником 8-мм диапазона с малошумящим усилителем (МШУ), работающим в микрокриогенной системе замкнутого цикла водородного уровня при температуре 20 К [7]. Шумовая температура системы менялась от 180 до 230 К в зависимости от погодных условий. Получаемые спектры регистрировались автокорреляционным анализатором спектра на 2048 каналов с полосой анализа 50 МГц и частотным разрешением 24.4 кГц или по скорости 0.2 км/с.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Результаты наблюдений кометы C/2011 L4 (PanSTARRS) в линиях аммиака

На рис. 1 приведен итоговый спектр кометы в линии $NH_3(3,3)$ с усреднением в течение несколько дней. Время накопления сигнала в течение одного сеанса наблюдений составляло 5-6 часов.

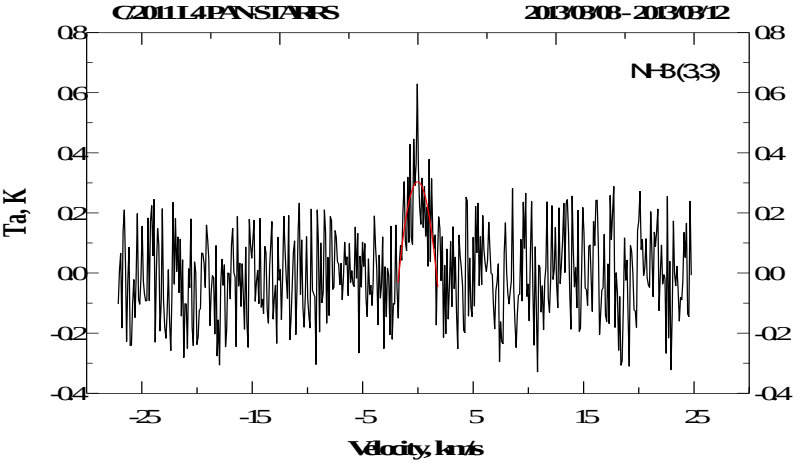


Рис. 1. Усредненный спектр кометы C/2011 L4 PanSTARRS в линии NH_3 (3,3) по результатам наблюдений 8 – 12 марта 2013 года

5. Наблюдения кометы C/2011 L4 (PanSTARRS) в линии метанола

Наблюдения кометы C/2011 L4 (PanSTARRS) в линии $4_{-1}–3_0$ CH_3OH на 36169.29 МГц проводились в период с 14 марта по 21 марта 2013 г. на радиотелескопе РТ-22 Пущинской радиоастрономической обсерватории (ПРАО АКЦ ФИАН). На рис. 2 приведен усредненный за шесть с половиной часов спектр наблюдений, полученный 21 марта 2016 года. Положение ожидаемой линии обозначено крестиком. Показанные на спектрограмме справа вверху параметры вписанной спектральной линии определялись аппроксимацией спектра методом максимальной окрестности [8]. Так как найденная этим методом амплитуда линии оказалась сравнима с величиной среднеквадратичной ошибки (2.8 ± 2.5 Янских), был сделан вывод о том, что, несмотря на значительное усреднение за каждый день наблюдений, обнаружить линию метанола с потоком больше чем 1.5 Янских не удалось.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

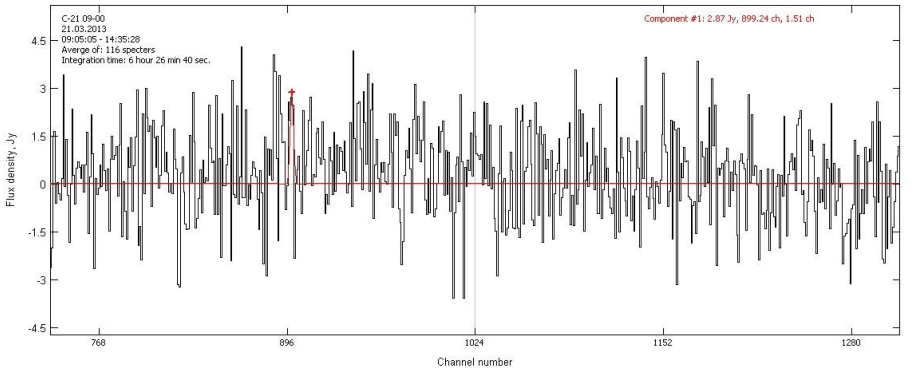


Рис. 2. Усредненный спектр кометы C/2011 L4 (PanSTARRS) по результатам наблюдений 21 марта 2013 года на РТ-22 в Пущино

6. Анализ полученных данных

Верхний предел газопроизводительности кометы по CH_3OH, $Q(CH_3OH)$, определялся по методу из работы [9]. В соответствии с [10] было принято, что $T_{ex} = 103 \times r_h^{-1.1}$, а $V_{exp} = 1.12 \times r_h^{-0.41}$, где T_{ex} и V_{exp} – температура возбуждения и скорость разлета молекул CH_3OH, r_h – гелиоцентрическое расстояние в астр. ед. Скорость фотолиза CH_3OH на 1 астр. ед. (1.3×10^{-5} c^{-1}) была взята из [11].

В результате верхний предел $Q(CH_3OH)$ оказался равен 2×10^{31} мол.c^{-1}, в то время как найденная газопроизводительность кометы по H_2O была равна 4.3×10^{29}, 3.0×10^{29} и 2.2×10^{29} мол c^{-1} 18, 19 и 20 марта 2013 г. соответственно [3]. Для кометы Хейла-Боппа было найдено, что $Q(CH_3OH)/Q(H_2O)$ равно 0.02 [9], и это показывает, что найденный нами верхний предел $Q(CH_3OH$ на три порядка превышает ожидаемый уровень.

7. Заключение

С помощью РТ-22 КрАО начаты работы по исследованию комет в линии NH_3 на длине волны 1.26 см. Проведены наблюдения кометы C/2011 L4 PanSTARRS в момент прохождения кометой перигелия.

Список литературы

[1] Wainscoat R., Micheli M., Wells L., Holmes R., Foglia S., Vorobjov T., Sostero G., Guido E., Sato H., Williams G.V. Comet C/2011 L4 (Panstarrs) // IAU Circ. 2011. No. 9215. P. 1.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] Lovell A.J., Howel E.S. Radio OH observations of Comet C/2011 L4 PANSTARRS // American Astronomical Society, DPS meeting. 2013. V. 45. P. 413.19.

[3] Combi M.R., Bertaux J.-L., Quémerais E., Ferron S., Mäkinen J.T.T., Aptekar G. Water Production in Comets C/2011 l4 (PanSTARRS) and C/2012 f6 (Lemmon) from observations with SOHO/SWAN // Astronomical Journal. 2014. V. 147. Is. 6. Article id. 126. 7 pp.

[4] Volvach A.E., Berezhnoi A.A., Volvach L.N., Strepka I.D., Volvach E.A. Observations of OH Maser Lines at an 18_cm Wavelength in 9P/Temper1 and Lulin C/2007 N3 Comets with RT-22 at the Crimean Astrophysical Observatory // Bulletin of the Crimean Astroph. Observatory. 2011. V. 107. P. 110–112.

[5] Volvach L.N., Berezhnoi A.A., Volvach A.E. Observation of Comets C/2009 R1 (McNaught) and 17P/Holmes in the OH Line at a Wavelength of 18 cm // Bulletin of the Crimean Astrophysical Observatory. 2013. V. 109. P. 71–75.

[6] Вольвач А.Е., Вольвач Л.Н., Стрепка И.Д., Антюфеев А.В., Мышенко В.В., Зубрин С.Ю., Шульга В.М. Некоторые результаты совместных НИИ КрАО и РИ НАНУ исследований областей звездообразования в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн // Изв. Крымской Астрофиз. Обс. 2009. Т. 104. №6. С. 72-79.

[7] Краснов В.В., Миннебаев В.М. Криогенный малошумящий усилитель 8-миллиметрового диапазона // Радиотехника и электроника. 2004. Т. 49. № 1. С. 115-122.

[8] Smirnov G.T., Tsivilev A.P. Computer approximation of the spectrograms of radio sources // Soviet Astronomy. 1982. V. 26. P. 616-621.

[9] Ikeda M., Kawaguchi K., Takakuwa S., Sakamoto A., Sunada K., Fuse T. Multi-transitional observations of methanol in Comet Hale-Bopp (1995 O1) // Astronomy and Astrophysics. 2002. V. 390. P. 363–367.

[10] Biver N., Bockelée-Morvan D., Colom P., Crovisier J., Germain B. et al. Long-term Evolution of the Outgassing of Comet Hale-Bopp From Radio Observations // Earth, Moon, and Planets. 1997. V. 78. Is. 1/3. P. 5-11.

[11] Bockelee-Morvan D., Crovisier J., Colom P., Despois D. The rotational lines of methanol in comets Austin 1990 V and Levy 1990 XX // Astronomy and Astrophysics. 1994. V. 287. Is. 2. P. 647-665.

References

[1] Wainscoat R., Micheli M., Wells L., Holmes R., Foglia S., Vorobjov T., Sostero G., Guido E., Sato H., Williams G.V. Comet C/2011 L4 (Panstarrs), *IAU Circ.*, 2011, no. 9215, p. 1.

[2] Lovell A.J., Howel E.S. Radio OH observations of Comet C/2011 L4 PANSTARRS, *American Astronomical Society, DPS meeting*, 2013, v. 45, p. 413.19.

[3] Combi M.R., Bertaux J.-L., Quémerais E., Ferron S., Mäkinen J.T.T., Aptekar G. Water Production in Comets C/2011 l4 (PanSTARRS) and C/2012 f6 (Lemmon) from observations with SOHO/SWAN, *Astronomical Journal*, 2014, v. 147, is. 6, article id. 126, 7 pp.

[4] Volvach A.E., Berezhnoi A.A., Volvach L.N., Strepka I.D., Volvach E.A. Observations of OH Maser Lines at an 18_cm Wavelength in 9P/Temper1 and Lulin C/2007 N3 Comets with RT-22 at the Crimean Astrophysical Observatory, *Bulletin of the Crimean Astroph. Observatory*, 2011, v. 107, pp. 110–112.

[5] Volvach L.N., Berezhnoi A.A., Volvach A.E. Observation of Comets C/2009 R1 (McNaught) and 17P/Holmes in the OH Line at a Wavelength of 18 cm, *Bulletin of the Crimean Astrophysical Observatory*, 2013, v. 109, pp. 71–75.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[6] Volvach A.E., Volvach L.N., Strepka I.D., Antyufeev A.V., Myshenko V.V., Zubrin S.Yu., Shulga V.M. Nekotorye rezul'taty sovmestnykh NII KrAO I RI NANU issledovanij oblastej zvezdoobrazovanija v santimetrovom i millimetrovom diapazonakh dlin voln, *Izv. Krymskoj Astrofiz. Observatorii*, 2009, v. 104, № 6, pp. 72-79. (In Russian).

[7] Krasnov V.V., Minnenbaev V.M. Kriogennyj maloshumajaschij usilitel' 8-millimetrovogo diapazona, *Radiotekhnika i elektronika*, 2004, v. 49, № 1, pp. 115-122. (In Russian).

[8] Smirnov G.T., Tsivilev A.P. Computer approximation of the spectrograms of radio sources, *Soviet Astronomy*, 1982, v. 26, pp. 616-621.

[9] Ikeda M., Kawaguchi K., Takakuwa S., Sakamoto A., Sunada K., Fuse T. Multi-transitional observations of methanol in Comet Hale-Bopp (1995 O1), *Astronomy and Astrophysics*, 2002, v. 390, pp. 363–367.

[10] Biver N., Bockelée-Morvan D., Colom P., Crovisier J., Germain B. et al. Long-term Evolution of the Outgassing of Comet Hale-Bopp From Radio Observations, *Earth, Moon, and Planets*, 1997, v. 78, is. 1/3, pp. 5-11.

[11] Bockelee-Morvan D., Crovisier J., Colom P., Despois D. The rotational lines of methanol in comets Austin 1990 V and Levy 1990 XX, *Astronomy and Astrophysics*, 1994, v. 287, is. 2, pp. 647-665.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The measurement of the microwave path nonlinearity of the S/X-band radio astronomy receiver system

Maxim B. Zotov[1], Sergey I. Ivanov[1,2]
[1] *Institute of applied astronomy of Russian Academy of Sciences*
St-Petersburg,191187, Russian Federation
ipa@ipa.nw.ru
[2] *Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University*
St. Petersburg 195251, Russian Federation
serg.i.ivanov@mail.ru

Abstract: *The paper presents the results of the measurements of the nonlinear intermodulation distortion parameters of the S/X-band radio astronomy receiving system with a cryogenic cooling system developed in IAA RAS. The authors give the transmission characteristics of the microwave path units, which are measured by the two-tone signal. The blocking dynamic range and the spurious-free dynamic range were calculated in this work.*

Keywords: *radio astronomy, radio telescope, receiver system, nonlinear intermodulation distortion, dynamic range, low-noise amplifiers.*

Измерение параметров нелинейности СВЧ тракта радиоастрономической приемной системы S/X диапазонов длин волн

Зотов М. Б.[1], Иванов С. И.[1,2],
[1]*Институт прикладной астрономии РАН*
г. Санкт-Петербург, 191187, Российская Федерация
ipa@ipa.nw.ru
[2]*Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого*
г. Санкт-Петербург, 195251, Российская Федерация
serg.i.ivanov@mail.ru

Аннотация: *Представлены результаты измерений параметров нелинейных интермодуляционных искажений разработанной в ИПА РАН радиоастрономической приемной системы S/X диапазонов длин волн с криогенной системой охлаждения. Приведены передаточные характеристики блоков СВЧ тракта, измерен-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ные по двухтоновому сигналу. Рассчитан динамический диапазон приемной системы по однодецибельной точке компрессии и динамический диапазон, свободный от интермодуляционных искажений.

Ключевые слова: радиоастрономия, радиотелескоп, приемная система, нелинейные интермодуляционные искажения, динамический диапазон, малошумящие усилители.

1. Введение

Полноповоротный радиотелескоп РТ-70, выполненный по системе Грегори с дополнительными зеркалами для переключения диапазонов рабочих длин волн, обладает антенной системой с главным зеркалом диаметром 70 м – одним из самых больших в России. Построенный в 1985 году, он предназначался для решения разнообразных задач: дальней космической связи, исследования планет земной группы и небесных тел, сближающихся с Землей (астероидов), космического мусора. В соответствии с разработанным планом реконструкции и модернизации данного радиоастрономического инструмента для применения его в интересах координатно-временного обеспечения, в ИПА РАН (Санкт-Петербург) была разработана приемная система S/X диапазонов длин волн [1], обеспечивающая совместимость работы данного радиотелескопа в составе радиоинтерферометра со сверхдлинной базой (РСДБ) «Квазар-КВО» [2].

2. Функциональная схема приемной системы РТ-70

Радиоастрономическая приемная система основана на схеме с шумовым пилот-сигналом (рис.1), сочетающую в себе возможности модуляционного приема для режима одиночного телескопа и корреляционной обработки сигналов в режиме РСДБ сети [3]. При разработке данной приемной системы и ее отдельных узлов использовался большой опыт ИПА РАН в разработке сложного радиоастрономического оборудования и, в частности, антенно-фидерных устройств, малошумящих криогенных приемно-усилительных устройств, широкополосных антенных облучателей .

Двухдиапазонный облучатель (Feed Horn) [4], расположенный за радиопрозрачным окном криоэлектронного приемного фокального блока (CFRU), осуществляет одновременный прием сигналов правой и левой круговой поляризации в S и X диапазонах длин волн (2,2 – 2,5 ГГц и 8,2 – 9,2 ГГц).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

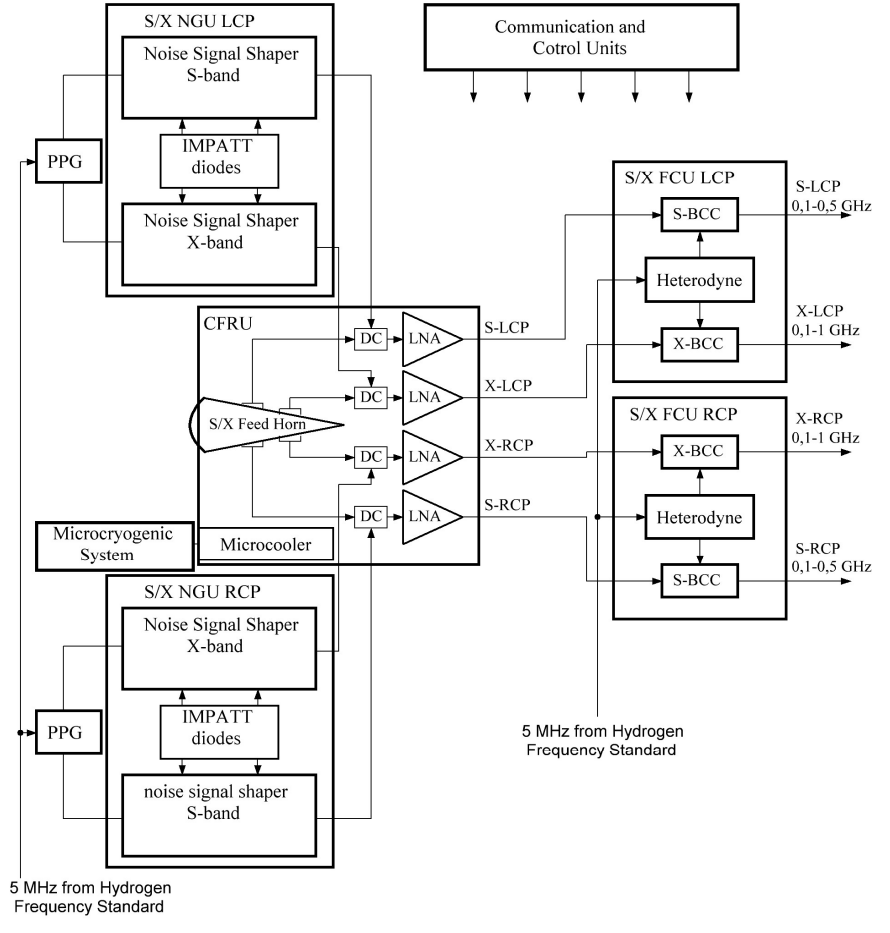


Рис. 1. Функциональная схема приемной системы РТ-70.
Fig.1. Functional diagram of the receiving system for the radio telescope RT-70.

Сигнал в CFRU с выхода облучателя по коаксиальным трактам попадает на малошумящие широкополосные усилители (LNA), через направленные ответвители (DC) в тракт поступают сигналы амплитудных и фазовых калибровок и компенсации с блока генераторов шума (NGU). Усиленный LNA сигнал попадает в блоки преобразования частоты (FCU), где окончательно усиливается и преобразуется в сигнал ПЧ. Для решения проблемы когерентности в разработанной приемной системе обеспечивается высокая стабильность частоты гетеродинов и фазовая стабильность

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

приемо-преобразующих трактов. Частотное преобразование в FCU синхронизируется опорным сигналом водородного стандарта частоты.

3. Результаты измерения параметров нелинейности СВЧ тракта приемной системы

На рис.2а представлена передаточная характеристика СВЧ тракта приемной системы X-диапазона, измеренная по бигармоническому сигналу с частотами f_1 = 8,630 ГГц и f_2 = 8,660 ГГц. Блок CFRU охлаждался до водородного уровня (15 К). Показан уровень 1-ой гармоники (линия 1), уровень интермодуляционной компоненты третьего порядка (линия 2), а также уровень шума S_n = -65,1 дБ, регистрируемый на выходе приемника в отсутствии радиосигнала в полосе 100 кГц. Измеренный коэффициент передачи приемника G = 62,4 дБ. Точка компрессии (рис. 2.б) P_{1dB} = -62,7 дБм – отклонение Δ передаточной характеристики от линейной зависимости на 1 дБ. Минимальный уровень P_{min} = - 127дБм (определяется пересечением линии 1 с уровнем шума S_n) задает минимально регистрируемую мощность входного СВЧ сигнала в полосе 100 кГц. Таким образом, динамический диапазон приемной системы, приведенный к полосе 1 Гц, оценивается как DR = 114 дБ. Динамический диапазон, свободный от гармоник входного сигнала $SFDR$, также приведенный к полосе 1 Гц равен 98 дБ. Уровень, характеризующий интермодуляционные искажения третьего порядка IP3 по входу, составляет – 47,5 дБм (пересечение линий 1 и 2 на рис2.а).

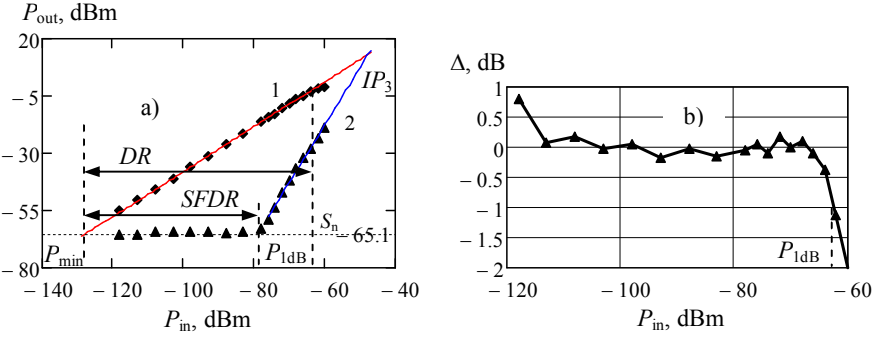


Рис.2. Передаточная характеристика приемника X-диапазона.
Fig.2. Transmission characteristic of the X-band receiver.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

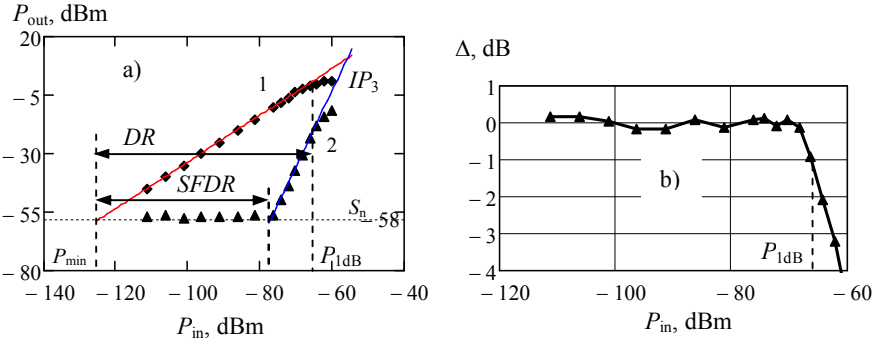


Рис.3. . Передаточная характеристика приемника S-диапазона.
Fig.3. Transmission characteristic of the S-band receiver.

На рис.3 представлена передаточная характеристика СВЧ тракта приемной системы S-диапазона, измеренная по бигармоническому сигналу с частотами f_1 = 2,250 ГГц и f_2 = 2,270 ГГц. Видно, параметры СВЧ тракта данного диапазона близки по значению к соответствующим параметрам X-диапазона.

4. Заключение

1. Разработана приемная система S/X диапазонов для радиотелескопа РТ-70, позволяющая осуществлять совместный режим работы РТ-70 в составе радиоинтерферометрического комплекса «КВАЗАР-КВО».

2. Разработана методика и проведены измерения параметров нелинейности СВЧ тракта приемной системы. Приведены передаточные характеристики блоков СВЧ тракта, измеренные по двухтоновому сигналу. Рассчитан динамический диапазон приемной системы по однодецибельной точке компрессии и динамический диапазон, свободный от интермодуляционных искажений. Полученные результаты позволяют говорить о перспективном плане использования разработанной приемной системы в составе радиотелескопа РТ-70.

.

Список литературы

[1] Зотов М.Б., Ипатов А.В., Иванов С.И.. Разработка и измерение основных параметров приемной системы для радиотелескопа РТ-70 в режиме его совместной работы с РСДБ-комплексом «Квазар-КВО» //25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2015).: материалы конф. в 2 т. — Севастополь, 2015. — Т. 2:. — С. 867-868.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] Ипатов В.А. Радиоинтерферометр нового поколения для фундаментальных и прикладных исследований // Успехи физических наук. 2013. Т. 183. № 7. С. 769-777.

[3] Иванов Д.В., Ипатов А.В., Ипатова И.А., Мардышкин В.В., Михайлов А.Г. Приемники радиоинтерферометрической сети КВАЗАР //Труды ИПА РАН. Вып 2. Техника радиоинтерферометрии. − СПб.: ИПА РАН, 1997. − С. 242 − 256.

[4] Ипатов А. В., Чернов В. К. Двухдиапазонный охлаждаемый облучатель радиотелескопа // Труды ИПА РАН. 2010. Вып. 21. С. 69–74.

References

[1] Zotov M.B., Ipatov A.V., Ivanov S.I..Development and measurement of the main parameters of the receivers for the radio telescope RT-70 for joint observations VLBI network "Quasar-KVO" //*25th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2015).: Conference Proceedings. in 2 vol.* — Sevastopol, 2015. — Vol. 2:. — pp. 867-868.

[2] Ipatov A. V. A new-generation interferometer for fundamental and applied research // *UFN*, 2013*, Volume 183, Number 7,* pp 769–777.

[3] Ivanov D.V., Ipatov A.V., Ipatova I.A., Mardyshkin V.V., Mihajlov A.G [Receivers of the radio interferometric network Quasar] //*Trudy IPA RAN. Vyp 2. Tehnika radiointerferometrii*. − SPb.: IPA RAN, 1997. − pp. 242 − 256. (In Russian).

[4] Ipatov A. V., Chernov V. K. [Dual-band radio telescope cooled feed] // *Trudy IPA RAN*. 2010. *Vol. 21.* pp. 69–74. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Radiotomography with scanning by arbitrary trajectory

Dmitry Ya. Sukhanov[1], Sergey N. Roslyakov[1]
[1]*Tomsk State University*
Tomsk, 634050, Russian Federation
sdy@mail.tsu.ru

Abstract: *Proposed radio tomography-image restoration method based on measurements of unfilled monostatic single ultra-wideband radar, moving along an arbitrary three-dimensional trajectory. The developed solution is based on the method of approach and Stolt phase screen. Due to the application of the algorithm to the three-dimensional Fourier transform, strictly carrying out the restoration of radio images much faster than by diffraction summation during-the art. The proposed solution is checked by numerical simulation and experiment.*

Keywords*. radar, radio tomography, inverse problems, local three-dimensional positioning*

Радиотомография со сканированием по произвольной траектории

[1]Суханов Д.Я., [1]Росляков С.Н.
[1] *Томский государственный университет*
г. Томск, 634050, Российская Федерация
sdy@mail.tsu.ru

Аннотация: *Предлагается метод восстановления радиотомографических изображений на основе незаполненных измерений одиночным моностатическом сверхширокополосным радиолокатором, перемещающимся по произвольной трёхмерной траектории. Разработанное решение основано на методе Столта и приближении фазового экрана. За счёт применения алгоритма трёхмерного быстрого преобразования Фурье восстановление радиоизображений осуществляется намного быстрее, чем методом дифракционного суммирования во временной области. Предложенное решение проверено путём численного моделирования и экспериментально.*

Ключевые слова: радиолокация, радиотомография, обратные задачи, локальное трёхмерное позиционирование.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Подповерхностной радиозондирование в настоящее время находит широкое применение для обнаружения и визуализации объектов, скрытых под поверхностью земли, в стенах или строительных конструкциях. Наиболее высокое разрешение позволяют получить методы зондирования, основанные на технологии радара с синтезируемой апертурой. Данная технология требует проведения радиоизмерений в различных точках некоторой поверхности, линейные размеры которой больше расстояния до зондируемого объекта. Для этого возможно применение антенных решёток, однако данное решение является весьма дорогостоящим. Другой подход основан на пространственном сканировании одиночным радиолокатором. В этом случае для корректной обработки и восстановления радиоизображений необходима оценка координат радиолокатора в процессе сканирования. Точность оценки координат при этом должна быть не хуже четверти длины волны. Для позиционирования радиолокатора может исользоваться технология GPS, позволяющая определить его координаты с точностью до сантиметра. Однако, для частот зондирования порядка 10ГГц и выше, предпочтительных для получения радиоизображений высокого разрешения, данной точности недостаточно. Кроме того, GPS не работает в помещениях, и при наличии препятствия для сигнала со спутника. В таких случаях применяются системы локального позиционирования [1-4]. Возможно применение лазерных, ультразвуковых или радиоволновых технологий позиционирования [1-3]. Однако подобные технологии требуют применения специализированного калиброванного оборудования, что приводит к удорожанию системы подповерхностного радиозондирования. Одним из наиболее доступных способов позиционирования является позиционирование по видеоизображению [4]. Например, возможно размещение на георадаре определённого уникального контрастного изображения (маркера), которое легко распознаётся на растровом изображении с видеокамеры. При этом видеокамера размещается в фиксированной точке. По одному растровому изображению маркера возможно определить его трёхмерное положение. Точность позиционирования зависит от разрешения камеры и дальности до маркера.

В данной работе предлагается быстродействующий метод восстановления радиоизображений по сверхширокополосным радиолокационным сигналам измеренным моностатическим радиолокатором перемещае-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

мым по произвольной трехмерной траектории, при этом координата радиолокатора определяется системой локального позиционирования.

2. Метод повышения разрешения магнитоиндукционных изображений

Предлагается рассмотреть схему измерений представленную на рис. 1. Радиолокатор с установленным на нём маркером перемещается по произвольной траектории, в то время как видеокамера фиксирует изображения маркера для каждого положения радиолокатора, что обеспечивает трёхмерное позиционирование. С определённым периодом радиолокатор производит зондирование среды сверхширокополосными сигналами и принимает рассеянный сигнал.

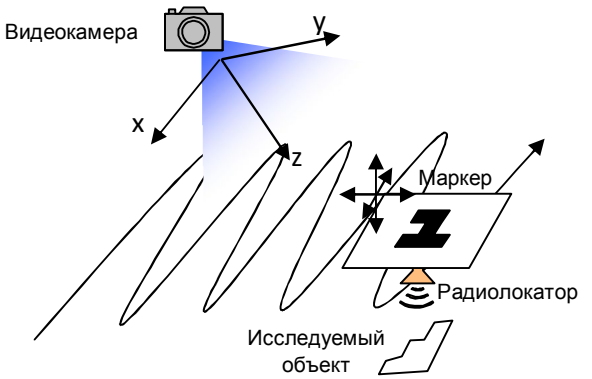


Рис.1. Схема радиозондирования измерений с произвольным перемещением радиолокатора

Для восстановления радиоизображений предлагается применить метод Слолта [6]. Но данный метод применим только для случая сканирования по плоскости. Предлагается предварительно скорректировать данные измерений в приближении фазового экрана. Обозначим измеренное поле функцией $S_n(X_n, Y_n, Z_n, \omega)$, где (X_n, Y_n, Z_n) – координаты радиолокатора в процессе измерений, ω – частота зондирующего сигнала. Пусть $z = 0$ – является средней высотой для всех точек перемещения радиолокатора. Вычислим скорректированное поле на плоскости $z = 0$ в дискретной пространственной сетке по формуле:

$$U(x, y, \omega) = \begin{cases} S_n(\omega) e^{-i2kZ_n} & \text{если } \left\lfloor \frac{x}{\Delta x} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{X_n}{\Delta x} \right\rfloor u \left\lfloor \frac{y}{\Delta y} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{Y_n}{\Delta y} \right\rfloor, \\ 0 & \textit{иначе} \end{cases}$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где $k = \omega / c$ – волновое число, c – скорость света, $\lfloor ... \rfloor$ – операция округления вниз; Δx, Δy – шаг пространственной сетки по осям x и y. Восстановление трёхмерного радиоизображения согласно методу Столта осуществляется по формуле:

$$P(x,y,z) = \\ = \int_{kz_{\min}}^{kz_{\max}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{U}\left(k_x, k_y, \frac{c}{2}\sqrt{{k_x}^2 + {k_y}^2 + {k_z}^2}\right) e^{-ik_x x - ik_y y - ik_z z} \frac{ck_z}{2\sqrt{{k_x}^2 + {k_y}^2 + {k_z}^2}} dk_x dk_y dk_z,$$

где $\tilde{U}(k_x, k_y, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty}\int U(x,y,\omega)\exp(ik_x x + ik_y y)dxdy$ – пространственный спектр скорректированного измеренного поля.

Для проверки данного метода, было проведено численное моделирование точечного рассеивателя в среде, на глубине 30 см при зондировании в полосе часто тот 6 до 10 ГГц. Траектория сканирования случайна с максимальным разбросом высот 15 см (рис. 2).

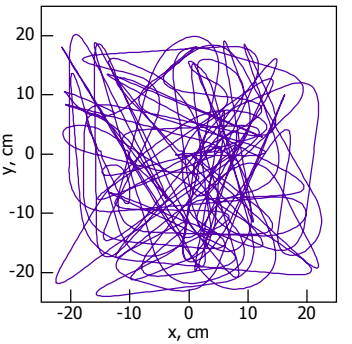


Рис. 2. Моделируемая траектория сканирования с максимальным разбросом высот 15 см.
Fig. 1. Modeled trajectory of scanning with maximum deviation 15 cm

После обработки методом Столта смоделированных данных без учёта разброса по высоте было восстановлено изображение точечного рассеивателя, представленное на рис. 3а. Видно, что рассеиватель не визуализируется. После корректировки поля в приближении фазового экрана было получено изображение рассеивателя, представленное на рис. 3б.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

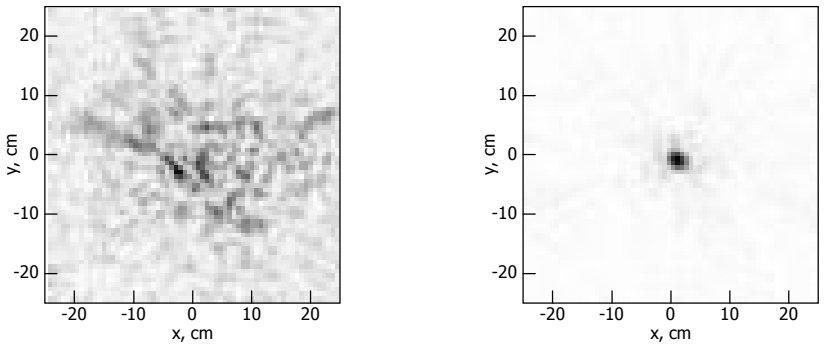


Рис. 3. Восстановление изображения точечного рассеивателя
(а – без учёта разброса по высоте сканирования;
б – с учётом разброса по высоте в приближении фазового экрана).
Fig. 3. Reconstruction of image of point scatterer
(a – not considering height deviation of scanning trajectory;
b – considering of height deviation with approximation of phase screen)

Видно, что учёт высоты радиолокатора в приближении фазового экрана позволяет значительно снизить уровень артефактов и восстановить изображение рассеивателя.

3. Экспериментальная проверка метода

Для экспериментально проверки предложенного метода был разработан ручной радиолокатор с перестраиваемым по частоте генератором от 6 до 10 ГГц [7] и радиоголографическим принципом измерений [8] (рис. 4). Позиционирование радиолокатора производилось по видеонаблюдению маркера.

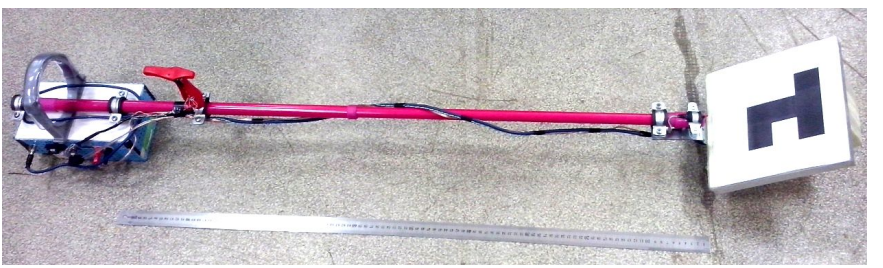
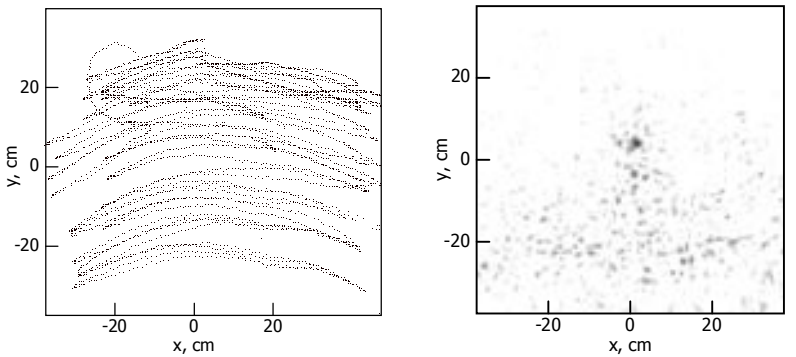


Рис. 4. Фотография ручного радиолокатора с позиционированием по маркеру
Fig. 4. Photo of handheld radar with marker positioning

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Был проведён эксперимент по зондированию металлической сферы диаметром 5 см. Траектория сканирования представлена на рис. 5а. В результате обработки данных эксперимента было получено радиоизображение металлической сферы – рис.5 б.



а б

Рис. 5. Траектория сканирования (а) и результат обработки (б)
Fig. 5. Scanning trajectory (a) and processing results (b)

Объект визуализируется, однако уровень артефактов достаточно высок, что связано с неточностью позиционирования радиолокатора и разреженностью синтезируемой апертуры.

4. Заключение

Предложен метод учёта неплоской траектории движения радиолокатора для метода Столта в приближении фазового экрана. Метод проверен численно и экспериментально в диапазоне частот от 6 до 10 ГГц и показал возможность восстановления радиоизображений при неплоской траектории сканирования. Появление артефактов связано с не заполненностью апертуры и неточностью определения координат радиолокатора.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках государственного задания № 3.694.2014/К.

Список литературы

[1] Holm S. Ultrasound positioning based on time-of-flight and signal strength // IEEE Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), International Conference on. 2012. P. 1-6.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] Grasmueck M., Viggiano D.A. Integration of Ground-Penetrating Radar and Laser Position Sensors for Real-Time 3-D Data Fusion // IEEE Transactions on geoscience and remote sensing. January 2007. Vol. 45. No. 1. – P. 130-137.

[3] Hartmann B., Link N., Trommer G.F. Indoor 3D position estimation using low-cost inertial sensors and marker-based video-tracking // Position Location and Navigation Symposium (PLANS), IEEE/ION. 2010. P. 319-326.

[4] Borstell H., Pathan S., Cao L., Richter K., Nykolaychuk M. Vehicle Positioning System based on passive planar image markers // 2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation. October 2013. P. 1-9.

[5] Yakubov V. P., Sukhanov D. Ya. Solution of a subsurface radio-imaging inverse problem in the approximation of a strongly refractive medium // Radiophysics and quantum electronics, vol. 50, Issue 4, pp. 299–307.

[6] Stolt R.H. Migration by Fourier transform // Geophysics, vol. 43, no. 1, pp. 23-48, 1978.

[7] Sukhanov D. Ya., Yakubov V. P. Application of linear frequency modulated signals in three-dimensional radio tomography // Technical physics, vol. 55, Issue 4, pp. 546-550.

[8] Sukhanov D. Ya., Zav'yalova K.V. Reconstruction of 3D radio images from multifrequency holographic measurements // Technical physics, vol. 57, Issue 6, Jun 2012. pp: 819-823.

References

[1] Holm S. Ultrasound positioning based on time-of-flight and signal strength. *IEEE Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), International Conference on*., 2012. pp. 1-6.

[2] Grasmueck M., Viggiano D.A. Integration of Ground-Penetrating Radar and Laser Position Sensors for Real-Time 3-D Data Fusion. *IEEE Transactions on geoscience and remote sensing*., January 2007. Vol. 45. No. 1. pp. 130-137.

[3] Hartmann B., Link N., Trommer G.F. Indoor 3D position estimation using low-cost inertial sensors and marker-based video-tracking. *Position Location and Navigation Symposium (PLANS), IEEE/ION*., 2010. pp. 319-326.

[4] Borstell H., Pathan S., Cao L., Richter K., Nykolaychuk M. Vehicle Positioning System based on passive planar image markers. *2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*., October 2013. P. 1-9.

[5] Yakubov V. P., Sukhanov D. Ya. Solution of a subsurface radio-imaging inverse problem in the approximation of a strongly refractive medium. *Radiophysics and quantum electronics.*, vol. 50, Issue 4, pp. 299–307.

[6] Stolt R.H. Migration by Fourier transform. *Geophysics.*, vol. 43, no. 1, pp. 23-48, 1978.

[7] Sukhanov D. Ya., Yakubov V. P. Application of linear frequency modulated signals in three-dimensional radio tomography. *Technical physics*, vol. 55, Issue 4, pp. 546-550.

[8] Sukhanov D. Ya., Zav'yalova K.V. Reconstruction of 3D radio images from multifrequency holographic measurements. *Technical physics.*, vol. 57, Issue 6, Jun 2012. pp: 819-823.

Acknowledgements

The research is supported by Ministry of education and science of Russia, government task No 3.694.2014/K.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The ”Planck” catalog: long-term variability of active galactic nuclei

Alexander Ye. Volvach[1], Larisa N. Volvach[1],
Mikhail G. Larionov[2]

[1] *Radio Astronomy and Geodynamics Department, Crimean Astrophysical Observatory, Yalta, Crimea*

[2] *P.N. Lebedev Physical Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia*

Abstract: *A complete sample of 104 bright active galactic nuclei (AGNs) and 43 GPS sources from the "Planck" catalog were observed at 22.2 and 36.8 GHz with the 22-m radio telescope of the Crimean Astrophysical Observatory. In addition, the data of "Planck" in the frequency range from 20 GHz to 143 GHz, overlapping a main portion of millimeter wavelength range, were brought. Variability indices of the sources at this frequency were determined based on data from the WMAP space observatory, the Metsahovi Radio Observatory, and the CrAO. New observational results confirm that the variability of these AGNs is stronger in the millimeter than at other radio wavelengths. The variability indices probably change as a result of the systematic decrease in the AGN flux densities in the transition to the infrared. It is shown that the proportion of GPS quasars among GPS sources at millimeter wavelengths increases to 90% as compared to 1.4% at decimeter wavelengths. The increase in the index of variability GPS directory objects "Planck" is not such a sharp character and at millimeter wavelengths remains at 30%. This confirms the findings of the GPS sources are not very variable radio sources. Receive an average range of GPS radio sources, having compared to decimeter and centimeter waves more gentle low-pass portion and a steep slope with high-frequency side. These options range GPS sources detected in the millimeter wavelength range, are evidence in favor of their more compact, higher density, and heterogeneity of the environment, where the radiation is generated. It is also an indirect indication of their youth and short lifetime in this active state. Some radio sources demonstrate significant flux-density variations, including decreases, which sometimes cause them to fall out of the analysed sample. The change of the variability index in the millimeter is consistent with the suggestion that this variability is due to intrinsic processes in binary supermassive black holes at an evolutionary stage close to coalescence.*

Keywords: *radio sources, radio observations, active galactic nuclei, variability*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Каталог «Planck»: долговременная переменность активных ядер галактик

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

[1] *Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская Астрофизическая Обсерватория, Ялта, Крым*

[2] *Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН, Москва, 117810 Россия*

Аннотация: *С использованием радиотелескопа РТ-22 выполнены наблюдения полной выборки 104 ярких активных ядер галактик и 43 GPS радиоисточников из каталога «Planck» на частотах 22.2 и 38.8 ГГц. Дополнительно были привлечены к рассмотрению данные обзора «Planck» в диапазоне частот от 20 ГГц до 143 ГГц, перекрывающие основной участок миллиметрового диапазона длин волн. Найдены индексы переменности радиоисточников на указанной частоте при наблюдениях космической обсерваторией WMAP, в обсерваториях Метсахови, КрАО. Новые наблюдательные данные подтверждают выводы о том, что уровень переменности плотности потока излучения АЯГ максимальный на миллиметровых волнах по сравнению с другими частотами радиодиапазона. Изменение индекса переменности АЯГ, возможно, происходит из-за систематического падения спектральной плотности их излучения при переходе в инфракрасный диапазон длин волн. Показано, что доля GPS квазаров среди GPS источников возрастает на миллиметровых волнах до 90% по сравнению с 1.4% на дециметровых волнах. Возрастание индекса переменности GPS объектов каталога «Planck» не носит такого резкого характера и на миллиметровых волнах остается на уровне 30%. Это подтверждает выводы о том, что GPS источники не являются сильно переменными радиоисточниками. Получен средний спектр GPS радиоисточников, имеющий по сравнению с дециметровыми и сантиметровыми волнами более пологий низкочастотный участок и более крутой наклон с высокочастотной стороны. Такие параметры спектра GPS источников, обнаруженные в миллиметровом диапазоне длин волн, являются свидетельством в пользу большей их компактности и более высокой плотности, и неоднородности среды, где генерируется излучение. Это является также косвенным указанием их молодости и малого времени жизни в таком активном состоянии. В отдельных радиоисточниках наблюдается значительное изменение спектральной плотности потока излучения, в том числе в сторону уменьшения потока, из-за чего они могут выпадать из проводимого анализа. Изменение индекса переменности АЯГ в миллиметровом диапазоне не противоречит предположению о том, что переменность потока вызвана внутренними причинами в двойных системах из сверхмассивных черных дыр, находящихся на стадии эволюции близкой к слиянию.*

Ключевые слова: радиоисточники, радио наблюдения, активные ядра галактик.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

В результате работы двух космических миссий WMAP и PLANCK было обнаружено большое количество объектов галактического и внегалактического происхождения, которые различались по спектральным характеристикам и признакам переменности. Источники GHz Peaked Spectrum (GPS), обнаруженные в результате проведения поисковых обзоров неба в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн, представляют собой компактные объекты, имеющие максимум спектральной плотности излучения в интервале частот (0.5–10) ГГц [1–7].

В данной работе рассматриваются АЯГ, обнаруженные в обзоре PLANCK, и представленные в их ранних результатах [8]. В анализируемом списке присутствуют 104 источника, представляющие собой полную выборку АЯГ до уровня потока 1 Ян на частоте 36.8 ГГц и расположенные севернее −10◦ по склонению и 43 радиоисточника GPS обзора «Planck».

2. Наблюдения и обработка данных

Выборки радиоисточников обзора «Planck» наблюдалась на радиотелескопе РТ-22 КрАО в 2014 - 2015 гг. на частотах 22.2 и 36.8 ГГц с использованием модуляционных радиометров. Измеренные антенные температуры, исправленные за поглощение излучения в атмосфере Земли, пересчитывались в плотности потоков по данным наблюдений калибровочных источников. Характерные ошибки определения плотностей потоков составляли величины (0.05–0.25) Ян в зависимости от плотностей потоков источников и суммарных ошибок наблюдений. Список объектов исследований на частоте 36.8 ГГц представлен 104 самыми яркими радиоисточниками каталога “Planck”. Эти внегалактические радиоисточники имеют поток выше 1 Ян на 37 ГГц и находятся севернее склонения −10◦. Основная часть объектов списка – квазары и лацертиды. Радиогалактик в списке менее 10%.

3. Характеристики переменности радиоисточников

Для исследования переменности источников обзора “Planck” была использована методика, подобная той, которая изложена в работе [9]. Использовался индекс переменности и ошибка индекса переменности, вычисляемые по формулам:

$$V_{пер} = \frac{S_{макс} - S_{мин}}{S_{мин}} , \qquad (1)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\Delta V_{пер} = \frac{S_{макс}\Delta S_{мин} - S_{мин}\Delta S_{макс}}{S_{мин}^{2}} \qquad (2),$$

где $S_{макс}$ и $S_{мин}$ – максимальное и минимальное значение потоков источника за период наблюдений, а $\Delta S_{макс}$ и $\Delta S_{мин}$ – ошибки значений потоков.

Переменность GPS источников на миллиметровых волнах связана с физическими условиями в самом объекте и его динамике. В гораздо меньшей степени эта переменность может объясняться гравитационным линзированием источников. Существуют различные данные о переменности GPS радиоисточников, что может быть связано с различием выборок источников и разными диапазонами длин волн, в которых эта переменность была установлена. Интерес представляла долговременная переменность GPS радиоисточников каталога «Planck» на масштабах времени годы со времени проведения обзора «Planck». Для этого были посчитаны индексы переменности для GPS объектов между близкими частотами каталога «Planck» - 44 ГГц и 20 ГГц и наблюдениями на РТ-22 НИИ КрАО на 22.2 ГГц и 36.8 ГГц (рис.1).

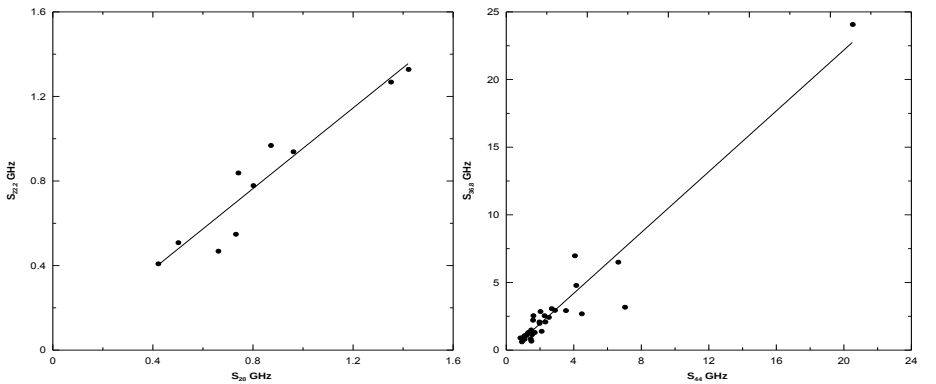


Рис. 1. Связь потоков источников на частотах 20 ГГц и 22.2 ГГц и 36.8 ГГц и 44 ГГц

На основании выполненных исследований можно предположить, что не наблюдается резкого увеличения индекса переменности GPS радиоисточников на миллиметровых волнах, как и положено для этой категории объектов.

На рис. 2 показана зависимость индекса переменности от времени наблюдений. Первая точка рисунка показывает индекс переменности источников каталога WMAP, полученных нами при наблюдении списка WMAP в 2007 г. на РТ-22 (НИИ КрАО) [9].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

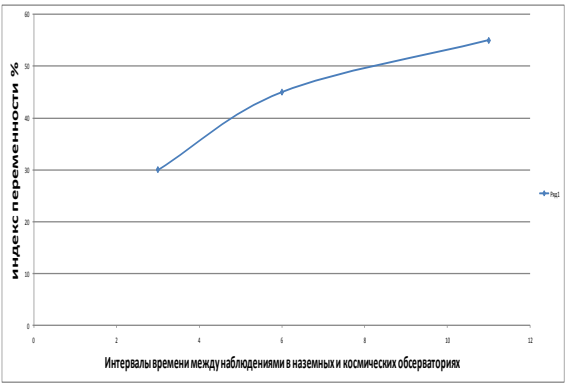


Рис. 2. Зависимость индекса переменности от времени наблюдений

Из полученной зависимости следует, что на миллиметровых волнах по мере увеличения времени наблюдений индекс переменности АЯГ стремится к некоторому максимальному значению на уровне 60%.

Из наблюдавшегося нами списка 104 объектов 24 источника не были обнаружены в обзоре WMAP, что составляет четверть объектов выборки. Это может свидетельствовать в пользу того, что значительная доля этих АЯГ имеют большие индексы переменности потока излучения и часть их не видно в обзоре WMAP. Часть из них находится существенно выше уровня выделения источников в обзоре WMAP. К ним, в первую очередь, относится источник PKS 0059+581, поток которого существенно превышает порог выделения в обзоре WMAP.

Отдельно стоит остановиться на блазаре 3C454.3, который является ярчайшим представителем семейства АЯГ. Диапазон изменения его потока превышает величину 6 раз [10]. В объекте регистрируются многочисленные вспышки со значительными изменениями потока излучения. В последние два года этот АЯГ находится, практически, в состоянии непрерывной вспышки, что может указывать на серьезные процессы, происходящие в этой двойной системе из СЧД, связанные с прохождением массивного компаньона через аккреционный диск центральной СЧД.

Кроме того, в анализируемом списке АЯГ источников обзора «Planck» присутствует еще ряд объектов, перспективных для наблюдений наземно-космической миссией «Радиоастрон» и будущей миссией «Миллиметрон». Такие радиоисточники имеют максимумы в спектральной плотности излучения, расположенные на миллиметровых волнах. Они содержат в своей структуре более компактные образования в сравнении с теми АЯГ, которые имеют максимумы в спектрах на сантиметровых волнах.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

С использованием методики определения индексов переменности радиоисточников получены параметры переменности АЯГ на миллиметровых волнах. Получены новые данные, свидетельствующие о том, что АЯГ на миллиметровых волнах обнаруживают максимальный уровень переменности плотности потока излучения по сравнению с другими частотами радиодиапазона. Некоторые из АЯГ показывают признаки значительного изменения плотности потока излучения, поэтому при анализе их переменности на больших временных шкалах могут выпадать из соответствующей выборки. Увеличение индекса переменности АЯГ в миллиметровом диапазоне длин волн не противоречит предположению о том, что наиболее яркие представители АЯГ представляют собой тесные двойные системы из сверхмассивных черных дыр, находящиеся на стадии эволюции близкой к слиянию.

Список литературы

[1] C.L., Bennett, R.S. Hill, G. Hinshaw, et al., ApJS 148, 97 (2003).
[2] G. Hinshaw, M.R. Nolta, C.L. Bennett, et al., ApJS 170, 288 (2007).
[3] E.L. Wright, X. Chen., N. Odegard, et al., ApJS 180, 283 (2009).
[4] Planck Collaboration, A&A 536, A13 (2011).
[5] E.M. Salder, R. Ricci, R.D. Ekers, et al., MNRAS 371, 898 (2006).
[6] E.M. Waldrem, R.C. Bolton, G.G. Pooley and J.M. Riley, MNRAS 379, 1442 (2007).
[7] Murphy Tara, E.M. Sadler, R.D. Ekers, M. Massardi, et al., MNRAS 402, 2403 (2010).
[8] J. Aatrokoski, P.A. R. Ade,N. Aghanim, H.D. Aller, M. F. Aller, E. Angelakis, A. Zacchei, J. A. Zensus, X. Zhou, and A. Zonca, Astron. and Astrophys. 536, A15 (2011).
[9] М. Г. Мингалиев, Ю. В. Сотникова, Н. С. Кардашев, М. Г. Ларионов, Астрон. журн. 86, 531 (2009).
[10] А. Е. Вольвач, А. М. Кутькин, М. Г. Ларионов, Л. Н. Вольвач, А. Лахтеенмаки, М. Торникоски, Дж. Тамми, Дж. Леон-Таварес, Е. З. Йярвела, М. Ф. Аллер, Х. Д. Аллер, Астрон. журн. 90, 53 (2013).

References

[1] C.L., Bennett, R.S. Hill, G. Hinshaw, et al., ApJS 148, 97 (2003).
[2] G. Hinshaw, M.R. Nolta, C.L. Bennett, et al., ApJS 170, 288 (2007).
[3] E.L. Wright, X. Chen., N. Odegard, et al., ApJS 180, 283 (2009).
[4] Planck Collaboration, A&A 536, A13 (2011).
[5] E.M. Salder, R. Ricci, R.D. Ekers, et al., MNRAS 371, 898 (2006).
[6] E.M. Waldrem, R.C. Bolton, G.G. Pooley and J.M. Riley, MNRAS 379, 1442 (2007).
[7] Murphy Tara, E.M. Sadler, R.D. Ekers, M. Massardi, et al., MNRAS 402, 2403 (2010).
[8] J. Aatrokoski, P.A. R. Ade,N. Aghanim, H.D. Aller, M. F. Aller, E. Angelakis, A. Zacchei, J. A. Zensus, X. Zhou, and A. Zonca, Astron. and Astrophys. 536, A15 (2011).
[9] M. G.Mingaliev, Yu. V. Sotnikova, N. S. Kardashev, and M. G. Larionov, Astron. Rep. 53, 487 (2009).
[10] A. E. Volvach, A. M. Kutkin, M. G. Larionov, L. N. Volvach, A. Lachteenmaki, M. Tornikoski, J. Tammi, J. Leon-Tavares, E. Z. Jarvela, M. F. Aller, andH.D. Aller,Astron. Rep. 57, 46 (2013).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Reflected signal periodic nonstationarity influence on sea waves average length measurement accuracy

Vladimir T. Lobach, Michael V. Potipak
Southern Federal University
Taganrog, 347922, Russian Federation
potipak@sfedu.ru

Abstract: *The methods of sea waves average length estimation, basing on statistical characteristics measurements of reflected signal envelope in HF-band are overviewed. The physical processes of periodic nonstationarity origin in reflected from the sea surface HF-band signal are analyzed. We estimate the influence of periodic nonstationarity on the average length of sea waves measurement accuracy. The recommendations are given for predistortion, reducing the relative measurement error for average length of sea waves.*

Keywords: *periodic nonstationarity, average length of sea waves, measurement accuracy, HF-band radio signal, reflection from sea surface.*

Влияние периодической нестационарности отраженного сигнала на точность измерения средней длины морских волн

Лобач В.Т., Потипак М.В.
Южный федеральный университет
г. Таганрог, 347922, Российская Федерация
potipak@sfedu.ru

Аннотация: *Рассмотрены методы оценки средней длины морских волн, основанные на измерениях статистических характеристик огибающей отраженного сигнала КВ диапазона. Проанализированы физические процессы, приводящие к возникновению периодической нестационарности отраженного от морской поверхности сигнала КВ диапазона. Приведена оценка влияния периодической нестационарности на точность измерения средней длины морских волн. Сформированы рекомендации для введения предискажений, снижающих относительную погрешность измерения средней длины морских волн.*

Ключевые слова: периодическая нестационарность, средняя длина морских волн, точность измерения, КВ диапазон, отражение от морской поверхности.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Дистанционные радиолокационные измерения пространственно-временных характеристик морской поверхности выдвигают повышенные требования к бортовым радиолокационным системам в части разрешающей способности по пространственным координатам. Эффективность решения этой задачи в диапазоне декаметровых радиоволн, позволяющих реализовывать эффективные алгоритмы дистанционного контроля параметров морской поверхности требует детального исследования особенностей формирования пространственно-временной структуры радиолокационных сигналов [1]. Среди основных из них следует назвать: резонансный характер отражения и периодическую нестационарность полей отраженных квазипериодической морской поверхностью. В работе [2] проведен подобный анализ для флуктуирующей составляющей поля рассеяния. Полное отраженное поле представляет собой суперпозицию флуктуирующей и регулярной составляющих. Они, при определенных условиях [3], эффективно селектируются во временной или частотной областях. Поскольку эти условия разделения составляющих поля не всегда выполняются, актуальной становится задача исследования статистических характеристик полного отраженного поля в условиях его периодической нестационарности и, как следствие, влияние периодической нестационарности на результаты измерения длины морских волн.

2. Спектральные характеристики отраженного сигнала

Пусть морская поверхность $h(x,y,t)$ облучается монохроматической волной из точки $\{0,0,z_0\}$ и принимается в точке $\{\Delta x, \Delta y, z_0 - \Delta z\}$ прямоугольной системы координат Oxyz. Передающая и приемная антенны осесимметричны, оси диаграмм направленности антенн (ДНА) направлены вертикально вниз. Поверхность $h(x,y,t)$ идеально проводящая, удовлетворяющая ограничениям метода малых возмущений [4] $|h(x,y,t)| << \lambda$, $\left|\partial h / \partial x\right| << 1$, $\left|\partial h / \partial y\right| << 1$, представлена в виде суммы плоских волн, имеющих различные амплитуды $a_{l\eta}$, частоты μ_l, направления распространения γ_η относительно оси Ox и случайные начальные фазы $\varepsilon_{l\eta}$ [5], т.е.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$h(x,y,t)=\sum_{l}\sum_{\eta}a_{l\eta}\cos\left[p_l\left(x\cos\gamma_\eta+\sin\gamma_\eta\right)-\mu_l t-\varepsilon_{l\eta}\right],$$

где $p_l=2\pi/\Lambda_l$ - волновое число поверхностной волны; Λ_l – длина поверхностной волны.

В рамках метода малых возмущений отраженное поле рассматривается в виде суммы полей нулевого и первого порядков [4].

Если приемо-передатчик и отражающая поверхность равномерно перемещаются в горизонтальной плоскости с относительной скоростью V, позволяющей считать морскую поверхность “застывшей”, а угол между осью Ox и направлением перемещения равен Ψ, квадратурные составляющие комплексной амплитуды поля могут быть записаны в виде [2]

$$E_{\substack{1\\2}}=\frac{Q}{2z_0}\left\langle\begin{matrix}\cos\\ \sin\end{matrix}\left(2kz_0\right)-\sum_{l}\sum_{\eta}2ka_{l\eta}\exp\left(-N_l\right)\right.$$

$$\cos\left\{Vt\,p_l\left|\cos\left(\gamma_\eta-\Psi\right)\right|+\mu_l t-\varepsilon_{l\eta}+\right.$$

$$\left.+0,5\,p_l\left[\Delta x\cos(\gamma_\eta-\Psi)+\Delta y\sin(\gamma_\eta-\Psi)\right]\right\}\left.\begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix}\left[2kz_0\cos\beta_l\left(1-\frac{\Delta z}{2z_0}\right)\right]\right\rangle.$$

где $N_l=\frac{p_l^{\,2}}{4k^2}\left(\frac{2,76}{\theta_a^2}+0,75\right)$; θ_a – ширина ДНА; $k=2\pi/\lambda$ – волновое число; λ – длина радиоволны; Q – константа, определяемая энергетикой задачи.

С учетом $\overline{E_{\substack{1\\2}}}=\begin{matrix}+\\-\end{matrix}\frac{Q}{2z_0}\cos\left(2kz_0-\frac{\Delta z}{2}\right)$, пространственные корреляционные функции квадратурных составляющих суммарного поля в плоскости xyz_0 определяются соотношениями

$$K_{\substack{1\\2}}(\tau)=\left(\frac{Qk}{z_0}\right)^2\int_0^{\infty}\int_{-\pi}^{\pi}0,5S_h(p,\gamma)\begin{matrix}\sin^2\\ \cos^2\end{matrix}\left(F\right)\times$$

$$\times\exp(-2N)\cos\left[V\tau p\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|\right]dpd\gamma\,, \qquad (1)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где $F = 2k\sqrt{1-\left(\frac{p}{2k}\right)^2}\left(z_0 - \frac{\Delta z}{2}\right)$; $S_h(p,\gamma)$ - пространственный энергетический спектр волнения.

Из (1) следует, что корреляционные функции квадратурных составляющих комплексной амплитуды сигнала являются не только функциями времени, но и сложным образом зависит от параметра $2z_0k$. Если записать сумму корреляционных функций квадратурных составляющих, отмеченная параметрическая зависимость исчезает.

$$K(\tau) = K_1(\tau) + K_2(\tau) = \left(\frac{Qk}{z_0}\right)^2 \int_0^{\infty}\int_{-\pi}^{\pi} S_h(p,\gamma)\exp(-2N)\cos\left[V\tau\, p \left|\cos(\gamma-\Psi)\right|\right] dp d\gamma .$$

Выражение для амплитуды отраженного сигнала запишем в виде

$$A(t) = \sqrt{E_1^2 + E_2^2} \cong \frac{Q}{2z_0}\left\langle 1 + 2k\sum_l\sum_\eta a_{l\eta}\sin\left[2k\left(z_0 - \frac{\Delta z}{2}\right)\beta_l\right]\exp(-2N_l)\times\right.$$
$$\times\cos\left\{0{,}5\,p_l\left[\Delta x\cos(\gamma_\eta-\Psi) + \Delta y\sin(\gamma_\eta-\Psi)\right] - \right.$$
$$\left.\left. -\mu_l t - \varepsilon_{l\eta} + Vt\; p_l\left|\cos(\gamma_\eta-\Psi)\right|\right\}\right\rangle .$$

Тогда

$$K_A(\tau) = \left(\frac{Qk}{z_0}\right)^2 \int_0^{\infty}\int_{-\pi}^{\pi} S_h(p,\gamma)\exp(-2N)\sin^2 F \times$$
$$\times\cos\left[V\tau p\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|\right] dp d\gamma . \qquad (2)$$

Учитывая связь между корреляционными функциями квадратурных составляющих и комплексной амплитуды, запишем выражение для одностороннего энергетического спектра комплексной амплитуды сигнала по положительным (физическим) частотам в виде

$$S_{KA}(\Omega) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty}\left[K_1(\tau) + K_2(\tau)\right]\cos(\Omega\tau)d\tau = \left(\frac{kQ}{z_0}\right)^2 \int_0^{\infty}\int_{-\pi}^{\pi} S_h(p,\gamma)\times$$
$$\times\exp(-2N)\delta\left[\Omega - Vp\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|\right] dp d\gamma . \qquad (3)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Множитель $\exp(-2N)$ представляет собой коэффициент передачи пространственного фильтра который, при широкой диаграмме направленности антенны, мало отличается от единицы. В этих условиях равенство (3) упрощается

$$S_{KA}(\Omega)=\left(\frac{kQ}{z_0}\right)^2\int_{-\pi}^{\pi}S_h\left[\frac{\Omega}{V\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|},\gamma\right]\frac{d\gamma}{V\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|},$$

где $\Omega=pV\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|$.

Энергетический спектр комплексной амплитуды флуктуирующей составляющей сигнала, при принятых выше ограничениях, повторяет одномерный пространственный энергетический спектр волнового профиля вдоль направления относительного перемещения

$$S_{h\Psi}(p')=\int_{-\pi}^{\pi}S_h\left[\frac{p'}{\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|},\gamma\right]\frac{d\gamma}{\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|},$$

при условии замены переменной $p'=\dfrac{\Omega}{V}$.

Учитывая (2), энергетический спектр амплитуды сигнала запишем в виде

$$S_{A\Psi}(\Omega)=\frac{k^2Q^2}{2{z_0}^2}\int_{-\pi}^{\pi}S_h\left[\frac{\Omega}{V\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|},\gamma\right]\frac{d\gamma}{V\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|}-$$

$$-\frac{k^2Q^2}{2{z_0}^2}\int_{-\pi}^{\pi}S_h\left[\frac{\Omega}{V\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|},\gamma\right]\cos\left[\frac{\Omega^2(2z_0-\Delta z)}{4kV^2\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|^2}\right]\frac{d\gamma}{V\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|}. \quad (4)$$

Вторыми слагаемыми в (4) можно пренебречь при $z_0p^2/k>>1$. Таким образом, в условиях относительного перемещения приемопередатчика и отражающей поверхности, энергетический спектр флуктуаций квадратурных составляющих модуля и комплексной амплитуды сигнала не является периодической функцией волнового числа p в широком интервале его значений. Они повторяют энергетический спектр профиля морской поверхности в направлении полета. Это позволяет упростить решение обратной задачи дистанционного измерения энергетического спектра отражающей поверхности на основе анализа энергетических спектров параметров отраженного сигнала. Незначительная периодическая изменчивость может проявляться в условиях больших длин поверхностной вол-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ны и малых высотах полета. В общем случае, если не выполняется неравенство $z_0 p^2 / k >> 1$, энергетические спектры (4) являются периодическими функциями волнового числа p.

2. Измерение средней длины волны

Оценим влияние периодической нестационарности отраженного сигнала на результаты измерений средней длины морских волн в направлении полета летательного аппарата (ЛА). На рис. 1 приведены энергетические спектры амплитуд сигнала рассчитанные с использованием выражения (4) для разных направлении полета Ψ относительно главного направления распространения морских волн.

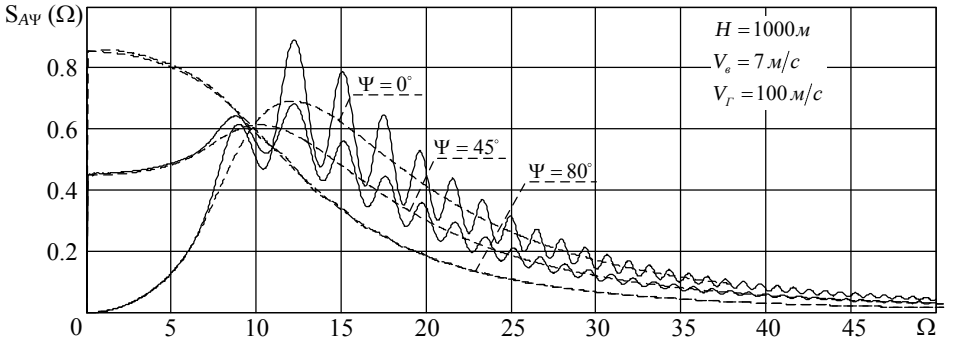


Рис. 1. Энергетические спектры амплитуд сигнала для разных направлении полета Ψ относительно главного направления распространения морских волн.

Fig. 1. The signal amplitudes energy spectra for different flight direction Ψ relative to the main direction of sea waves propagation.

Оценить среднюю длину морских волн можно по алгоритму [2]

$$\bar{\Lambda}(\Psi) = \frac{V_Г}{N_0} = 2\pi V_Г \left[\frac{\int_0^\infty S_{A\Psi}(\Omega)\, d\Omega}{\int_0^\infty \Omega^2 S_{A\Psi}(\Omega)\, d\Omega} \right]^{0,5} = V_Г \bar{T}, \qquad (5)$$

где $\bar{T}$ – среднее значение периода флуктуаций огибающей сигнала.

Проведенные расчеты согласно алгоритма (5) для различных высот и направлений полета показало, что наибольшее влияние периодической нестационарности в спектре отраженного сигнала при измерении средних длин морских волн наблюдается при полете в направлении главного рас-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

пространения на малых высотах (400-800 м). В наихудшем случае, погрешность измерения средней длины морских волн составляет до 5%.

3. Заключение

При решении обратной задачи восстановления пространственного энергетического спектра профиля морской поверхности, весьма продуктивной, в смысле устранения отмеченной выше периодичности спектра, являются суммы

$$\frac{4z_0{}^2 S_{A\Psi}(\Omega)}{Q^2} + S_{\phi\Psi}(\Omega) = \frac{4z_0^2}{Q^2}\left[S_{1\psi}(\Omega) + S_{2\psi}(\Omega)\right] =$$

$$= 4k^2 \int_{-\pi}^{\pi} S_h\left[\frac{\Omega}{V\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|}, \gamma\right] \frac{d\gamma}{V\left|\cos(\gamma-\Psi)\right|} = 4k^2 S_{h\psi}(p'),$$

где $S_{h\Psi}(p')$ –пространственный одномерный энергетический спектр профиля морской поверхности в направлении Ψ .

Список литературы

[1] Гарнакерьян А.А., Захаревич В.Г., Лобач В.Т., Панатов Г.С., Явкин А.В. Радиоокеанографическое, навигационное и информационное обеспечение гидроавиации. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1997.

[2] Лобач В.Т. Статистические характеристики радиолокационных сигналов, отраженных от морской поверхности. М.: Радио и связь, 2006.

[3] Лобач В.Т. Радиолокационное измерение пространственного энергетического спектра морского волнения.// Радиотехника, 1994, №10.

[4] Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. М.: Наука, 1978.

[5] Крылов Ю.М. Спектральные методы исследования и расчета ветровых волн. – Л.: Гидрометеоиздат, 1966.

References

[1] Garnaker'jan A.A., Zaharevich V.G., Lobach V.T., Panatov G.S., Javkin A.V. Radiookeanograficheskoe, navigacionnoe i informacionnoe obespechenie gidroaviacii. Taganrog: Izd-vo TRTU, 1997.

[2] Lobach V.T. Statisticheskie harakteristiki radiolokacionnyh signalov, otra-zhennyh ot morskoj poverhnosti. M.: Radio i svjaz', 2006.

[3] Lobach V.T. Radiolokacionnoe izmerenie prostranstvennogo jenergeticheskogo spektra morskogo volnenija.// Radiotehnika, 1994, №10.

[4] Rytov S.M., Kravcov Ju.A., Tatarskij V.I. Vvedenie v statisticheskuju radio-fiziku. M.: Nauka, 1978.

[5] Krylov Ju.M. Spektral'nye metody issledovanija i rascheta vetrovyh voln. –L.: Gidrometeoizdat, 1966.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

GPR with a system of local videopositioning

Oleg G. Ponomarev, Vitalii L. Khmelev
National Research Tomsk State University
Tomsk, 634033, Russian Federation
XmeJleB@mail.ru

Abstract: *The paper presents a local positioning video system. This system is used for GPR positioning, during radio-measurements. GPR location is produced with a video registration of special tapes. These tapes bound a measurement area. They are painted in a periodic pattern. Two cameras were installing onto GPR body, and each of these cameras is registering an image of each tapes. Here we are publishing result of experimental investigation, which confirms efficiency of presented video system.*

Keywords: *video-positioning, local positioning system, radiotomography, GPR, Fourier transform.*

Георадар с системой локального видеопозиционирования

Пономарев О.Г., Хмелев В.Л.
Национально Исследовательский Томский Государственный Университет
г. Томск, 634033, Российская Федерация
XmeJleB@mail.ru

Аннотация: *В работе представлена видеосистема локального позиционирования, используемая для контроля перемещения промышленного георадара ОКО-2 (компании «ЛОГИС») в процессе радиоизмерений. Локация георадара производится по видеоизображениям специальных лент, ограничивающих область сканирования. На ленты нанесен периодический рисунок. Две видеокамеры, регистрирующие изображения ограничивающих лент, размещаются непосредственно на корпусе георадара. Представлены результаты экспериментальной апробации предлагаемого георадарного комплекса. Результаты экспериментов подтвердили работоспособность предложенной системы локального видеопозиционирования.*

Ключевые слова: видеопозиционирование, системы локального позиционирования, георадар, преобразование Фурье.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

В последние десятилетия широкое распространение получили георадарные комплексы, обеспечивающие восстановление формы и положения скрытых под поверхностью земли объектов. В таких системах регистрация рассеянных объектами радиоволн осуществляется при ручном перемещении приемо-передатчика по поверхности земли. Последующая обработка позволяет восстановить радиоизображение скрытых объектов при условии, что положение приемо-передатчика в каждый момент радиоизмерений известно. К настоящему времени разработано множество вариантов систем локального позиционирования, обеспечивающих контроль положения георадара в процессе его перемещения. Оценка местоположения контролируемого объекта в таких локальных позиционерах, как правило, производится на основе лазерной, радиоволновой или ультразвуковой дальнометрии [1,2,3]. Общим свойством таких систем позиционирования является достаточно высокая стоимость и сложность используемой аппаратуры. С другой стороны, широкое распространение в последнее время средств регистрации видеоизображений сделало возможным создание простых и недорогих систем видеопозиционирования.

В работе предлагается один из вариантов видеопозиционера, предназначенного для оценки местоположения георадара во время радиоизмерений. Представлены результаты экспериментальной апробации предлагаемого георадарного комплекса.

2. Система видеопозиционирования

Предлагаемая система видеопозиционированя состоит из двух цифровых видеокамер, размещенных на корпусе георадара. Область перемещения георадара по поверхности земли ограничивается специальными лентами с нанесённым периодическим рисунком. Видеокамеры на георадаре ориентированы таким образом, чтобы каждая ограничительная лента попадала в поле зрения «своей» камеры. Обработка видеоданных, поступающих от каждой из видеокамер, нацелена на оценку расстояния между камерой и лентой. Таким образом, по двум полученным видеоизображениям

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

можно однозначно определить положение георадара внутри ограниченной лентами прямоугольной области сканирования.

Рассмотрим процедуру оценки расстояния. На первом этапе обработки каждого видеокадра решается задача распознавания в кадре изображения ограничительной ленты. Критерием для распознавания является наличие в изображении ленты периодической структуры (рисунка на ленте). Обозначим за $f(\xi,\eta)$ дискретную функцию интенсивности пикселов в видеокадре, где ξ определяет номер пиксела в строке, а η – номер строки. На первом шаге алгоритма распознавания изображения ограничительной ленты в видеокадре вычисляется одномерное дискретное преобразование Фурье функции $f(\xi,\eta)$ по переменной ξ. Результат преобразования обозначим $\mathrm{F}(\alpha,\eta)$. Периодичность рисунка, нанесенного на ограничительную ленту, обеспечивает наличие максимума в спектре $\mathrm{F}(\alpha,\eta)$ на частоте $\alpha_{max}(\eta)$, соответствующей периоду рисунка. Этот максимум наблюдается на интервале $\eta\in[\eta_s,\eta_e]$, где значения начала и конца интервала определяются положениями изображений верхнего и нижнего краев ленты. Для остальных η положение максимума спектра является случайным. На втором шаге алгоритма распознавания производится построение гистограммы величин $\alpha_{max}(\eta)$. Обозначим за γ наиболее вероятное значение $\alpha_{max}(\eta)$. На заключительном шаге процедуры распознавания за строки, содержащие изображение ленты, принимаются все строки, для которых выполняется условие:

$$\gamma-\Delta<\alpha_{max}(\eta)<\gamma+\Delta,$$

где величина Δ была подобрана эмпирически и равнялась 2,5.

Задачей второго этапа процедуры оценки расстояний x и y является точная оценка пространственных частот α_{0_1} и α_{0_2}, соответствующих периодам рисунков на первой и второй ограничительных лентах. При известных α_{0_1} и α_{0_2} расстояния от каждой из камер до соответствующей ленты рассчитывается по формулам:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$x = \frac{\alpha_{0_1} T}{2\pi} tan(\frac{\theta}{2}),$$
$$y = \frac{\alpha_{0_2} T}{2\pi} tan(\frac{\theta}{2}),$$

где T – известный период рисунка на ленте, θ – горизонтальный угол обзора используемых камер. Оценка величин α_{0_1} и α_{0_2} производится по положению максимума модуля суммы спектров:

$$\alpha_{0_{1,2}} = max\left|\sum_{\eta=\eta_s}^{\eta_e} F_{1,2}(\alpha,\eta)\right|,$$

где суммирование производится по тем строкам спектра изображения, которые на первом этапе распознавания отнесены к изображению первой (индекс 1) или второй (индекс 2) ограничительных лент.

3. Экспериментальная апробация

Для экспериментальной проверки возможности использования предлагаемого видеопозиционера в георадарных исследованиях был создан программно-аппаратный комплекс. Для проведения радиоволновых измерений в комплексе использовался промышленно выпускаемый георадар ОКО-2 [4], который размещался на двухкоординатном сканере. Сканер обеспечивал точное позиционирование георадара в произвольную точку в области $1{,}5 \times 1{,}5\ м^2$ (рис.1). Непосредственно на георадаре были закреплены две видеокамеры Logitech C270, расположенные под прямым углом друг к другу в плоскости сканирования. Рабочая область видеопозиционера ограничивалась двумя лентами из баннерной ткани, расположенных под прямым углом друг к другу в плоскости сканирования. Длина каждой из лент составляла 6 м. Периодический рисунок на лентах представлял собой последовательность из вертикальных полос черного цвета шириной 0,05 м и высотой 0,2 м. Период последовательности составлял 0,1 м. Обработка результатов радиоволновых измерений и видеокадров, фиксируемых видеокамерами, осуществлялась на персональном компьютере. Восстановление радиоизображений

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

по результатам измерений производилось методом миграции во временной области [5]. В качестве тестового объекта, изображение которого восстанавливалось в ходе экспериментов, использовались две параллельные металлические полоски, расположенные в плоскости, параллельной плоскости сканирования, на расстоянии 0,66 м от нее. Ширина каждой полосы составляла 0,05 м, высота – 0,25 м, расстояние между полосами – 0,11 м. Проводилась серия однотипных экспериментов, в каждом из которых радиоизмерения выполнялись в узлах эквидистантной сетки $0{,}3\times0{,}3\,\text{м}^2$ с шагом 0,01 м по координатам *x* и *y*. При обработке принятых сигналов производилась фокусировка на различные расстояния *z* от плоскости сканирования. Эксперименты в серии отличались расположением области сканирования внутри рабочей области видеопозиционера, ограниченной лентами.

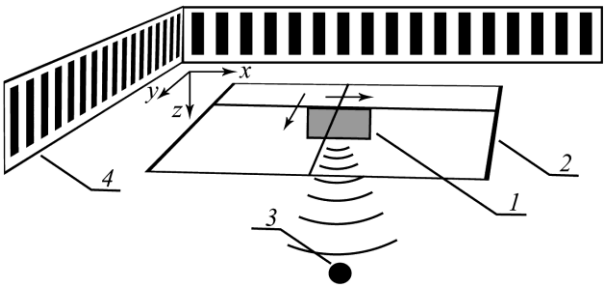


Рис. 1. Схема работы системы позиционирования. 1 – георадар ОКО-2, 2 – двухкоординатный сканер, 3 – тестовый объект, 4 – ленты с периодическим рисунком

Fig. 1. The positioning system scheme during radio-measurement. 1 – OKO-2 GPR, 2 – xY scanner, 3- research object, 4- tapes with a periodic pattern

На рис. 2 представлена типичная последовательность радиоизображений, восстановленная в ходе одного эксперимента из серии. При обработке радиосигналов использовались координаты, получаемые с двухкоординатного сканера. Каждый квадрат на рис. 2 представляет одно восстановленное изображение, полученное для указанного расстояния *z*. Размер каждого изображения в плоскости *xy* составляет $0{,}5\times0{,}5\,\text{м}^2$.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 3 представлен результат обработки тех же самых волновых измерений с использованием координат, полученных с видеопозиционера. Аналогичные результаты были получены для различных положений области сканирования внутри рабочей области видеопозиционера.

Сопоставление координат, получаемых в серии экспериментов с двухкоординатного сканера, с их значениями, получаемыми в результате оценки по видеоизображениям, показало, что линейное отклонение не превышает 0,007 м во всей рабочей области видеопозиционера.

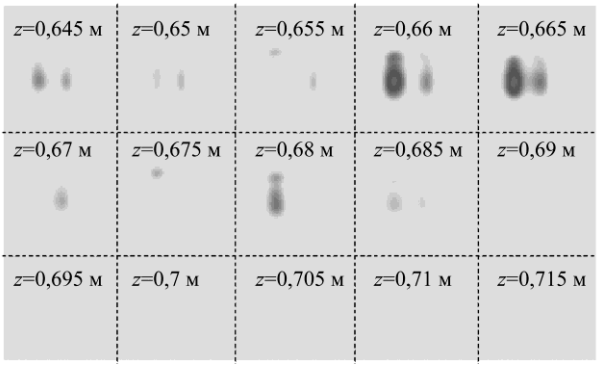


Рис. 2. Последовательность радиоизображений, восстановленных с использованием точных координат георадара

Fig. 2. Reconstructed radio images by using a scanner measurement of GPR coordinates

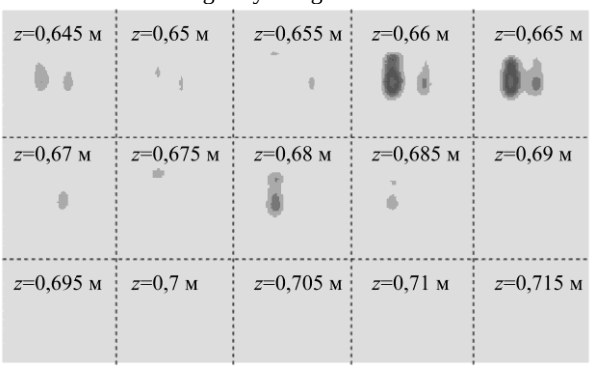


Рис. 3. Последовательность радиоизображений, восстановленных с использованием видеооценок координат георадара

Fig. 3. Reconstructed radio images by using a video measurements of GPR coordinates

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

В работе предложен один из возможных вариантов простой системы видеопозиционирования для георадарных измерений. Система состоит из двух недорогих видеокамер, расположенных непосредственно на георадаре, перемещающемся в процессе волновых измерений. Камеры фиксируют видеоизображения лент, ограничивающих область георадарных измерений. На ленты нанесены периодически повторяющиеся полосы черного цвета. Оценка периода повторения полос по видеоизображениям позволяет оценить расстояние от видеокамеры до ленты и, как следствие, произвести оценку координат георадара. Проведенные экспериментальные исследования полностью подтвердили работоспособность предложенной видеосистемы в составе георадарных комплексов. Линейное отклонение получаемых видеооценок координат от их истинных значений в экспериентах не превышало 0,007 м. Радиоизображения, восстановленные с использованием координат от видеопозиционера и с использованием истинных координат, практически идентичны.

Источники финансирования и выражение признательности

Данная работа выполнена как часть госконтракта № 3.694.2014/К Министерства образования и науки РФ, а также Программы повышения конкурентоспособности ТГУ НИР № 8.2.48. 2015.

Список литературы

[1] Gualda D., Urena J., Garcia J. Locally-referenced ultrasonic – LPS for localization and navigation// Sensors, 2014, vol. 14, Issue. 11, P. 21750 - 21768.

[2] Tilch S., Mautz R. Development of a new laser-based, optical indoor positioning system // Archives of Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences, 2010, part 5, V. 38, P. 575 - 580.

[3] Depenthal, C., Schwendemann, J., iGPS – a New System for Static and Kinematic Measurements // Optical 3-D Measurement Techniques IX, 2009, V. 1, P. 131-140

[4] Logis-geotech производитель георадара ОКО-2 [электронный ресурс] :URL: http://geotechru.com (дата посещения: 18.07.2016).

[5] Якубов В.П., Шипилов С.Э. Обратные задачи радиофизики / под ред. В.П. Якубова. Томск: Изд-во НТЛ, 2016. 164 с.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Gualda D., Urena J., Garcia J. Locally-referenced ultrasonic – LPS for localization and navigation. *Sensors*, 2014, vol. 14, Issue. 11, pp. 21750 - 21768.

[2] Tilch S., Mautz R. Development of a new laser-based, optical indoor positioning system. *Archives of Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences*, 2010, part 5. vol. 38, pp. 575 - 580.

[3] Depenthal, C., Schwendemann, J., iGPS – a New System for Static and Kinematic Measurements. *Optical 3-D Measurement Techniques IX*, 2009, vol. 1, pp. 131-140

[4] Logis-geotech company a producer of OKO-2 GPR [Internet link] :URL: http://geotechru.com (visit date: 18.07.2016).

[5] Yakubov V.P., Shipilov S.E. *Obratnye zadachi radiofiziki* (ed. by V.P. Yakubov). Tomsk, NTL Publ., 2016.164 p. (In Russian).

Acknowledgements

This work is done as a part of government contract of Ministry of Education and Science no. 3.694.2014/K. At the same time, as part of TSU increasing competitiveness program (project no. 8.2.48. 2015).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Modeling of propagation of radio waves over forested paths

Yuri B. Bashkuev, Mikhail G. Dembelov,
Ludmila Kh. Angarkhaeva, Darima G. Buyanova, Valery B. Khaptanov
Institute of Physical Materials Science of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences
Ulan-Ude, 670047, Russian Federation
buddich@mail.ru

Abstract: *The report presents the results of modeling of the field of the earth's wave generated by a vertical electric dipole over the layered structure of the "forest-soil". It is shown that in the range of 50-200 kHz conditions of radio waves propagation over the forest at the strongly inductive impedance are more favorable than over the soil without the forest. The obtained values of function module attenuation |W| are greater than one and reach up to |W| = 1,74. This is due to surface electromagnetic wave (SEW). When |W| > 1 propagation conditions are more favorable than over homogeneous conductive surface.*

Keywords: *surface electromagnetic wave, forest massif, surface impedance, conductivity, attenuation function.*

Моделирование распространения радиоволн над лесистыми трассами

Башкуев Ю.Б., Дембелов М.Г.,
Ангархаева Л.Х., Буянова Д.Г., Хаптанов В.Б.
Институт физического материаловедения Сибирского отделения Российской академии наук
г. Улан-Удэ, 670047, Российская Федерация
buddich@mail.ru

Аннотация: *В докладе представлены результаты моделирования поля земной волны, создаваемой вертикальным электрическим диполем над слоистой структурой «лес-почва». Показано, что в диапазоне 50-200 кГц условия распространения радиоволн над лесом при сильно-индуктивном импедансе более благоприятны, чем над почвой без леса. Получены значения модуля функции ослабления |W|, превышающие единицу и достигающие |W| = 1,74, которые обусловлены поверхно-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

стной электромагнитной волной (ПЭВ). При |W| > 1 условия распространения более благоприятны, чем над однородной проводящей поверхностью.

Ключевые слова: поверхностная электромагнитная волна, лесной массив, поверхностный импеданс, удельная проводимость, функция ослабления.

1. Введение

Из теории распространения радиоволн над слоистыми средами следует, что над трассами с сильно-индуктивным импедансом появляется ПЭВ. В связи с проблемой ПЭВ [1] большое значение для покрытых лесом районов России имеет исследование распространения ДВ радиоволн над лесистыми трассами. Цель работы — моделирование условий распространения радиоволн (функция ослабления W, уровень электромагнитного поля E) над слоистой структурой «лес-почва» в диапазоне 50-500 кГц, анализ численных данных моделирования.

2. Исследуемая модель

Для прогнозирования распространения СДВ-ДВ радиоволн вдоль покрытой лесом земной поверхности необходимо знать электрические параметры лесной растительности ($\sigma_л$ и $\varepsilon_л$). Лес рассматривается как изотропный полупроводящий слой, расположенный на почве с относительной комплексной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_{кл} = \varepsilon_л + i60\lambda\sigma_л$, высотой $h_л \le \lambda$, расстоянием между деревьями $r \le \lambda$, где λ - длина волны в воздухе, ($\sigma_л$ и $\varepsilon_л$) — электрические параметры леса. Диэлектрическая проницаемость леса $\varepsilon_л$ изменяется в пределах 1,2÷2,9, а его электропроводность $\sigma_л = 10^{-4} \div 10^{-6}$ См/м. Высота леса $h_л$ зависит от его возраста и изменяется от 7 до 25 м, в среднем 10-20 м.

3. Поверхностный импеданс структуры «лес-почва»

Рассмотрим поверхностный импеданс δ слоистой среды «лес-почва». В СДВ-ДВ диапазонах слой леса высотой 7-25 м можно считать тонким. Примем для расчетов двухслойную среду «смешанный лес-почва» с типичными параметрами для смешанного леса $\sigma_л = 10^{-4}$ См/м, $\varepsilon_л = 1{,}6$. Для влажной почвы примем $\varepsilon = 20$, $\sigma = 20$ мСм/м. Расчеты показывают, что слой леса с принятыми значениями $\sigma_л$ и $\varepsilon_л$ существенно изменяет величину поверхностного импеданса слоистой среды «лес-почва»: увеличивает модуль импеданса и смещает фазу в сторону сильно-индуктивных импедансов (до -77°). Увеличение $|\delta|$ достигает 7,4 раза, а смещение $\Delta\varphi_\delta$ доходит

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

до 32°. Увеличение высоты лесо-слоя $h_л$ от 7 до 2 м почти линейно увеличивает модуль $|\delta|$ и смещает фазу импеданса φ_δ в сильно-индуктивную область. Следовательно, при прогнозировании распространения радиоволн над лесистыми трассами необходимо наиболее точно определить эффективную высоту слоя леса.

4. Результаты расчетов распространения радиоволн над однородной импедансной трассой «лес-почва» и их анализ

Вертикальную составляющую напряженности электрического поля E на расстоянии R на сферической поверхности Земли представим в виде $E=E_0\ W$, где E_0 — напряженность электрического поля диполя, расположенного на плоской бесконечно проводящей поверхности, W — функция ослабления. Модуль $|W|$ учитывает дополнительное (по отношению к множителю $1/R$) убывание амплитуды поля с расстоянием, а аргумент W (дополнительная фаза $\varphi_{доп}$) характеризует отклонение фазы волны от линейности в пространстве. Передатчик и приемник расположены на поверхности Земли. В расчетах принята излучаемая мощность 1 кВт. Зависимость поля от времени принята в виде функции $\exp(-i\omega t)$. Модуль вертикальной составляющей электрического поля $|E_B|$ связан с модулем функции ослабления $|W|$ формулой [2]:

$$|E_B|_{[мВ/м]} = \frac{300\sqrt{P}}{R}\left|W(R)\right| \qquad (1)$$

где P — излучаемая мощность, кВт; R — расстояние от источника до точки приема, км. Расчет функции ослабления W для сферической земли проведен по ряду В. А. Фока.

Рассмотрим расчеты функции ослабления над импедансной трассой «лес-почва» в диапазоне 50 – 500 кГц (рис. 1). Сравнение численных данных для функции ослабления и уровня поля, полученных по ряду Фока для однородной трассы «лес-почва» с высотой леса от 7 до 25 метров на расстояниях до 1000 км показало, что условия распространения радиоволн над лесистыми трассами из-за сильно-индуктивного поверхностного импеданса на расстояниях от излучателя, существенно зависящих от частоты, более благоприятны, чем над однородной хорошо проводящей земной поверхностью. В табл. 1 представлены расчетные значения $|W|_{макс}$ и $R_{макс}$ при изменении высоты леса от 7 до 25 м.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

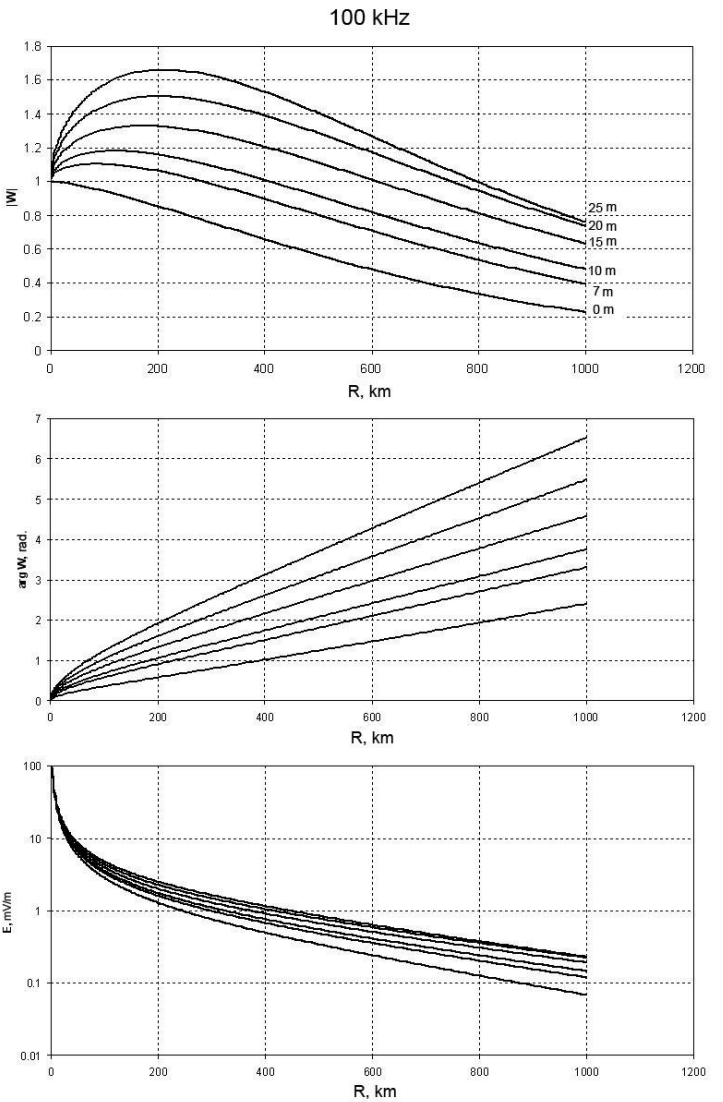


Рис. 1. Графики $|W|$, $\varphi_{доп}$ и уровня поля земной волны E над радиотрассой «лес-почва» на частоте 100 кГц.

Fig. 1. Graphics of $|W|$, φ_{add} and level of field of the earth wave over radio path “forest-soil” at a frequency of 100 kHz)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Табл. 1. Частотная зависимость численных значений максимума модуля функции ослабления $|W|_{макс}$ и расстояний от источника до точки приема $R_{макс}$ для ПЭВ при разной высоте леса.

Table 1. The frequency dependence of the numerical values of attenuation function module maximum $|W|_{max}$ and distances from transmitter to receiver R_{max} for SEW at different heights of the forest

Частота, кГц Frequency, kHz / Высота леса, м Forest height, m	50		100		200		300		400		500	
	Максимум модуля функции ослабления Attenuation function module maximum	Расстояние от источника до точки приема, км Distance from transmitter to receiver, km	Максимум модуля функции ослабления Attenuation function module maximum	Расстояние от источника до точки приема, км Distance from transmitter to receiver, km	Максимум модуля функции ослабления Attenuation function module maximum	Расстояние от источника до точки приема, км Distance from transmitter to receiver, km	Максимум модуля функции ослабления Attenuation function module maximum	Расстояние от источника до точки приема, км Distance from transmitter to receiver, km	Максимум модуля функции ослабления Attenuation function module maximum	Расстояние от источника до точки приема, км Distance from transmitter to receiver, km	Максимум модуля функции ослабления Attenuation function module maximum	Расстояние от источника до точки приема, км Distance from transmitter to receiver, km
7	1,03	26	1,104	75	1,242	71	1,277	33	1,262	17	1,228	8
10	1,054	59	1,178	108	1,376	78	1,401	29	1,342	13	1,288	6
15	1,099	101	1,33	100	1,565	67	1,511	22	1,417	9	1,33	4
20	1,154	139	1,5	175	1,676	52	1,559	15	1,426	6	1,333	2
25	1,223	181	1,61	203	1,739	39	1,556	9	1,398	4	1,327	1

Из табл.1 следует, что на частотах 50 – 300 кГц $|W|_{макс}$ увеличивается при увеличении высоты леса. Однако при этом $R_{макс}$ увеличивается только на частотах 50 и 100 кГц. На частотах от 300 до 500 кГц $R_{макс}$ не превышает 33 км и резко уменьшается до 1 км на частоте 500 кГц при высоте леса 25 м. Следовательно, наиболее благоприятными условия распространения радиоволн над лесистыми трассами будут в диапазоне частот от 50 до 150-200 кГц. На частотах от 300 до 500 кГц дальность действия радиолиний на ПЭВ существенно уменьшается при увеличении высоты леса. Этот диапазон частот характеризуется плохими условиями распространения радиоволн над лесистыми трассами. Полученные численные результаты следует учитывать при выборе рабочих частот радионавигационных систем и радиовещания в лесистых районах.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

5. Заключение

Результаты моделирования поля земной волны, создаваемой вертикальным электрическим диполем над слоистой структурой «лес-почва» показали, что в диапазоне 50-200 кГц условия распространения радиоволн над лесом при сильно-индуктивном импедансе более благоприятны, чем над почвой без леса. Получены значения модуля функции ослабления $|W|$, превышающие единицу и достигающие $|W| = 1{,}74$, которые обусловлены ПЭВ. При $|W| > 1$ условия распространения более благоприятны, чем над однородной проводящей поверхностью (например, морем). При анализе численных данных для $|W|$ и уровня поля E на трассах с высотой леса от 7 до 25 метров установлено, что при сильно-индуктивном поверхностном импедансе условия распространения радиоволн над лесистыми трассами зависят от частоты, высоты леса и расстояния от излучателя. Численными расчетами показано сильное влияние лесных массивов на распространение радиоволн СДВ-СВ диапазонов.

Источники финансирования

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01079) в Институте физического материаловедения СО РАН.

Список литературы

[1] Башкуев Ю.Б., Хаптанов В.Б., Дембелов М.Г. Экспериментальное доказательство существования поверхностной электромагнитной волны // Письма в ЖТФ. 2010. Т. 36. № 3. С. 88-95.

[2] Жиряков В.Н., Рубинштейн В.И., Штейнберг А.А. Измерение модуля функции ослабления с борта самолета // Проблемы дифракции и распространения волн. Л.: Изд-во ЛГУ, 1990. Вып.23. С. 185-188.

References

[1] Bashkuev Yu.B., Khaptanov V.B., Dembelov M.G. Experimental proof of the existence of a surface electromagnetic wave. *Technical Physics Letters*, 2010, vol. 36, no. 2, pp. 136 - 139.

[2] Zhiryakov V.N., Rubinshtejn V.I., Shtejnberg A.A. [Measurement of the attenuation function module from the aircraft]. *Problemy difrakcii i rasprostraneniya voln*. Leningrad, LGU Publ., 1990, issue 23, pp. 185 - 188. (In Russian).

Acknowledgements

The study was performed by a grant from the Russian Science Foundation (project № 14-19-01079) in the Institute of Physical Materials Science of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Prediction characteristics of transionospheric radio channels in the frequency dispersion conditions

[1]Dmitry V. Ivanov, [1]Vladimir A. Ivanov, [1]Natalia V. Ryabova,
[2]Maria I. Ryabova, [1]Aleksey A. Kislitsin
[1] *Volga State University of Technology*
Ioshkar-Ola, 424000, Russian Federation
KislitsinAA@volgatech.net
[2] *Bauman Moscow state technical university*
Moscow, 105005, Russian Federation
RyabovaMI@volgatech.net

Abstract: *We consider a problem of construction and investigation of pulse responses characteristic in transionospheric radiochannels through the use navigation hardware of NovAtel company's and software developed in NI LabVIEW environment. Presented the technique for the study of the dispersion of distortion signals at transionospheric propagation. Described the operation process of the block diagram of the proposed solution, described software implementation of the construction of the pulse responses and presented the characteristic shapes of the signal spectra for different occasions of frequency dispersion.*

Keywords: *frequency dispersion; transionospheric communication channel; pulse response, wideband signal, dispersion parameters.*

Прогнозирование характеристик трансионосферных радиоканалов в условиях частотной дисперсии

[1]Иванов Д.В., [1]Иванов В.А., [1]Рябова Н.В.,
[2]Рябова М.И., [1]Кислицын А.А.
[1]*Поволжский государственный технологический университет*
г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
KislitsinAA@volgatech.net
[2]*Московский государственный технический университет имени Н.Э.Баумана*
Москва, 105005, Российская Федерация
RyabovaMI@volgatech.net

Аннотация: *Рассматривается задача построения и исследования импульсных характеристик трансионосферных радиоканалов на основе применения навигационного оборудования фирмы NovAtel и программного обеспечения, разработанного в*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

среде NI LabVIEW. Представлена методика для исследования дисперсионных искажений сигналов при трансионосферном распространении. Описан процесс работы структурной схемы предлагаемого решения, приведено описание программной реализации построения импульсных характеристик и представлены характерные формы спектров сигнала для различных случаев частотной дисперсии.

Ключевые слова: частотная дисперсия, трансионосферный канал связи, параметры дисперсии, импульсная характеристика, широкополосный сигнал.

1. Введение

В современных космических системах связи в настоящее время широкое применение нашли широкополосные сигналы (ШПС). Особенностями их использования является высокая пропускная способность каналов, более оптимальное использование спектра частот, обеспечение более высокой помехоустойчивости систем радиосвязи. [1, 2].

Проблема распространения в трансионосферном канале широкополосных сигналов обуславливается негативным воздействием дисперсности среды, то есть при распространении через неё происходит изменение фазовых соотношений между гармоническими составляющими сигнала. В свою очередь это может привести к искажению формы сигнала, частичной или полной потере полезной информации в сигнале носителе [3]. Таким образом, актуальными являются задачи по выявлению и влиянию основных факторов на распространение радиосигналов, определяющих изменение характеристик сигнала трансионосферных радиоканалов в условиях частотной дисперсии.

Цель работы – развитие методики для исследования и прогнозирования дисперсионных и импульсных характеристик трансионосферных радиоканалов при влиянии частотной дисперсии. Реализация поставленной цели достигается на основе решения следующих **задач**:

– выбор аппаратно-программных средств для исследования;

– рассмотрение методики расчёта дисперсионной и импульсной характеристик;

– анализ результатов исследования.

2. Описание решения и техника эксперимента

На рис. 1 представлена структурная схема комплекса для задач мониторинга, исследования и измерений основных параметров трансионосферного радиоканала с использованием спутниковых навигационных систем. Сущность её работы заключается в следующем: на вход приёмника поступает сигналы со спутников (1), принимаемые антенной (2). В радиочастот-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ном блоке приёмника (3) выполняется преобразование входного радиочастотного сигнала в сигнал промежуточной частоты. Также в РЧ-блоке отфильтровываются возможные помехи. В цифровом блоке приёмника преобразованный усиленный сигнал оцифровывается и в дальнейшем обрабатывается персональным компьютером.



Рис. 1. Структурная схема системы: 1 – базовая станция ГЛОНАСС/GPS; 2- антенна NovAtel GPS-702 GG; 3- навигационный приемник NovAtel FlexPak-V2; 4- вычислительный блок.

Fig. 1. Block diagram of the system: 1 - GLONASS / GPS base station; 2 antenna NovAtel GPS-702 GG; 3 - navigation receiver NovAtel FlexPak-V2; 4- computer unit.

Программная реализация построения импульсных характеристик осуществляется следующим образом: на первом этапе определяются параметры дисперсии различных порядков путем представления фазового сдвига сигнала в виде разложения в ряд Тейлора [4]:

$$\varphi(\omega,t)=\varphi(\bar{\omega},t)+\varphi'_{\omega}\cdot\Omega+\varphi''_{\omega}\cdot\frac{\Omega^2}{2!}+\varphi'''_{\omega}\cdot\frac{\Omega^3}{3!}+\ldots=\beta_0+\beta_1\cdot\Omega+\frac{1}{2}\beta_2\cdot\Omega^2+\frac{1}{6}\beta_3\cdot\Omega^3+\ldots=$$

$$=\varphi(\bar{f})+2\pi\tau_{g|_0}\cdot(f-\bar{f})+\pi s_{|_0}\cdot(f-\bar{f})^2+\frac{\pi}{3}\nu_{|_0}\cdot(f-\bar{f})^3$$

где β_1,β_2,β_3 и $\tau_{g|_0}, s_{|_0}, \nu_{|_0}$ – параметры фазовой частотной дисперсии первого, второго и третьего порядка, соответственно, $\Omega=2\pi f=\omega-\bar{\omega}\le\Omega_c$.

При этом дисперсия первого порядка равна времени группового запаздывания и называется дисперсией групповой задержки. Для случая высокочастотного приближения (ВЧ) определяется следующим выражением:

$$\tau_g(f)\approx\int_s\frac{dz}{c}+\frac{80,5\times\int_s N_e^1(z)dz\times\frac{\pi}{c}}{f^2}$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Параметр нелинейной частотной дисперсии второго порядка равен наклону $s(f)$ кривой $\tau(f)$, для ВЧ приближения определяется:

$$s(f) = -2 \cdot \frac{80{,}5 \times \int_s N_e^1(z)dz \times \frac{\pi}{c}}{\overline{f}^3}$$

Для случая дисперсии второго порядка, вводится понятие полосы когерентности радиоканала. Это полоса частот, на границах которой нелинейная составляющая фазы не превышает 1 рад. Полоса когерентности для случая ВЧ-приближения выражается следующим образом.

$$B_k = \frac{\Omega_k}{2\pi} = \sqrt{\frac{2}{\pi^2 |\beta_2|}} = \sqrt{\frac{2\overline{f}^3}{\pi\alpha_1}} = \sqrt{\frac{2c\overline{f}^3}{\pi^2 k \int_s N_e^1(z)dz}}$$

Для расчёта необходимых параметров следует провести вычисление значений полного электронного содержания ионосферы. При проведении измерений ПЭС по данным зондирования сигналами навигационных систем ГЛОНАСС/GPS, учитываются как несущие частоты, так и их коды модуляции (псевдодальномерные измерения) [5]. Далее проводится оценка полосы сигнала с полосой когерентности. При этом основным требованием является ограничение полосы передаваемых сигналов относительно полосы когерентности (Fp<Fк). Когда предельная полоса частот сигнала превышает частоту полосы когерентности можно судить о наличии искажений, характер которых оценивается по результатам полученных спектров сигналов для случаев с линейной и нелинейной частотной дисперсией.

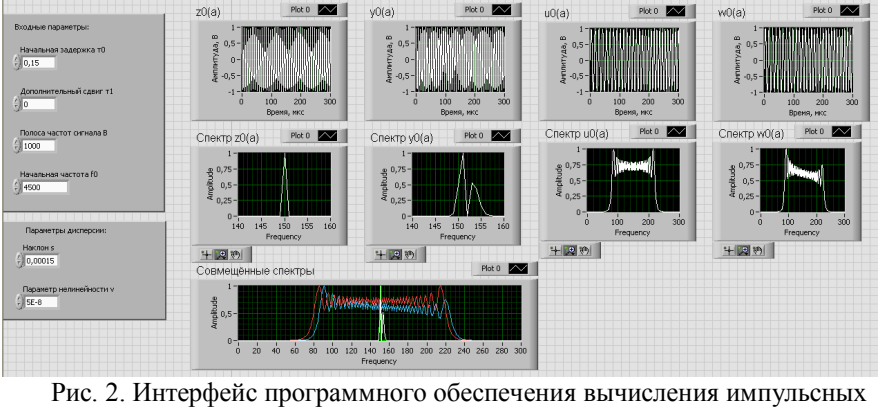


Рис. 2. Интерфейс программного обеспечения вычисления импульсных характеристик

Fig. 2. Software interface of calculating pulse responses

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

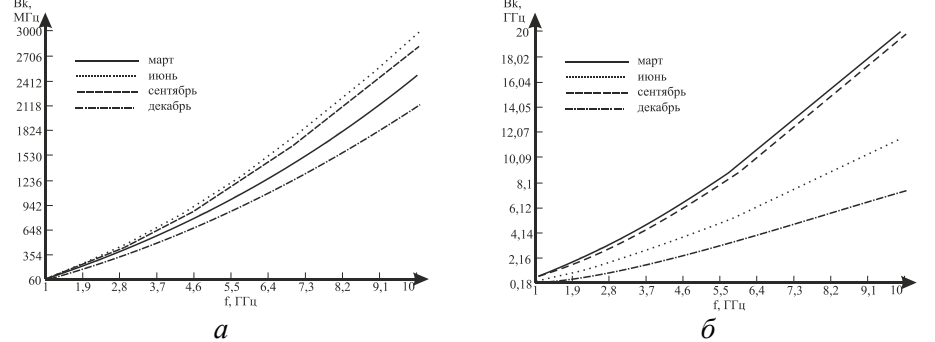
Интерфейс программной реализации построения спектров сигналов для различных случаев частотной дисперсии представлен на рис. 2.

Основными элементами окна разработанного программного обеспечения являются:

- панель для ввода входных параметров. К основным исходным параметрам относятся рабочая частота f_0 и полоса частот сигнала B, для исследуемой космической системы;
- панель для ввода параметров дисперсии. Данное окно используется в том случае, когда фазочастотная характеристика канала становится частотно-зависимой. После вычисления и исследования дисперсионной характеристики, рассчитанные параметры дисперсии (наклон s и параметр нелинейности ν) вводятся в соответствующие поля. Данные параметры вычисляются индивидуально для конкретной рабочей частоты.
- панель графики. После ввода входных параметров и параметров осуществляется построение сигналов и их спектров в трансионосферном радиоканале для следующих случаев: учет только линейных слагаемых фазы (случай без частотной дисперсии), z0(α); с чисто кубической нелинейной составляющей фазы с учетом линейных слагаемых,y(α); с квадратичной нелинейной составляющей фазы с учетом линейных слагаемых (случай линейной частотной дисперсии), u0(α); с нелинейной составляющей фазы с учетом линейных слагаемых (случай нелинейной частотной дисперсии), w0(α);

3. Результаты экспериментов

На рис. 3 представлены результаты полос когерентности для рабочего диапазона частот от 1 до 10 ГГц, вычисленные при спокойном состоянии ионосферы для различных сезонов.



а *б*

Рис. 3. Полосы когерентности: а – дневная ионосфера; б – ночная ионосферы

Fig. 3. Coherence bandwidth: a – day the ionosphere; b – night the ionosphere

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Анализируя полученные результаты можно сделать выводы, что с уменьшением рабочей частоты, снижается значение полосы когерентности, также она уменьшается с увеличением полного электронного содержания. Важно отметить, что при переходе от дневной ионосферы к ночной полоса когерентности изменяется в среднем: в 8 раз весенний период, в летний период – в 4раза, зимой – 3,5 раза и осенью в 7 раз.

При анализе результатов импульсных характеристик сигнала (см. пример на рис. 2) можно сказать, что при учёте квадратических и кубических слагаемых фазы (влияние линейной и нелинейной частотной дисперсии) происходит изменение формы ИХ, а именно её расширение (форма пьедестала), которая более наглядно проявляется при дневном состоянии ионосферы, а также при максимальной солнечной активности. Причем одновременное увеличение параметров наклона и вогнутости, расширяет форму ИХ.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследовано влияние частотной дисперсии на дисперсионные и импульсные характеристики. Рассмотрены случаи с линейной и нелинейной частотной дисперсии и показано, что при различных параметрах нелинейности имеет место изменение формы импульсной характеристики канала. Определены и построены полосы когерентности для СВЧ диапазона при спокойных условиях ионосферы. Полученные результаты будут способствовать достижению новых возможностей для работы широкополосных радиотехнических систем в дисперсных средах, обеспечивая более оптимальную работу систем, а также их помехоустойчивость.

Источники финансирования

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 15-07-05280; 15-07-05294; 16-35-50083; 16-37-60068; грантов министерства образования и науки РФ: № 3.2695.2014 / К, № 8.2697.2014 / К; Российского научного фонда № 15-19-10053.

Список литературы

[1] Иванов Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений: монография. Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. 268 с.

[2] Иванов В.А., Рябова Н.В., Бастракова М.И.. Помехоустойчивость и пропускная способность радиоканалов ионосферной связи: монография. Йошкар-Ола: ПГТУ, 2013. 156 с.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова М.И. и др. Искажения широкополосного радиосигнала в ионосфере, вызванные нелинейной частотной дисперсией // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2013. № 2 (18). С. 5-15.

[4] Иванов В.А., Рябова Н.В., Рябова М.И., Кислицын А.А. Определение параметров частотной дисперсии по данным трансионосферного зондирования // «Труды ПГТУ. Сер.: «Технологическая». 2014. Вып. 2. С. 82-86.

[5] Ясюкевич Ю. В., Мыльникова А. А., Демьянов В.В. и др. Суточная динамика вертикального полного электронного содержания над городами Иркутск и Йошкар-Ола по данным GPS/ГЛОНАСС и модели IRI-2012 // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2013. № 3(19). С. 18-29.

References

[1] 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).

[2] Ivanov V.A., Ryabova N.V., Bastrakova M.I. Interference Immunity and the Capacity of an Ionospheric Radio Channel. Monograph. Yoshkar-Ola: PGTU, 2013. 156 p. (In Russian).

[3]. Ivanov D. V., Ivanov V. A., Ryabova M. I. et al. Broadband signal distortion in the ionosphere, caused by nonlinear fre-quency dispersion. *Vestnik Povolzhskogo gosudar-stvennogo tekhnolog-icheskogo universiteta. Ser.: Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy* [Vestnik of Volga State University of Technology. Ser.: Radio Engineering and Infocommunication Systems]. 2013. № 2 (18). Pp. 6-16. (In Russian).

[4] Ivanov V.A., Ryabova N.V., Ryabova M.I., Kislitsyn A.A. Determination of the frequency dispersion of parameters according to the ionospheric sounding trance. «Proceedings of the PSTU. Ser.: «Technology». 2014. Vol. 2. Pp. 82-86. (In Russian).

[5] Yasyukevich Yu. V., Mylnikova A. A., Demyanov V. V. et al. Diurnal Dynamics of the Vertical Total Electron Content over the Cities Yoshkar-Ola and Irkutsk According to the Data of GPS/GLONASS and the Model IRI-2012. Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Ser.: Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy [Vestnik of Volga State University of Technology. Ser.: Radio Engineering and Infocommunication Systems]. 2013. № 3 (19). Pp. 18-29. (In Russian).

Funding

The work was carried out with grant support from the Russian Foundation for Basic Research projects: № 15-07-05280; 15-07-05294; 16-35-50083; 16-37-60068; grants of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation: № 3.2695.2014 / K, № 8.2697.2014 / K; and the Russian Science Foundation № 15-19-10053).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Estimation of phase speeds of geomagnetic pulsations for model of a plane electromagnetic wave with coinciding fronts

Artem A. Bykov[1], Nikolay V. Dorofeev[1], Oleg R. Kuzichkin[1], Vladimir T. Eremenko[2]
[1]*Murom institute (branch) of the Vladimir state university*
Муром, 602264, Russian Federation
bykov_a_a@list.ru
[2]*Oryol state university n.a. I.S Turgenev*
Oryol, 302026, Russian Federation

Abstract: *The article deals with method of quantitative interpretation of spatial and temporal distribution of the fields of geomagnetic pulsations in the form of non-uniform model of plane electromagnetic waves with the same phase and amplitude edges in the horizontal plane when we can talk about the direction of propagation of the wave front. Substantiates the use the method for systems of magnetotelluric intubation of Earth. It was an experimental evaluation of the phase speeds of geomagnetic pulsations like Pi-2 for model of a plane wave fronts with coinciding fronts on the basis of the regression analysis of a distributed network of observation stations. Substantiated equation link the individual spectral components of the pulse wave packets geomagnetic sources.*

Keywords: *geomagnetic pulsations, phase and amplitude front, magnetotelluric intubation, dispersion of phase speeds, wave packet.*

Оценка фазовых скоростей геомагнитных пульсаций для модели плоской электромагнитной волны с совпадающими фронтами

[1]Быков А.А., [1]Дорофеев Н.В, [1]Кузичкин О.Р., [2]Еременко В.Т.
[1]*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета*
г. Муром, 602264, Российская Федерация
bykov_a_a@list.ru
[2]*Орловский государственный университет имени И.С. Тургенева*
г. Орел, 302026, Российская Федерация

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Аннотация: *Рассматривается метод количественной интерпретации пространственно-временного распределения полей геомагнитных пульсаций в виде модели плоских неоднородных электромагнитных волн с совпадающими фазовыми и амплитудными фронтами в горизонтальной плоскости, когда можно говорить о направлении распространения волнового фронта. Обосновано применение метода для систем магнитотеллурического зондирования Земли. Проведена экспериментальная оценка фазовых скоростей геомагнитных пульсаций типа Pi-2 для модели плоской волны с совпадающими фронтами на основе регрессионного анализа данных распределенной сети станций наблюдений. Обосновано уравнение связи отдельных спектральных составляющих волновых пакетов импульсных геомагнитных источников.*

Ключевые слова: геомагнитные пульсации, фазовый и амплитудный фронт, магнитотеллурическое зондирование, дисперсия фазовых скоростей, волновой пакет.

1. Введение

Магнитотеллурические зондирования Земли предполагают использование естественных электромагнитных полей для геолого-геофизической разведки земной коры в ультранизкочастотном диапазоне, основанное на количественной интерпретации пространственно-временного распределения полей геомагнитных пульсаций по поверхности Земли от некоторой локально выраженной эпицентральной зоны [1-3].

В настоящее время фазовые смещения по точкам синхронного измерения геомагнитного поля в диапазоне геомагнитных пульсаций, подтверждающее их волновое распространение по поверхности Земли, зарегистрированы многочисленными исследователями [4]. Однако отмечается ряд особенностей, которые не могли быть объяснены в рамках теории, представляющей первичное магнитотеллурическое поле как однородную вертикально падающую волну. Волновая структура источника геомагнитных пульсаций изначально имеет неоднородный характер, которая дополнительно искажается в точках наблюдения дисперсией фазовых скоростей. Дисперсия фазовых скоростей выражалась в том, что для одного волнового пакета кажущиеся фазовые скорости зависят от периода, и имеется тенденция уменьшения скорости с увеличением периода составляющей пакета [5]. Это приводило к неоднозначности оценки эпицентральных зон Pi-2, вызывающей неправильную трактовку данных георазведки с использованием естественных геомагнитных полей и подвергающей сомнению факт волнового распространения Pi-2.

Целью настоящей работы является оценка фазовых скоростей геомагнитных пульсаций типа Pi-2 для модели плоской волны с совпадаю-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

щими фронтами на основе регрессионного анализа данных регистрации на распределенной сети станций наблюдений.

2. Регрессионный анализ парциальных составляющих поля геомагнитных пульсаций

В предположении модели геомагнитных пульсаций в виде плоских неоднородных волн с совпадающими фазовыми и амплитудными фронтами в горизонтальной плоскости, когда можно говорить о направлении распространения волнового фронта, базовые уравнения Максвелла распадаются на две замкнутые системы [6]. С учетом пространственного затухания компоненты поля геомагнитных пульсаций можно представить в виде двух групп дифференциальных уравнений, полностью определяющих волновой вектор в базисе предполагаемого распространения волны $\vec{\xi}$ и $\vec{\eta}$

$$\begin{aligned} &\frac{\partial H_\xi}{\partial z} - (ik_\xi - \beta_{h\xi})H_z = \sigma E_\eta, \qquad \frac{\partial E_\xi}{\partial z} - (ik_\xi - \beta_{e\xi}\xi)E_z = i\omega\mu H_\eta, \\ &-\frac{\partial E_\eta}{\partial z} = i\omega\mu H_\xi, \qquad \text{и} \qquad \frac{\partial H_\eta}{\partial z} = \sigma E_\xi, \\ &(ik_\xi - \beta_{e\eta}\xi)E_\eta = i\omega\mu H_z \qquad -(ik_\xi - \beta_{h\eta}\xi)H_\eta = \sigma E_z, \end{aligned} \tag{1}$$

где σ, μ – проводимость и магнитная проницаемость среды; $\beta_{h\xi}, \beta_{h\eta}, \beta_{e\xi}, \beta_{e\eta}$ – коэффициенты затухания парциальных волн магнитного и электрического типа соответственно.

Способные независимо распространяться с различным импедансом, парциальные волны в этом случае линейно поляризованы и содержат вертикальные составляющие различного типа. Парциальная волна магнитного типа состоит из компонент H_ξ, E_η и H_z, а волна электрического типа имеет компоненты E_ξ, H_η и E_z.

В работе [7] было обосновано общее положение для связи отдельных спектральных составляющих волновых пакетов импульсных геомагнитных источников. В частности, для геомагнитных пульсаций типа Pi-2 для уравнения связи в алгоритме регрессионного анализа использовалось дисперсионное уравнение, связывающее фазовую и групповую скорости волнового пакета импульсного геофизического источника

$$\frac{d\upsilon_\phi}{\upsilon_\phi} = (1-\alpha)\frac{d\omega}{\omega}, \tag{3}$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где α – коэффициент связи, при α =1 фазовая скорость равна групповой.

Однако регрессионный анализ в нашем случае затруднен тем, что при синхронной регистрации геомагнитных пульсаций на сети станций измерение в горизонтальной плоскости проводилось по двум ортогональным составляющим, расположенным в направлении геомагнитных осей. Поэтому необходимо определить реальные амплитуды и фазы парциальных составляющих по формулам приведения, учитывающих различный угол между предполагаемым эпицентром и измерительными базисами на станциях наблюдения [8]:

$$\begin{aligned} \dot{H}_{\xi} &= \dot{H}_{y}\cos\alpha + \dot{H}_{x}\cos\beta \\ \dot{H}_{\eta} &= \dot{H}_{x}\cos\alpha - \dot{H}_{y}\cos\beta, \end{aligned} \tag{4}$$

где cos α, cos β – направляющие косинусы с углами α между векторами $\vec{\xi}$ и $\vec{y}$, и β между векторами $\vec{\xi}$ и $\vec{x}$.

На основании вышеизложенных предположений регрессионное уравнение спектральных составляющих волнового пакета импульсных геофизических источников для рассматриваемой модели можно представить в виде

$$y_{ij} = \bar{y}_i - \omega_i^{\alpha}\bar{x}\frac{Q}{P} + \omega_i^{\alpha}\frac{Q}{P}x_j,\ \alpha = \frac{1}{mn}\sum_{i=1}^{m}\sum_{j=1}^{n}\frac{\ln\omega_i}{\overline{\ln\omega_i}}\ln\left(\frac{Q(y_{ij}-\bar{y}_i)}{P(x_j-\bar{x})}\right), \tag{5}$$

где $j = 1 \ldots n$ – номер геофизической станции наблюдения; $i = 1 \ldots n$ – номер спектральной составляющей волнового пакета; $\bar{x}$ – математическое ожидание расстояний от станций наблюдения до предлагаемого эпицентра; $\bar{y}_i$ – математическое ожидание фазовых данных на станциях наблюдения по i-спектральной составляющей; $\overline{\ln\omega_i}$ – математическое ожидание логарифма значений частот спектральных составляющих волнового пакета.

3. Практические результаты

Нами был проведен регрессионный анализ по десяти зарегистрированным пакетам геомагнитных пульсаций типа Pi-2, зарегистрированных не менее чем на шести станций глобальной геофизической сети наблюдений SAMNET [9] в период с 10 мая по 25 октября 2001 г.

В таблице приведены результаты регрессионного анализа волновых пакетов: α – коэффициент связи; R_{α}, R_{φ}, R_a – коэффициенты корреляции

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

связи, фазы и амплитуды центрального периода волнового пакета; $\overline{\upsilon}_{\phi}$ – средняя фазовая скорость волнового пакета.

Табл. 1.Оценка дисперсий фазовых скоростей

Table 1. Assessment of dispersions of phase speeds.

№	α	R_{α}	R_{φ}	R_{a}	$\overline{\upsilon}_{\phi}$
1	0,53	0,9038	0,9910	0,9005	17,9
2	0,53	0,9115	0,9851	0,8995	18,1
3	0,36	0,8231	0,9561	0,8605	16,0
4	0,54	0,9612	0,9889	0,9099	15,8
5	0,51	0,9515	0,9901	0,9110	18,2
6	0,58	0,9368	0,9765	0,9210	13,4
7	0,40	0,8535	0,9810	0,8513	19,3
8	0,37	0,8389	0,9856	0,8524	16,5
9	0,61	0,9431	0,9953	0,9113	12,6
10	0,34	0,8105	0,9370	0,8500	15,3

Как видно, коэффициенты корреляции связи имеют значения не менее 0.82, что показывает хорошую связь составляющих волновых пакетов. Следует отметить, что коэффициенты корреляции фаз и амплитуд упали по сравнению с результатами анализа с использованием уравнения связи (1). Это легко объясняется дополнительными ограничениями, накладываемыми на минимизационное уравнение (4). Количественная оценка фазовых скоростей $\overline{\upsilon}_{\phi}$ согласуется с данными других авторов.

На рисунке 1 приведены графики зависимости дисперсий фазовых скоростей волновых пакетов от периода, где номер соответствует номеру исследуемого пакета.

В целом фазовые скорости убывают с увеличением периода как внутри одного волнового пакета, так и при общем рассмотрении дисперсионной зависимости. Заметны различия в дисперсионной структуре разных волновых пакетов, выраженные в неодинаковых наклонах кривых дисперсий.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

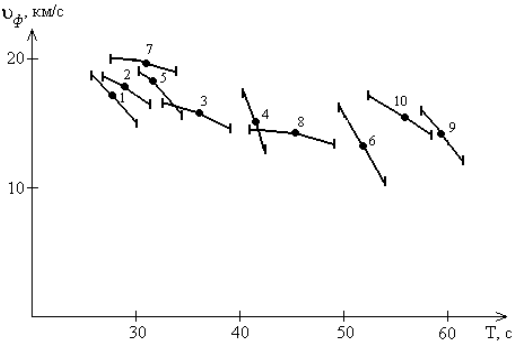


Рис. 1. Графики дисперсий фазовых скоростей волновых пакетов
Fig. 1. Schedules of dispersions of phase speeds of wave packets

4. Заключение

Из полученных результатов анализа можно сделать вывод, что фазовая структура поля геомагнитных пульсаций типа Pi-2 более сложна, чем предполагаемое точечное волновое распространение, описываемое уравнением связи (1). В шести случаях из десяти рассмотренных нами в наземном поле преобладает поперечная составляющая магнитного поля с правой поляризацией, а в четырех случаях – продольная составляющая с левой поляризацией. Это доказывает из-начальную неоднородность источника возбуждения геомагнитных пульсаций типа Pi-2, приводящую к эффекту поляризационного расщепления спектров наблюдаемого на сети станций, что необходимо учитывать при построении модели магнитотеллурических зондирований с использованием геомагнитных пульсаций типа Pi-2.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МК-7406.2015.8.

Список литературы

[1] Тихонов А.Н. Об определении электрических характеристик глубоких слоев земной коры / ДАН СССР, 1959. С. 295-297.

[2] Четаев Д.Н. Дирекционный анализ магнитотеллурических наблюдений / М.: Наука, 1985.

[3] Моргунов В.А. Модель горизонтального распространения геомагнитных пульсаций. В кн.: Структура электромагнитного поля геомагнитных пульсаций / М.: Наука, 1980. С. 68-89.

[4] Дмитриев В.И., Бердичевский М.Н. Фундаментальная модель магнитотеллурического зондирования // ТИИЭР. т.67. №7. 1979. С.69–82.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[5] Кузичкин О.Р., Кулигин М.Н., Калинкина Н.Е. Математическая модель локального описания поля геомагнитных пульсаций типа Pi-2 по данным СВАН. // Методы, устройства и программы обработки данных. Ташкент: НПО « Кибернетика». АН РУЗ. 1998 - С. 33-39.

[6] Моргунов В.А., Четаев Д.Н., Шаманин С.В. О математической модели естественного электромагнитного поля для геофизических исследований строения земной коры. / Проблемы математической физики и вычислительной математики. - М.: Наука. 1977. - С. 225-238.

[7] Troitskaya V.A., Chetaiev D.N., Morghounov V.A. et. al. On the structure of geomagnetic pulsations field. // Program and Abstracts for the XVI IUGG General Assembly. Grenoble. 1975. - P.233

[8] Кузичкин О.Р. Методы и устройства обработки информации в системе мониторинга импульсных геомагнитных источников: Монография / М.: Изд–во Радиотехника, 2008.

[9] Kuzichkin, O.R., Dorofeev N.V. Analysis of algorithmic errors and mistakes in regression treatment of geomagnetic measurements // Measurement Techniques. V.50. 2007, №12. P. 1246-1251.

References

[1] Tihonov A.N. [About definition of electric characteristics of deep layers of the earth's crust]. *Reports of the USSR Academy of Sciences*, 1959, pp. 295 - 297. (In Russian).

[2] Chetaev D.N. *Directional analysis of magnetotelluric observations*. Moscow, Nauka, 1985. *(In Russian).*

[3] Morgunov V.A. *Model of horizontal distribution of geomagnetic pulsations. In the book: Structure of an electromagnetic field of geomagnetic pulsations*. Moscow, Nauka, 1980. pp.68 - 89. (In Russian).

[4] Dmitriev V.I., Berdichevskij M.N. [The fundamental model of magnetotelluric sounding]. Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers. vol.67. №7. 1979. pp. 69 – 82. (In Russian).

[5] Kuzichkin O.R., Kuligin M.N., Kalinkina N.E. [Mathematical model of a local description of the field of geomagnetic pulsations type Pi-2 according to the spectral-time analysis]. Methods, devices, and data processing software. Tashkent: Scientific and Production Association «Kibernetika». The Academy of Sciences of the Republic of Uzbekistan. 1998. pp. 33 - 39. (In Russian).

[6] Morgunov V.A., Chetaev D.N., Shamanin S.V. [About mathematical model of a natural electromagnetic field for geophysical surveys of a structure of crust]. Problems of Mathematical Physics and Computational Mathematics. Moscow. Nauka. 1977. pp. 225 - 238. (In Russian).

[7] Troitskaya V.A., Chetaiev D.N., Morghounov V.A. et. al. [On the structure of geomagnetic pulsations field]. Program and Abstracts for the XVI IUGG General Assembly. Grenoble. 1975. p.233

[8] Kuzichkin O.R. *The methods and data processing devices in the system monitoring pulse sources geomagnetic: Monograph*. Moscow, Radiotehnika. 2008. (In Russian).

[9] Kuzichkin O.R., Dorofeev N.V. [Analysis of algorithmic errors and mistakes in regression treatment of geomagnetic measurements]. *Measurement Techniques*. V.50. 2007, №12. P. 1246 - 1251. (In Russian).

Acknowledgements

This work was supported by the Russian President's grant MK-7406.2015.8.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

On-board radar jam-resistance enhancement by means of holographic mode

Konstantin S. Artemov[1], Alexey S. Gvozdarev[1], Tatyana K. Artemova[1]
[1]*Yaroslavl State University n.a. P.G. Demidova*
Yaroslavl, 150000, Russian Federation
asg.rus@gmail.com

Abstract: *An analysis of on-board synthetic aperture radar's jamming resistance enhancement by means of holographic mode is carried out. Statistical modeling results of radar performance for the case of target recognition algorithms, utilizing most widely spread distance functions: Euclid, Manhattan, Chebyshev and correlation distance, applied to images, reconstructed from holograms with lost pixels (simulating strong jamming interference or situations of link loss with the carrier platform) are reported.*

Keywords: *target recognition, distance, hologram, radar, interference, jam-resistance.*

Повышение помехозащищённости бортовых радиолокационных станций за счёт использования голографического режима

[1]Артёмов К.С., [1]Гвоздарёв А.С., [1]Артёмова Т.К.
[1]*Ярославский госуниверситет им. П.Г. Демидова*
г. Ярославль, 150000, Российская Федерация
asg.rus@gmail.com

Аннотация: *Проводится анализ повышения помехозащищённости бортовых радаров с синтезированной апертурой за счёт использования голографического режима работы. Приводятся результаты статистического моделирования качества функционирования станции при решении задачи эталонной классификации объектов на основе изображения, восстановленного по голограмме с потерянными пикселями (имитирующими действие мощных помех или ситуаций потери связи с носителем), с применением широко используемых расстояний: Евклида, Манхэттенского, Чебышёва и корреляционного.*

Ключевые слова: *распознавание образов, расстояние, голограмма, радар, помехи, помехоустойчивость.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Одной из ключевых задач современной радиолокации является задача повышения качества функционирования существующих бортовых радиолокационных станций (БРЛС) за счёт использования новых режимов передачи, приёма и обработки радиосигнала. В условиях миниатюризации современных радиолокационных комплексов с целью помещения их на подвижные носители: спутники, самолёты, беспилотные летающие аппараты и др. особую важность среди всей совокупности системных показателей БРЛС [1, 2] приобретают живучесть и информативность.

Значительное повышение качества данных показателей может быть достигнуто за счёт использования радиоголографического режима [3, 4], позволяющего одновременно: во-первых, увеличить количество информации о наблюдаемой сцене, извлекаемой из принимаемого радиосигнала: одновременное решение задач обнаружения (целеуказания), слежения (контроль манёвра, совершаемого целью) и идентификации целей; во-вторых, обеспечить повышение помехозащищённости работы комплекса. Последнее приобретает особую актуальность в случае необходимости работы в условиях воздействия на БРЛС преднамеренных и непреднамеренных помех и шумов.

Повышение помехозащищённости в системах голографического радиовидения (СГРВ) достигается за счёт использования основного свойства голограммы: любая её часть содержит всю информацию о наблюдаемой сцене [5]. В случае наличия мощной помехи, существенно искажающей производимое наблюдение в данном пространственно-временном отсчёте, или при кратковременной потере канала связи носителя БРЛС с базой (и как следствие потери информации о сцене в данный временной отсчёт) информация может быть восстановлена (хотя и не без потери качества) по другим отсчётам регистрируемой радиоголограммы.

Целью работы является исследование помехозащищённости голографической БРЛС. При этом, полагая воздействие помех случайным, не будем привязываться к их уровню, рассматривая наихудший сценарий: полную потерю данных для конкретного наблюдения (т.е. считая уровень достаточным для полного «ослепления» БРЛС или полной потери канала связи в данный пространственно-временной отсчёт).

2. Исследуемая модель

Рассмотрим БРЛС, работающую в голографическом режиме и формирующую радиоголограмму за счёт синтезирования апертуры по прин-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ципу скрещенных решёток [2, 5]. Пусть в дальнейшем по данной радиоголограмме восстанавливается амплитудное изображение A анализируемой области пространства (сцены). Для дальнейшего решения задач идентификации обнаруженных целей могут использоваться различные подходы, в частности эталонный, основанный на сравнении каких-либо характеристик полученного сигнала/изображения с некоторыми заранее сформированными эталонами [6—9]. Пусть для анализа доступно эталонное изображение наблюдаемой сцены A_{et}. Для удобства дальнейшей работы введём векторизованные аналоги эталона $\vec{u}_{et}$, наблюдения $\vec{u}$ и невязки между ними $\vec{\xi}$:

$$\vec{u}_{et} = \mathrm{vec}\left(A_{et}\right), \tag{1}$$

$$\vec{u} = \mathrm{vec}\left(A\right), \tag{2}$$

$$\vec{\xi} = \vec{u}_{et} - \vec{u}\,. \tag{3}$$

Решение задачи классификации при использовании эталонных методов производится построением решающего правила, относящего объект к некоторому классу [6, 7]. В основе любого решающего правила лежит некоторый функциональный показатель качества, оперирующий имеющимися данными (наблюдаемыми реализациями и эталонами). В качестве подобных функционалов в прикладных задачах математической статистики наиболее часто встречаются [9, 10] Евклидово расстояние (L_2), Манхэттенское расстояние (L_1), расстояние Чебышёва (L_∞) и корреляционное расстояние (L_c), которые в терминах введённых обозначений (1)—(3) выглядят следующим образом:

$$L_1 = \sum_{n=1}^{N} \left|\xi_n\right|, \tag{4}$$

$$L_2 = \vec{\xi}^{\,\mathrm{T}}\vec{\xi}\,, \tag{5}$$

$$L_\infty = \max_{1\le n\le N} \left|\xi_n\right|, \tag{6}$$

$$L_c = \frac{\left(\vec{u}_{et}^{\,c}\right)^{\mathrm{T}}\vec{u}^{\,c}}{\sqrt{\left\|\vec{u}_{et}^{\,c}\right\|_{L_2}\left\|\vec{u}^{\,c}\right\|_{L_2}}}\,, \tag{7}$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где N — длина векторов (1)—(3), $(\ )^{\mathrm{T}}$ — оператор транспонирования, $\vec{u}_{et}^{\,c}$ и $\vec{u}^{\,c}$ — центрированные аналоги (1)—(2), а $\left\|\vec{u}_{et}^{\,c}\right\|_{L_2}$ и $\left\|\vec{u}^{\,c}\right\|_{L_2}$ — нормы (1)—(2) в смысле (5). Стоит отметить, что (4)—(6) представляют собой частные случаи более общего расстояния Минковского.

3. Практические результаты

Для проведения статистического моделирования была рассмотрена голографическая БРЛС, функционирующая в Ka диапазоне и формирующая растровую радиоголограмму 32×32 отсчёта методом скрещенных решёток за один такт. Распределение потерянных элементов голограммы моделировалось равномерным, усреднение проводилось по выборке в 100 реализаций. В качестве эталонной сцены была выбрана группа из трёх несоединённых объектов, содержащая такие элементы, как углы и резкие границы (на практике затрудняющие восстановление качественного радиоизображения), которая может имитировать крыши зданий, автомобили на улице после проведения пороговой фильтрации (бинаризации), используемой в системах классификации объектов.

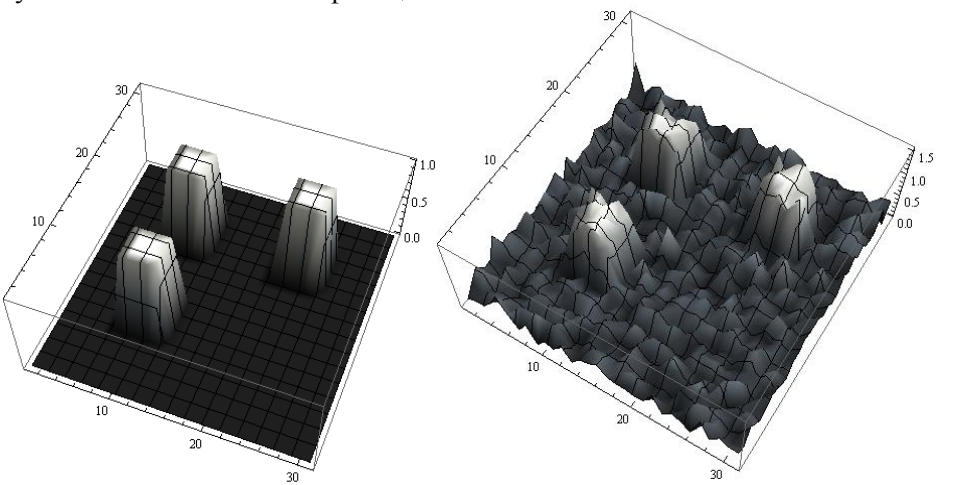
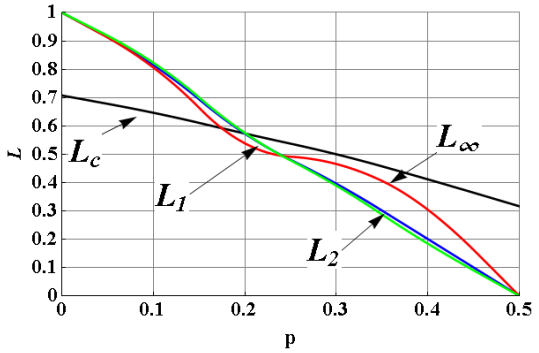


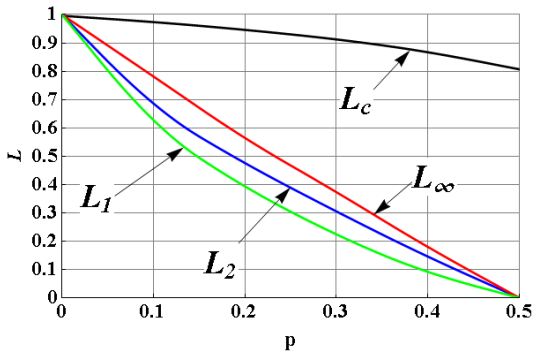
Рис. 1. Изображение используемой модели: a — в отсутствие помех, b — при ОСШ 25 дБ

Fig. 1. Used model image: a — without noise, b — at SNR 25 dB

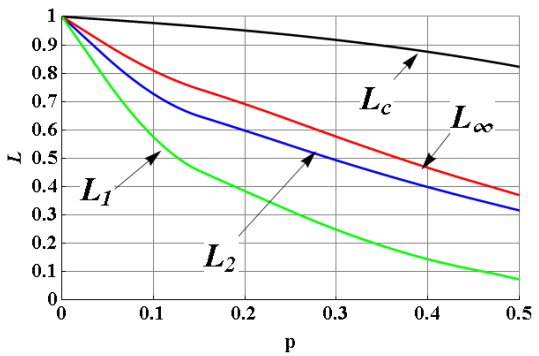
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



a



b



c

Рис. 2. Зависимость величины нормированных критериев от доли потерянных наблюдений:
a — при ОСШ 10 дБ, b — при ОСШ 20 дБ, c — в отсутствие помех

Fig. 2. The dependence of normalized criteria on the percentage of lost pixels:
a — at SNR 10 dB, b — at SNR 20 dB, c — without interference

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Анализировалась зависимость качества восстанавливаемой информации (на примере радиолокационного профиля цели в картинной плоскости) от уровня помех, выраженного отношением сигнал-шум (ОСШ). На рисунке 2 представлен результат моделирования поведения (4)—(7) в зависимости от доли потерянных наблюдений p. В случаях (4)—(6) оцененные величины нормировались к единице для возможности проведения перекрёстного сравнения.

Анализ полученных результатов позволяет сделать заключение о возможности достижения существенного выигрыша в помехозащищённости при использовании в качестве функционала качества корреляционного расстояния: потеря 10% отсчётов радиоголограммы (наблюдений сцены) приводит к снижению Lc на 2%, а потеря 35% — лишь на 10% (для случая ОСШ более 18 дБ). При этом можно отметить существенный проигрыш в данной задаче Манхэттенского расстояния, которое приводит к полной потере информации при 50% потерянных наблюдений. В то же время корреляционное расстояние при таком же уровне потерь снижается лишь до уровня 0.65.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследована возможность повышения помехозащищённости бортовых радиолокационных станций за счёт использования голографического режима их работы. Реализуемый при этом приём, основанный на использовании в качестве функционала качества корреляционного расстояния, позволяет обеспечить высокие показатели при относительно большой потере исходных данных. Однако снижение ОСШ приводит к проигрышу корреляционного расстояния в области малых потерь p по сравнению с другими расстояниями. Чебышёвское и Евклидово расстояния, часто используемые на практике в задачах радиолокации, ведут себя схожим образом в областях малых и больших потерь (p~0 и p>0.7) с ощутимым преимуществом L_∞ в промежуточной области.

Список литературы

[1] Skolnik M.I. Radar Handbook. McGraw-Hill, New York, 2008.

[2] Fitch J. P. Synthetic aperture radar. Springer Science & Business Media, 2012.

[3] Amin M.G. Through-the-wall radar imaging. CRC Press, 2010.

[4] Yaroslavsky L. Digital holography and digital image processing. Kluwer Academic Publishers, Boston, 2004.

[5] Pasmurov A., Zinoviev J. Radar imaging and holography. Gardner Books, 2005.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[6] Bennett C., Toomey J. Target classification with multiple frequency illumination // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1981, vol. 29, no. 2, pp. 352-358.

[7] Anderson S.J. Target classification, recognition and identification with HF radar // Proceedings of the NATO Research and Technology Agency Sensors and Electronics Technology Panel Symposium SET-080/RSY17/RFT: «Target identification and recognition using RF systems», 11 – 13 October, 2004, Oslo, Norway. RTO-MP-SET-080, 2004, pp. 1-20.

[8] Artyomova T.K., Gvozdaryev A.S. Minimum-phase method for the reference estimation of object size in problems of RF holography. Radioelectronics and Communications Systems, 2011, vol. 54, no. 4, pp. 189-195.

[9] Kay S.M. Fundamentals of statistical signal processing. Vol. 2: Detection theory. Prentice Hall, 1998.

[10] Гвоздарёв А.С., Артёмова Т.К., Артёмов К.С. Анализ особенностей использования фазовой и амплитудной функций близости в задачах эталонной оценки параметров объектов в радиоголографии. Журнал радиоэлектроники, 2014, №12. http://jre.cplire.ru/jre/dec14/1/text.pdf.

References

[1] Skolnik M.I. Radar Handbook. McGraw-Hill, New York, 2008.

[2] Fitch J. P. Synthetic aperture radar. Springer Science & Business Media, 2012.

[3] Amin M.G. Through-the-wall radar imaging. CRC Press, 2010.

[4] Yaroslavsky L. Digital holography and digital image processing. Kluwer Academic Publishers, Boston, 2004.

[5] Pasmurov A., Zinoviev J. Radar imaging and holography. Gardner Books, 2005.

[6] Bennett C., Toomey J. Target classification with multiple frequency illumination // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1981, vol. 29, no. 2, pp. 352 - 358.

[7] Anderson S.J. Target classification, recognition and identification with HF radar // *Proceedings of the NATO Research and Technology Agency Sensors and Electronics Technology Panel Symposium SET-080/RSY17/RFT: «Target identification and recognition using RF systems», 11 – 13 October, 2004, Oslo, Norway. RTO-MP-SET-080*, 2004, pp. 1 - 20.

[8] Artyomova T.K., Gvozdaryev A.S. Minimum-phase method for the reference estimation of object size in problems of RF holography. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2011, vol. 54, no. 4, pp. 189 - 195.

[8] Artyomova T.K., Gvozdaryev A.S. Minimum-phase method for the reference estimation of object size in problems of RF holography. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2011, vol. 54, no. 4, pp. 189 - 195.

[9] Kay S.M. Fundamentals of statistical signal processing. Vol. 2: Detection theory. Prentice Hall, 1998.

[10] Gvozdaryev A. S., Artyomova T.K., Artyomov K.S. [An amplitude and phase metrics comparative study for reference microwave image's set construction process in application to radioholographic objects parameters estimation problem]. *Journal of radio electronics*, 2014, vol. 12, http://jre.cplire.ru/jre/dec14/1/text.pdf (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Studying the effects of phase dispersion of propagation on the components of an LFM signal with the use of LabVIEW

Vladimir A. Ivanov[1], Dmitry V. Ivanov[1], Natalya V. Ryabova[1], Maria I. Ryabova[2], Andrey A. Chernov, Vladimir V. Ovchinnikov
[1]*Volga State University of Technology*
Yoshkar-Ola, 424028, Russian Federation
IvanovVA@volgatech.net
[2] *Bauman Moscow State Technical University*
Moscow, 105005, Russian Federation
RyabovaMI@volgatech.net

Abstract: *Methods and software were developed to study the dispersive distortions of the tracks of ionograms of vertical and oblique ionospheric sounding. The analysis of the phase dispersion was carried out to identify its effects on the components of an LFM signal in the daytime and for a medium level of solar activity. We considered the case of the signal with a nonlinear phase component taking into account linear summands. The experiment was conducted using the IRI-2007 international reference model. The results of processing full-scale ionograms are presented.*

Keywords: *ionospheric sounding, radio channel, ionogram, LFM, Labview, dispersion.*

Исследование эффектов фазовой дисперсности распространения для элементов ЛЧМ сигнала на базе LabVIEW

[1]Иванов В.А., [1]Иванов Д.В., [1]Рябова Н.В., [2]Рябова М.И., [1]Чернов А.А., [1]Овчинников В.В.
[1]*ФГБОУ ВПО «Поволжский государственный технологический университет»*
г. Йошкар-Ола, 424028, Российская Федерация
IvanovVA@volgatech.net
[2]*Московский государственный технический университет имени Н.Э.Баумана*
Москва, 105005, Российская Федерация
RyabovaMI@volgatech.net

Аннотация: *Развита методика и разработано соответствующее программное обеспечение для исследования дисперсионных искажений треков ионограмм вер-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

тикального и наклонного зондирования ионосферы. Проведены исследования эффектов фазовой дисперсности элементов ЛЧМ сигнала для дневного времени суток и среднего уровня солнечной активности. Рассматривался случай сигнала с нелинейной составляющей фазы с учётом линейных слагаемых. Вычислительный эксперимент проведён с использованием международной справочной модели IRI-2007. Представлены результаты обработки натурных ионограмм.

Ключевые слова: *зондирование ионосферы, радиоканал, ионограмма, ЛЧМ, Labview, дисперсия.*

1. Введение

Известно [1], что высокочастотный (ВЧ) канал подвержен как детерминированному, так и стохастическому воздействию. Сигналы, проходящие через ВЧ канал, подвергаются дисперсионным искажениям. Для эффективного управления частотным ресурсом радиолинии в условиях нестационарности канала необходимо постоянно осуществлять мониторинг текущей ионосферной обстановки. Исследование эффектов фазовой дисперсности в зависимости от состояния ионосферы является актуальной научной задачей.

В данной работе с помощью моделирования в среде LabVIEW исследуются эффекты фазовой дисперсности при распространении линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала с учётом нелинейности фазо-частотной характеристики.

2. Исследуемая модель

Для синтеза частотных зависимостей задержки при наклонном распространения использовалась, описанная в [2], методика.

Для заданных географических координат передатчика и приемника производился расчет длины радиолинии и координат ее средней точки. Затем синтезировалась частотная зависимость задержки при вертикальном зондировании в средней точке радиолинии, согласно формуле задержки для обыкновенной волны в модели параболического слоя. Полученную для вертикального зондирования ионосферы (ВЗИ) зависимость пересчитывали на случай наклонного распространения [2].

Параметры, используемые при построении моделей ионограмм вертикального и наклонного зондирования ионосферы, получены на основе всемирной справочной модели IRI [3], для дневного времени суток и среднего уровня солнечной активности. На рисунке 1 представлены примеры частотных зависимостей задержки сигналов при вертикальном и наклон-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ном распространении. Полученная таким образом модель представляет собой дискретную дисперсионную характеристику (ДХ), определяемую множеством точек с координатами (f_j, τ_j).

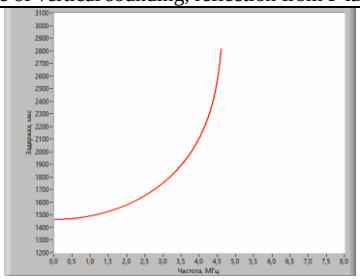
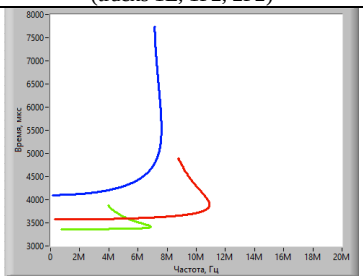
Трасса протяжённостью 0 км (случай ВЗИ, отражение от F слоя) Path length 0 km (case of vertical sounding, reflection from F layer)	Трасса протяжённостью 1000 км (следы 1E, 1F2, 2F2) Path length 1000 km (tracks 1E, 1F2, 2F2)
	

Рис. 1. Модели частотной зависимости задержки при вертикальном и наклонном распространении сигналов

Fig. 1. Models of the frequency dependence of the delay in the vertical and oblique propagation of signals

3. Практические результаты

Для исследования дисперсионных искажений треков на ионограмме была развита методика [2] синтеза спектров элементов сигнала разностной частоты для различных средних частот элементов зондирующего сигнала с учетом фазовых дисперсионных искажений и разработано соответствующее программное обеспечение.

Задавалась полоса элемента зондирующего сигнала $\Delta f_э$. И выбирался шаг по частоте, с которым будет изменяться средняя частота спектра выборочного элемента, а также задавалось число точек БПФ. При построении спектров элементов сигнала нами рассматривался случай фазовой частотной дисперсии, при котором фазо-частотную характеристику (ФЧХ) канала можно представить в виде разложения (2) в ряд Тейлора:

$$\varphi(f) = 2\pi \int_{f_1}^{f} \tau(f) df = 2\pi \tau_0 (f - \bar{f}) + \pi s (f - \bar{f})^2 + \frac{\pi v}{3} (f - \bar{f})^3, \qquad (2)$$

где $\tau(f)$ – частотная зависимость задержки; s – наклон; v – параметр нелинейности; $\bar{f}$ – средняя частота в спектре элемента.

Множество спектров на плоскости будет отображать зависимость амплитудного спектра от средней частоты сжимаемого элемента сигнала,

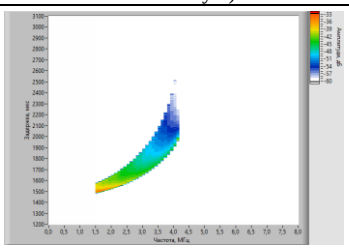
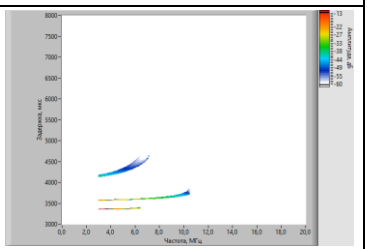
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

показывая его дисперсионные искажения. Трехмерное изображение этой зависимости будет давать представление о дисперсионных искажениях треков на ионограмме.

Примеры искаженных дисперсией треков ионограмм вертикального и наклонного зондирования для дневного времени суток и среднего уровня солнечной активности представлены в таблице 1. Значения амплитуды спектров элементов сигнала нормировались по отношению к максимальному значению в спектре элементов сигнала на высоте спорадического слоя E_s без дисперсии и смещения. Цветом здесь показан спектральный уровень мощности сигнала. Для ионограмм наклонного зондирования реализован синтез только нижних лучей. Из-за конечной длительности выборки и из-за дисперсности треки на ионограмме имеют конечную ширину. При этом с приближением к критической частоте слоя, когда увеличивается фазовая дисперсность, растет ширина трека ионограмм. Видно, что дисперсионные искажения растут с увеличением кратности луча. Они меньше при распространении нижними лучами, чем верхними. Так же с увеличением полосы элемента проявляется влияние кубической составляющей ФЧХ.

Табл. 1. Примеры искажённых дисперсией треков ионограмм вертикального и наклонного зондирования

Table 1. Examples of the tracks of ionograms of vertical and oblique sounding distorted by dispersion

Параметры зондирования Sounding parameters	Трасса протяжённостью 0 км (случай ВЗИ, отражение от F слоя) Path length 0 km (case of vertical sounding, reflection from F layer)	Трасса протяжённостью 1000 км (треки 1E, 1F2, 2F2) Path length 1000 km (tracks 1E, 1F2, 2F2)
$\Delta f_э = 1МГц$ $f_{step} = 100кГц$		

4. Натурный эксперимент

Выше была рассмотрена методика синтеза ДХ по модельным ионограммам. Обработка натурных ионограмм имеет свои особенности. Согласно развитой в монографии [1] теории, ДХ $\tau(f)$ радиоканала имеет

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

несколько составляющих – регулярную $\bar{\tau}_p(f)$, нерегулярную $\bar{\tau}_н(f)$ и стохастическую $\tilde{\tau}(f)$. Для выделения регулярной составляющей ДХ из экспериментальной дискретной ДХ, были развиты существующие методы и разработано соответствующее программное обеспечение на базе LabVIEW. В основе методики лежит полиномиальная фильтрация экспериментальной дискретной ДХ. Аппроксимирующий полином и будет регулярной составляющей $\bar{\tau}_p(f)$ ДХ.

Главное окно виртуального прибора представлено на рисунке 2.

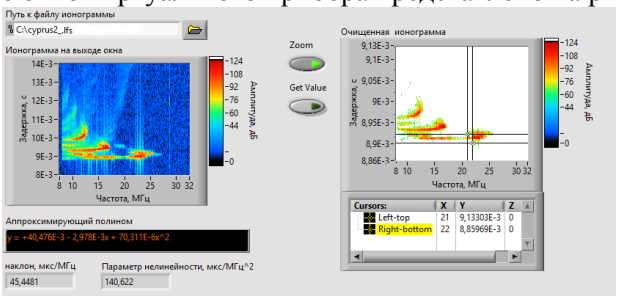


Рис. 2. Главное окно виртуального прибора обработки натурных ионограмм

Fig. 2. The main window of the virtual instrument used to process full-scale ionograms

Входными данными для программы являются натурные ионограммы (левый верхний угол рисунка 2), выходными – аппроксимирующий полином и параметры частотной дисперсии (наклон и параметр нелинейности).

Результаты натурного эксперимента приведены в таблице 2.

Табл. 2. Результаты натурного эксперимента

Table 2. The results of the full-scale experiment

Дата и время сеанса (МСК) Date and time of session (MSK)	МПЧ, МГц MUF, MHz	Средняя частота элемента, МГц Medium frequency of element, MHz	Наклон, мкс/МГц Slope, mcs/MHz	Параметр нелинейности, мкс/МГц^2 Parameter of nonlinearity, mcs/MHz
16.05.2016 12:20:10	24	12,5	14,0	2,5
		13,5	16,0	7,5
		14,5	18,7	11,7
		15,5	34,6	23,1
		16,5	58,8	29,9
		17,5	64,3	78,6
		18,5	78,1	102,2

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Окончание таблицы 2

The end of table 2

Дата и время сеанса (МСК) Date and time of session (MSK)	МПЧ, МГц MUF, MHz	Средняя частота элемента, МГц Medium frequency of element, MHz	Наклон, мкс/МГц Slope, mcs/MHz	Параметр нелинейности, мкс/МГц^2 Parameter of nonlinearity, mcs/MHz
16.05.2016 12:25:10	23,5	12,25	9,8	26,0
		13,25	13,7	29,0
		14,25	28,3	31,2
		15,25	36,4	32,6
		16,25	49,8	34,7
		18,25	53,8	61,0
16.05.2016 12:35:10	25	13,0	27,1	3,2
		14,0	28,0	8,5
		15,0	28,6	15,4
		16,0	30,4	23,2
		17,0	37,7	29,9
		18,0	64,3	37,7
		19,0	141,1	115,8

Параметры частотной дисперсии исследовались на основе данных, полученных в ходе натурных экспериментов, для трассы Кипр(35ºN34ºE) – Йошкар-Ола протяжённостью 2623 км. Сеансы наклонного зондирования осуществлялись с интервалом 5 минут. Для исследований было выбрано три сеанса. Из полосы 0,5 ÷ 0,8 от максимально применимой частоты (МПЧ) выбирались элементы с полосой 1 МГц, для которых строился аппроксимирующий полином и определялись параметры частотной дисперсии. Обработка ионограмм, полученных в этих экспериментах проводилась для нижнего мода луча F1. Во всех случаях наблюдалась тенденция роста параметров частотной дисперсии, с ростом средней частоты канала.

5. Заключение

Таким образом, в работе представлены результаты исследования дисперсионных искажений треков и параметров частотной дисперсии. Из-за конечной длительности выборки и из-за дисперсности треки на ионограмме имеют конечную ширину. При этом с приближением к критической частоте слоя, когда увеличивается фазовая дисперсность, растет ши-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

рина трека ионограмм. Искажения растут с увеличением кратности луча. Так же с увеличением полосы элемента проявляется влияние кубической составляющей фазо-частотной характеристики. При проведении натурных экспериментов, во всех случаях наблюдается тенденция роста наклона и параметра нелинейности с ростом средней частоты канала.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 13-07-00371; 13-02-00524; 15-07-05280; 15-07-05294; Гранты Минобрнауки РФ № 3.2695.2014/К, № 8.2697.2014/К, № 2276, № 2247; РНФ № 15-19-10053; Грант Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере № 5126ГУ1/2014;

Список литературы

[1] Дисперсионные искажения системных характеристик широкополосных ионосферных радиоканалов: монография / В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. Н. Михеева, М. И. Рябова. – Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 2015. – 160 с.

[2] Лащевский, А.Р. Особенности дисперсного распространения в ионосфере декаметровых линейно-частотно-модулированных радиосигналов с различной средней частотой спектра [Текст]: дис. … канд. физ.-мат. наук / Р.А. Лащевский; Марийск. гос. техн. ун-т. – Йошкар-Ола, 2010. – 145 с.

[3] International Reference Ionosphere - IRI-2007. – Режим доступа: http://omniweb.gsfc.nasa.gov/vitmo/iri_vitmo.html – дата обращения 16.05.2016.

References

[1] The dispersion distortions of system characteristics of broadband ionosphere radio channels: Monograph / V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, N. N. Mikheyeva, M. I. Ryabova. - Yoshkar-Ola: Volga State University of Technology, 2015. - 160 p.

[2] Laschevsky, A.R. Features of the dispersion propagation in the ionosphere decameter linearly-frequency-modulated radio signals with different average frequency spectrum [Text]: dis. ... Candidate of Physico-Mathematical Sciences / R. A. Laschevsky; Mari. state. tehn. Univ. - Yoshkar-Ola, 2010. - 145 p.

[3] International Reference Ionosphere - IRI-2007. – Access mode: http://omniweb.gsfc.nasa.gov/vitmo/iri_vitmo.html – the date of request 16.05.2016.

Acknowledgements

This research was supported by the grants № 15-07-05280, 15-07-05294, 16-37-60068 from the Russian Foundation for Basic Research; the grants № 3.2695.2014 / K, № 8.2697.2014 / K; RNF № 15-19-10053 from the Ministry of Education of the Russian Federation; and the grant № 5126GU1/2014 from the Foundation for Assistance to Small Innovative Enterprises in Science and Technology.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Methods of obtaining superresolution in remote sensing problems

Boris A. Lagovsky[1]
[1] *Moscow Technological University*
Moscow, 119454, Russian Federation
Robertlag@yandex.ru

Abstract: *A new method for processing signals in remote sensing problems, which allows to obtain an image of the object with an angular superresolution. Image restoration problem is reduced to an approximate numerical solution of Fredholm integral equation of convolution type. The method of solution is based on the carrying out the parameterization problem by representation a source in the form of expansions in orthogonal functions in a given area. To improve the stability of the solutions used a priori and new information about the signal source. New information is revealed by methods of data mining.*
Keywords: *inverse problem, the Rayleigh criterion, the problem Hadamard correctness, stability of solutions, superresolution, surface and subsurface remote sensing.*

Достижение сверхразрешения в задачах дистанционного зондирования

[1]Лаговский Б.А.
[1] *Московский технологический университет*
г. Москва, 119454, Российская Федерация
Robertlag@yandex.ru

Аннотация: *Обоснован новый метод обработки сигналов в задачах дистанционного зондирования, позволяющий получить изображение исследуемого объекта с угловым сверхразрешением. Задача восстановления изображения сведена к приближённому численному решению интегрального уравнения Фредгольма типа свёртки. Метод решения основан на параметризации задач путём разложения по системам ортогональных функций. Для повышения устойчивости решений используется априорная и методами интеллектуального анализа данных выявляется новая информация об источнике сигналов.*

Ключевые слова: обратная задача, критерий Рэлея, корректность задачи по Адамару, устойчивость решений, сверхразрешение, поверхностное и подповерхностное зондирование.

1. Введение

Одна из важных задач развития систем дистанционного зондирова-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ния - повышение угловой разрешающей способности, обеспечивающее увеличение информативности каналов и позволяющее детализировать изображения исследуемых объектов. Известен ряд математических методов цифровой обработки сигналов, позволяющих получить угловое сверхразрешение. Это методы обратной свертки сигналов, фазовых взвешивающих коэффициентов, методы MUSIC, ESPRIT, метод максимальной энтропии Берга, метод Кейпона, метод «теплового шума», метод Борджотти-Лагунаса [1-].

Приведенные методы не являются универсальными и не всегда эффективны. В основном, они начинают успешно работать при отношении сигнал/шум не ниже 20-25дБ.

Перспективными представляются развиваемые новые методы цифровой обработки сигналов, названные алгебраическими [5-10]. Методы основаны на получении устойчивого приближённого численного решения интегральных уравнений Фредгольма.

2. Постановка задачи.

Пусть в секторе обзора системы дистанционного зондирования находится исследуемый объект. Задана диаграмма направленности (ДН) антенной системы $f(\alpha,\varphi)$ и угловая зависимость огибающей выходного сигнала $U(\alpha,\varphi)$, полученная при сканировании сектора.

Принятый сигнал представляет собой линейное интегральное уравнение (ИУ) Фредгольма первого рода типа свёртки:

$$U(\alpha,\varphi)=\int_{\Omega} f\,(\alpha-\alpha',\varphi-\varphi')\cdot I(\alpha',\varphi')d\alpha' d\varphi', \qquad (1)$$

где Ω - область расположения источника, $I(\alpha,\varphi)$ - распределение амплитуды отражённого сигнала. На основе анализа принятого сигнала требуется найти $I(\alpha,\varphi)$ с возможно большим угловым разрешением и точностью.

Задачи такого типа относятся к классу обратных. Они являются некорректно поставленными, т.к. не удовлетворяют второму и третьему требованию корректности по Адамару. Попытки увеличения разрешения по сравнению с критерием Рэлея приводят в общем случае к появлению неустойчивостей в решениях и, как следствие, к значительным ошибкам.

3. Алгебраические методы решения.

Перспективными при решении поставленной обратной задачи представляются развиваемые новые методы цифровой обработки сигналов,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

названные алгебраическими. Они заключаются в поиске приближённых решений в виде конечных разложений по задаваемым последовательностям функций. Тем самым, проводится параметризация обратных задач. Представим приближённое решение $I(\alpha,\varphi)$ в виде разложения по конечной системе из N ортонормированных в области Ω функций $g_m(\alpha)$ с неизвестными коэффициентами разложения b_m:

$$I(\alpha,\varphi)=\sum_{m=1}^{N} b_m g_m(\alpha,\varphi)\,. \qquad (2)$$

Коэффициенты b_m, обеспечивающие наилучшее среднеквадратическое приближение (2) к истинному источнику, находятся из решения системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно вектора B неизвестных коэффициентов

$$V = G\,B, \qquad (3)$$

где

$$V_m=\int_{\Omega} U(\alpha,\varphi)\chi_m(\alpha,\varphi)d\alpha d\varphi\ ,\quad G_{j,m}=\int_{\Theta}\chi_j(\alpha,\gamma)\chi_m(\alpha,\varphi)d\alpha d\varphi$$

$$U(\alpha,\varphi)\cong\sum_{m=1}^{N} b_m\chi_m(\alpha,\varphi),\quad \chi_m(\alpha)=\int_{\Omega} f(\alpha-\alpha',\varphi-\varphi')g_m(\alpha',\phi')d\alpha' d\phi' \qquad (4)$$

Системы типа (3-4) плохо обусловлены, т.к. представляют собой решения обратной задачи. С увеличением числа N используемых функций решения становятся всё менее устойчивыми. При достижении N некоей предельной величины полученное решение перестаёт отражать реальное распределение интенсивности.

Теория и результаты численных экспериментов показывают, что значительное улучшение качества решения обратных задач достигается при использовании какой-либо предварительно заданной информации о характеристиках источника сигналов. Применение алгебраических методов позволяет достаточно полно использовать такую информацию, реализуемую в виде: - выбираемой последовательности функций, - выбора расположения, размера и формы исследуемой области локализации источника сигналов, - введения дополнительных условий в виде уравнений и неравенств, связывающих коэффициенты разложения по последовательностям функций.

4. Результаты численных экспериментов

На нескольких примерах покажем эффективность применения алгебраических методов.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Ступенчатые функции. Количественные характеристики увеличения углового разрешения и его пределы исследовались на математической модели. Рассматривалась ДН, образованная плоской эквидистантной антенной решёткой размерами 30x30 d/λ с равномерным возбуждением. При представлении решений использовались собственные функций ИУ и ступенчатые функции. Степень повышения углового разрешения оценивалась по сравнению с шириной луча антенной решётки $\theta_{0.5}$.

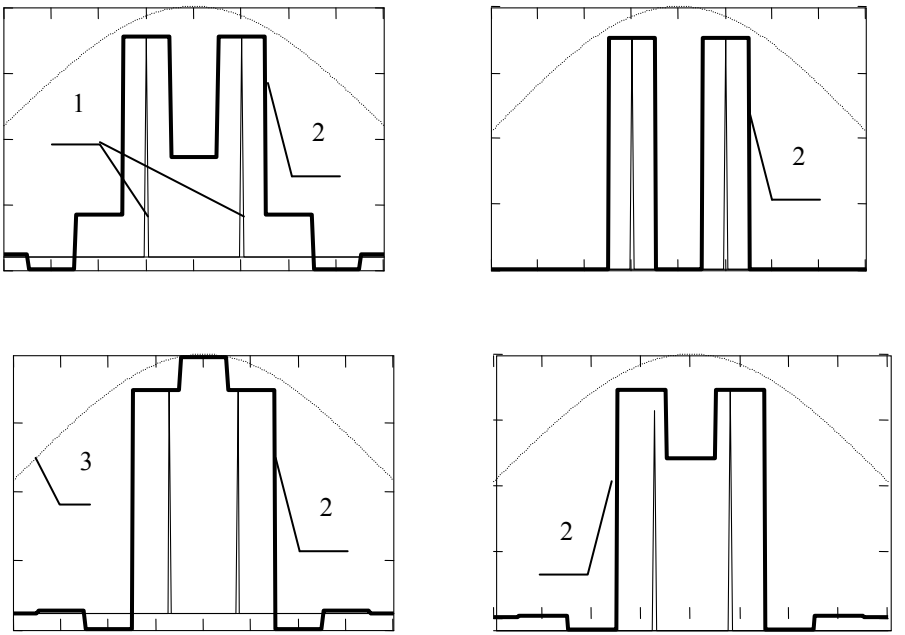


Рис.1. Восстановленные изображения двух источников сигнала в виде дельта функций. Левый столбец - алгоритм на основе собственных функций (1), правый столбец –алгоритм на основе ступенчатых функций

Fig. 1. Reconstituted images of two sources in the form of delta functions. The left column – algorithm based on their own functions (1), right column -algorithm based step functions.

Исследования разрешающей способности были проведены в классическом варианте, для двух точечных целей с одинаковой амплитудой отражённого сигнала и различными угловыми расстояниями между ними. В этом случае основной интерес представлял вопрос, насколько близко по сравнению с углом $\theta_{0.5}$ могут находиться две разрешаемые цели. Угловые расстояния последовательно уменьшались, до тех пор, пока возможно было получить удовлетворительное, решение.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

На рис.1 приведены результаты восстановления источников сигнала, полученные при их сближении. Показано: 1 - исходные точечные источники; 2 - восстановленные источники. Для иллюстрации приведен исследуемый принимаемый сигнал $U(\alpha)$ - 3. Достигнутое разрешение - $3/16\theta_{0.5}$ - более, чем в 4 раза превысило критерий Рэлея. Кроме того, достигнута хорошая локализация источников сигналов, составившая $1/8\theta_{0.5}$.

Использование вейвлетов. При наличии априорной информации о решении в виде плавного распределения интенсивности с отдельными «всплесками» эффективно использование вейвлетов различных типов.

В отличие от ранее приведенных представлений решений, решение на основе вейвлетов строится в виде двойного ряда:

$$I(\alpha) \cong \sum_{m,n}^{N} b_{m,n} \Psi_{m,n}(\alpha), \qquad \Psi_{m,n}(\alpha) = \sqrt{2^m}\,\Psi(2^m\alpha - n), \qquad (5)$$

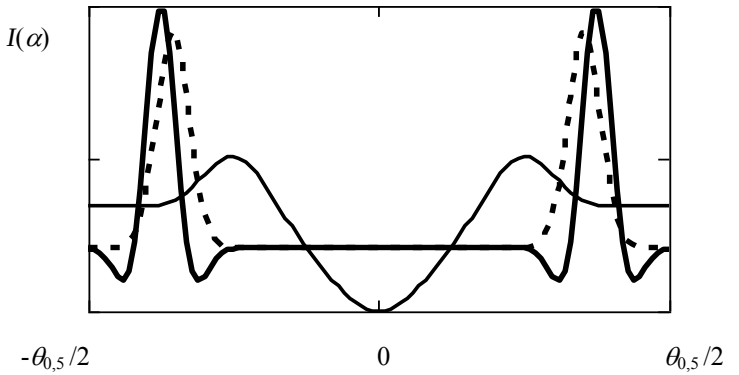


Рис.2. Восстановленное изображение источника с помощью МНАТ-вейвлетов.
Fig.2. The restored source image using the MHAT-wavelets.

На рис.2. приведены результаты восстановления источника с максимально достигнутым разрешением при использовании МНАТ-вейвлетов. Пунктирная кривая - действительное распределение интенсивности, сплошная тонкая кривая - восстановленное изображение с использованием 4 вейвлетов, сплошная жирная кривая - изображение с использованием 6 вейвлетов. Полученные решения обеспечили повышение разрешения в 3 – 5 раз. Использование МНАТ-вейвлетов позволяет восстанавливать изображения источников с большими градиентами интенсивности.

Основным препятствием на пути получения устойчивого решения оказываются случайные составляющие, присутствующие в принимаемом сигнале. На рис.3. приведены результаты восстановления изображения

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

источника при наличии значительной доли случайных составляющих в исследуемом сигнале. Уровень шума составлял 11% от полезного сигнала.

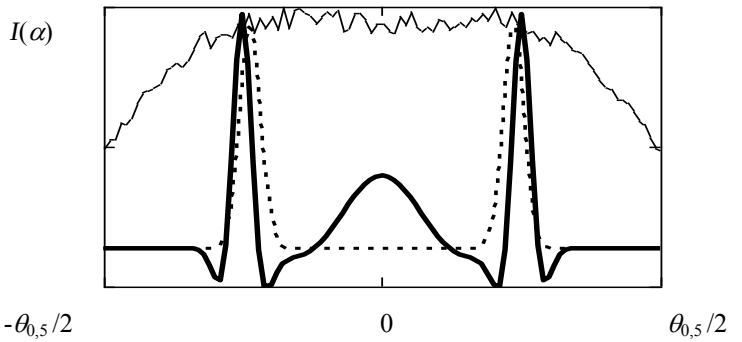


Рис.3. Восстановление изображения источника с помощью MHAT-вейвлетов при отношении сигнал/ шум q = 19 дБ.
Fig 3. Source image Restoring using MHAT-wavelets at a signal/noise ratio q = 19 dB.

Пунктирная кривая - исходное распределение интенсивности источника, сплошная тонкая – принимаемый сигнал, в состав которого входит шум; сплошная жирная кривая - восстановленное изображение с помощью 6 вейвлетов. Воздействие случайных составляющих на решение свелось к образованию ложных источников. При уровне шума 13- 15 % ложные источники делают невозможным выделение истинных источников сигнала.

4. Заключение

Исследования количественных характеристик превышения критерия Рэлея показали, что предлагаемые алгебраические методы обработки сигналов позволяет получать восстанавливать изображения объектов с угловым сверхразрешением, превышающим критерий Рэлея в 3-5, а при благоприятных условиях и более раз. Предложенные методы позволяют восстанавливать изображения со сверхразрешением при больших уровнях случайных составляющих, чем описанные в отечественной и зарубежной литературе.

Список литературы

[1] Herman M. A., Strohmer T. High-resolution radar via compressed sensing // IEEE Trans. Signal Processing. 2009. Vol. 57, № 6. P. 2275–2284.

[2] Quinquis A., Radoi E., Totir F.C. Some radar imagery results using superresolution techniques // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2004. Vol. 52. No. 5. – P. 1230-1244.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] Lagovsky B.A. Superresolution: Data mining. // Progress In Electromagnetics Research Symposium, PIERS Proceedings. 2012, P. 993 – 996.

[4] Lagovsky B.A. High Performance Angular Resolution Algorithm for Radar Systems // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings. 2009. Moscow P. 1637 –1641.

[5] Lagovsky B.A. Algorithm for the Determination of Targets Coordinates in Structure of the Multiple Targets with the Increased Effective Resolution // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2009. Moscow. P. 1642 – 1645.

[6] Lagovsky B.A., Samokhin A.B. Image Restoration of Two-dimensional Signal Sources with Superresolution // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2013. Sweden. P. 315-319,

[7] Lagovsky B.A. Image Restoration of the Objects with Superresolution on the Basis of Spline – Interpolation // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2012. Moscow. P. 989 – 992.

[8] Lagovsky B., Samokhin A., Shestopalov Y. Superresolution Based on the Methods of Extrapolation // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2015. Prague, P. 1548 – 1551.

[9] Lagovsky B.A. Creating two-dimensional images of objects with high angular resolution // 24th Int. Crimean Conference "Microwave and Telecommunication Technology. Conference Proceedings. 2014. P. 1193-1194,

References

[1] Herman M. A., Strohmer T. High-resolution radar via compressed sensing // IEEE Trans. Signal Processing. 2009. Vol. 57, № 6. P. 2275–2284.

[2] Quinquis A., Radoi E., Totir F.C. Some radar imagery results using superresolution techniques // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2004. Vol. 52. No. 5. – P. 1230-1244.

[3] Lagovsky B.A. Superresolution: Data mining. // Progress In Electromagnetics Research Symposium, PIERS Proceedings. 2012, P. 993 – 996.

[4] Lagovsky B.A. High Performance Angular Resolution Algorithm for Radar Systems // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings. 2009. Moscow P. 1637 –1641.

[5] Lagovsky B.A. Algorithm for the Determination of Targets Coordinates in Structure of the Multiple Targets with the Increased Effective Resolution // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2009. Moscow. P. 1642 – 1645.

[6] Lagovsky B.A., Samokhin A.B. Image Restoration of Two-dimensional Signal Sources with Superresolution // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2013. Sweden. P. 315-319,

[7] Lagovsky B.A. Image Restoration of the Objects with Superresolution on the Basis of Spline – Interpolation // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2012. Moscow. P. 989 – 992.

[8] Lagovsky B., Samokhin A., Shestopalov Y. Superresolution Based on the Methods of Extrapolation // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2015. Prague, P. 1548 – 1551.

[9] Lagovsky B.A. Creating two-dimensional images of objects with high angular resolution // 24th Int. Crimean Conference "Microwave and Telecommunication Technology. Conference Proceedings. 2014. P. 1193-1194,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Troposphere zenith delay in Arctic on results of GPS measurements and meteorological data

Yuri B. Bashkuev, Mikhail G. Dembelov
Institute of physical materials science SB of RAS
Ulan-Ude, 670047, Russian Federation
mdembelov@yandex.ru

Abstract: *Zenith troposphere delay (ZTD) in the Arctic is considered as an example of the Observatory Tiksi. Global positioning method (GPS) allows determining the total troposphere Zenith delay, which has applications in problems of refraction, as well as meteorology and climatology. Vertical profiles of refraction index and its approximations are considered. It is shown that in Arctic conditions, the properties of refraction in the troposphere the profile is not significantly different from similar properties in mid-latitude areas.*

Keywords: *GPS, troposphere refraction, total zenith troposphere delay, meteorological data.*

Тропосферная зенитная задержка в Арктике по результатам GPS измерений и метеоданным

Башкуев Ю.Б., Дембелов М.Г.
Институт физического материаловедения СО РАН
г. Улан-Удэ, 670047, Российская Федерация
mdembelov@yandex.ru

Аннотация: *Рассмотрена тропосферная зенитная задержка (ZTD) в арктических условиях на примере пункта наблюдения п. Тикси. Метод глобального позиционирования (GPS) позволяет определять полную тропосферную зенитную задержку, которая имеет приложения в задачах рефракции радиоволн, а также метеорологии и климатологии. Рассмотрены вертикальные профили индекса рефракции и их аппроксимации. Показано, что в условиях Арктики свойства рефракции в тропосферном профиле существенно не отличаются от подобных свойств в среднеширотных областях.*

Ключевые слова: GPS, тропосферная рефракция, полная тропосферная зенитная задержка, метеоданные

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Разработка радиоволновых методов исследования радиоклимата и слоистых структур в атмосфере Земли с помощью высокостабильных радиосигналов спутников навигационных систем (GPS, ГЛОНАСС, GALILEO и других ГНСС) является актуальной задачей современной радиофизики. Задержка сигналов ГНСС в тропосфере обусловлена эффектами рефракции из-за неоднородностей диэлектрической проницаемости. Индекс рефракции радиоволн N определяется температурой, давлением и упругостью водяного пара. Сигнал глобальной навигационной системы GPS/ГЛОНАСС передается от спутника к наземному приемнику, при этом он «просвечивает» атмосферу Земли, где замедляется и отклоняется от прямой линии. Величина ZTD является разностью между предполагаемой прямой линией, по которой сигнал распространяется со скоростью света в вакууме и фактической длиной пути от источника до приемника. ZTD изменяется примерно от 6 до 8 нс по времени (1,9-2,4 м или 10-12 фазовых циклов на частоте L1=1575,42 МГц) в зависимости от метеоусловий и местоположения. Полная тропосферная зенитная задержка (ZTD) является одной из наиболее существенных поправок, которые учитываются при высокоточных геодезических расчетах по GPS данным с помощью программного пакета GAMIT. ZTD является суммой «сухой» или гидростатической (ZHD) и «влажной» (ZWD) компонент. Гидростатическая задержка хорошо моделируется поверхностными барометрическими измерениями в месте приема сигнала. «Влажная» задержка в основном зависит от количества содержания атмосферного водяного пара, который в теплое время года оказывает существенное влияние на скорость распространения GPS сигналов. Компонента ZWD определяет количество суммарного водяного пара над пунктом измерений. В целом же «влажная» составляющая вносит значительно меньший вклад в ZTD, особенно в зимнее время года. В докладе рассмотрена тропосферная зенитная задержка (ZTD) в Арктике. Цель доклада - на примере пункта наблюдения «ТИКСИ» дать сравнение значений ZTD, полученных по GPS измерениям и на основе метеоданных.

2. Тропосферная рефракция

Закону аддитивности соответствует широко используемый в радиометеорологии и радиофизике индекс рефракции [1] $N = (n-1)\cdot 10^5 = \frac{77{,}6}{T}p + \frac{3{,}73\cdot 10^5}{T^2}e = N_T + N_e$, где n – коэффициент преломле-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ния среды, N_T – индекс рефракции для сухого воздуха, зависящий от изменений температуры и давления воздуха, N_e – индекс рефракции для водяного пара, T – абсолютная температура, К; p – атмосферное давление, мбар; e – упругость водяного пара, мбар (1 мбар=10^2 Н/м^2).

На рис. 1. показаны изменения параметров N, N_{DRY} и N_{WET} за 2015 г. в п. Тикси, расположенном на арктическом берегу моря Лаптевых. В целом «влажная» составляющая N_e вносит значительно меньший вклад в определение индекса рефракции (коэффициент преломления), особенно в холодный период. «Сухая» компонента N_T составляет определяющую часть индекса рефракции. При этом в относительно теплое время года (середина июня - середина сентября) вариации изменения индекса рефракции N хорошо коррелируют с изменениями индекса рефракции для водяного пара N_e (K=0,93).

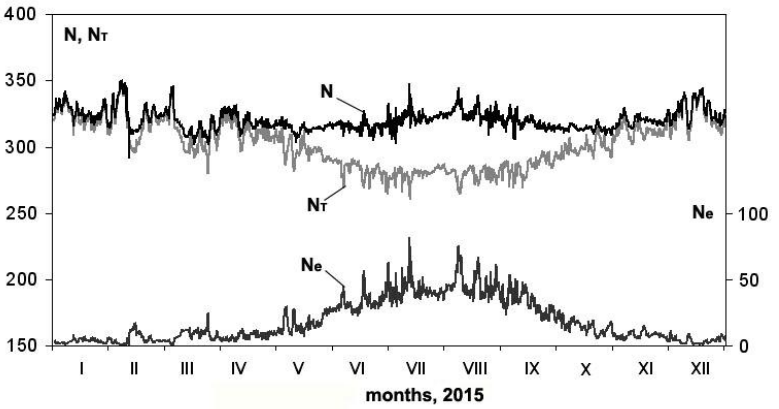


Рис. 1. Значения N, N_T и N_e по месяцам 2015 г. для пункта п.Тикси.

Fig. 1. Values of N, N_T и N_e by months in 2015 for Tiksi.

Вертикальный профиль полной рефракции хорошо аппроксимируется экспоненциальной формулой [2]:

$$N(h) = N_0 \exp(-\beta h), N \qquad (1)$$

где N_0 – индекс рефракции на поверхности Земли; β, км$^{-1}$ – скорость убывания индекса рефракции при изменении высоты h, км. Параметр β в формуле (1) определяется по результатам измерений N методом наименьших квадратов. Для пункта наблюдения п. Тикси параметр β в сентябре равен

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

0,129. Для сравнения в пункте наблюдения Усть-Баргузин, расположенном на берегу оз. Байкал, параметр β в середине июля равен 1,126. На рис. 2 показаны численные значения высотных профилей, полученные по данным метеорологических радиозондов (черные квадратики) и их аппроксимации, построенные по формуле (1) для п. Тикси (3 сентября 2015 г.) и п. Усть-Баргузин (12 июля 2015 г.). Из графиков видно, что оба метода аппроксимации примерно с одинаковой погрешностью описывают вертикальные профили индекса рефракции $N(h)$. Параметры, характеризующие индекс рефракции в арктической зоне, существенно не отличаются от подобных среднеширотных параметров. Систематизация параметра β в разные сезоны года для конкретного пункта наблюдения в виде таблицы позволит с достаточно высокой точностью рассчитывать высотные профили $N(h)$ без использования данных метеорологических радиозондирований. При распространении УКВ радиоволн в тропосфере знание измеренного значения N_0 и соответствующего текущему сезону значения β позволяет ввести поправку на рефракцию и выявить угол истинной рефракции в точке источника излучения [2, 3].

3. Тропосферная зенитная задержка

Распространение сигналов в системах позиционирования GPS/ГЛОНАСС в тропосфере учитывается тропосферной задержкой сигналов. Полная тропосферная зенитная задержка (ZTD) является одной из наиболее существенных поправок, которые присутствуют при высокоточных геодезических расчетах по GPS данным [4].

Формулу для вертикального профиля индекса рефракции (1) можно записать в виде суммы гидростатической и влажной компонент:

$$N(h) = N_T \exp(-\beta_D h) + N_e \exp(-\beta_W h) \qquad (2)$$

Здесь β_D – скорость убывания индекса рефракции для сухого воздуха, β_W – скорость убывания индекса рефракции для водяного пара. Значения β_D и β_W зависят от местоположения пункта наблюдения на Земле. Для средних континентальных широт значение β_D приблизительно равно $5/h_D$, величина β_W приблизительно равна 0,5. С учетом (2) выражение для полной тропосферной зенитной задержки запишется в виде [5]:

$$\mathrm{ZTD} = \mathrm{ZHD} + \mathrm{ZWD} = 10^{-6} N_T \left(-\frac{1}{\beta_D} \right) + 10^{-6} N_e \left(-\frac{1}{\beta_W} \right). \qquad (3)$$

Формула (3) связывает индексы рефракции для сухого воздуха и водяного пара с соответствующими параметрами ZHD и ZWD.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

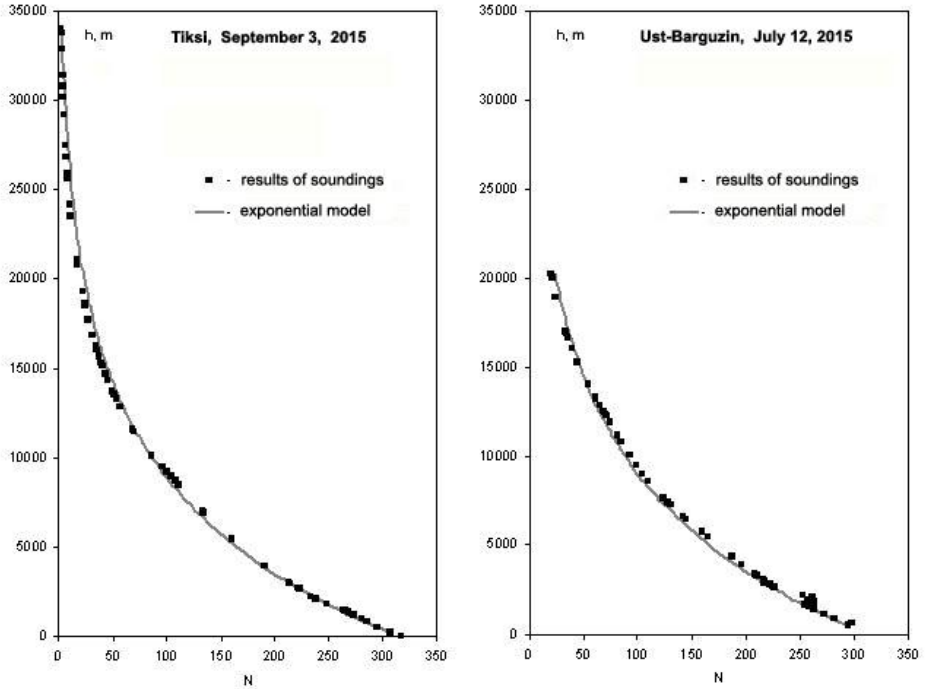


Рис. 2. Высотные профили индекса рефракции по результатам радиозондирования и их аппроксимации по экспоненциальной модели для пунктов наблюдения Тикси и Усть-Баргузин.

Fig. 2. Height profiles of the refraction index on results of radio soundings and its approximations On exponential model for observation points of Tiksi and Ust-Barguzin

На рис. 3 показаны сравнительные графики изменения полной тропосферной зенитной задержки за сентябрь 2015 г. по результатам GPS измерений в пункте измерений, расположенном в п. Тикси, и по метеорологическим данным, полученным в районе аэропорта п. Тикси. Расстояние между этими пунктами наблюдения составляет примерно 8 км. Среднее значение ZTD по данным GPS месячных измерений в сентябре 2015 г. равно (2,36 +/-0,026) м, а по метеоданным - (2,39 +/-0,019). Средняя разница данных составила 0,03 м. Установлено, что в теплое время года (сентябрь) эти данные имеют высокий коэффициент взаимной корреляции, равный 0,86. Следовательно, ZTD можно определять по метеоданным. При этом наблюдаются несколько завышенные значения ZTD, выявленные по метеоданным с помощью формулы (3). Завышенные значения ZTD скорее

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

связаны с тем, что в расчетах по методанным не учитывались высокоширотные условия.

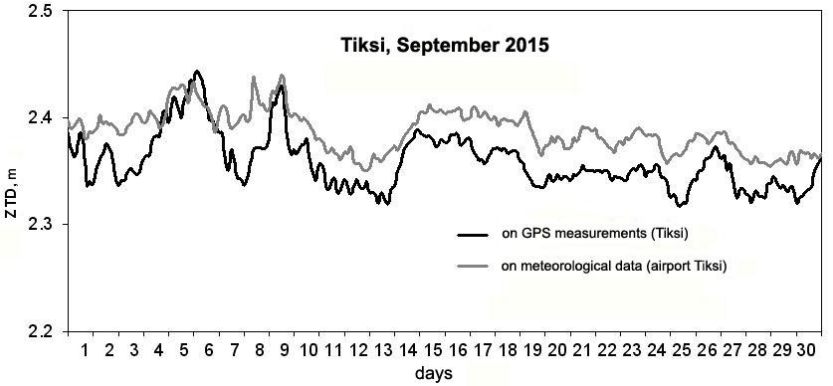


Рис. 3. Вариации тропосферной зенитной задержки (ZTD) в сентябре 2015 г. по GPS измерениям и метеоданным в районе п. Тикси.

Fig. 3. Variations of the troposphere zenith delay (ZTD) in September, 2015 on GPS measurements and meteorological data near Tiksi.

3. Заключение

Определены количественные характеристики ZTD для GPS станции «ТИКСИ». Рассмотрены изменения индекса рефракции N, индекса рефракции для сухого воздуха N_T и индекс рефракции для водяного пара N_e за 2015 г. в п. Тикси, расположенном на берегу моря Лаптевых. Показано, что «влажная» составляющая N_e вносит значительно меньший вклад в определение индекса рефракции (коэффициент преломления), особенно в холодный период. «Сухая» компонента N_T составляет определяющую часть индекса рефракции. Проведено сравнение ZTD за сентябрь 2015 г. по результатам GPS измерений в п.н. «Тикси» и по метеоданным, полученным в аэропорту Тикси. Рассмотрены вертикальные профили рефракции, полученные по данным метеорологических радиозондов и их аппроксимация экспоненциальной формулой. В результате обработки первичных GPS данных получена полная тропосферная зенитная задержка (ZTD), которая может быть использована для радиометеорологических исследований. Показано, что в условиях Арктики рефракционные свойства тропосферы существенно не отличаются от подобных свойств в средних широтах Евразии. Таким образом, GPS измерения дают исходные данные для создания численных моделей тропосферной зенитной задержки, необходи-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

мых для арктических систем радиолокации, навигации, связи и управления.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01079) в Институте физического материаловедения СО РАН.

Список литературы

[1] Smith E. K., Weintraub S. The Constants in the Equation for the Atmospheric Refractive Index at Radio Frequencies // Proceedings IRE. 1953. V. 41. P. 1035-1037.

[2] Мошков А.В., Пожидаев В.Н. Особенности рефракции радиоволн в приполярных районах // Радиотехника и электроника. 2014. Т. 59. № 11. С. 1085-1089.

[3] Паршуков В.А., Кутуза Б.Г. Астрономическая рефракция в условиях слоистых неоднородностей коэффициента преломления воздуха // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57. № 2. С. 133-151.

[4] Лухнев А.В., Саньков В.А., Мирошниченко А.И., Ашурков С.В., Бызов Л.М., Саньков А.В., Башкуев Ю.Б., Дембелов М.Г., Кале Э. Современные деформации земной коры в области сочленения сегментов рифтов центральной части Байкальской рифтовой системы по данным GPS геодезии // Геология и геофизика. 2013. Т. 54. № 11. С. 1814-1825.

[5] Дембелов М.Г., Башкуев Ю.Б., Лухнев А.В., Лухнева О.Ф., Саньков В.А. Диагностика содержания атмосферного водяного пара по данным GPS-измерений // Оптика атмосферы и океана. 2015. Т. 28. № 2. С. 172-177.

References

[1] Smith E. K., Weintraub S. The Constants in the Equation for the Atmospheric Refractive Index at Radio Frequencies. *Proceedings IRE.,* 1953, vol. 41, pp. 1035 - 1037.

[2] Moshkov A.V., Pozhidaev V.N. Features of radio wave refraction in the near-polar regions. *Journal of Commun. Technologies and Electronics,* 2014, vol. 59, no. 11, pp. 1107 - 1111.

[3] Parshukov V.A., Kutuza B.G. Astronomical refraction in the presence of layered irregularities of the coefficient of the air refractive index. *Journal of Commun. Technologies and Electronics*, 2012, vol. 57, no. 2, pp. 117 - 134.

[4] Loukhnev A., Sankov V.A., Mirishnichenko A.I., Ashurkov S.V., Byzov L.M., Sankov A.V., Bashkuev Yu.B., Dembelov M.G., Calais E. GPS-measurements of recent crustal deformation in the junction zone of the rift segments in the central Baikal rift system. *Russian Geology and Geophysics*, 2013, vol. 54, no. 11, pp. 1417 - 1426.

[5] Dembelov M.G., Bashkuev Yu.B., Loukhnev A.V., Loukhneva O.F., Sankov V.A. [Diagnostics of the content of atmosphere water vapor according to data of GPS measurements]. *Atmospheric and Oceanic Optics*, 2015, vol. 28, no. 2, pp. 172 - 177. (In Russian).

Acknowledgements

The study was performed by a grant from the Russian Science Foundation (project № 14-19-01079) in the Institute of Physical Materials Science of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

On the applicability of the boundary conditions of impedance type for the calculation of the attenuation function over two-layer propagation path

Ludmila Kh. Angarkhaeva, Yuri B. Bashkuev, Mikhail G. Dembelov
Institute of Physical Materials Science of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences
Ulan-Ude, 670047, Russian Federation
ludang@ramblerl.ru

Abstract: *The report presents the formulas for the boundary conditions of impedance type needed to improve the accuracy of prediction of electromagnetic field at arbitrary values of the relative complex permittivity of two-layer structures, including "ice-sea" and "forest-soil". The results of numerical calculations of the surface impedance and field attenuation function are given.*

Keywords: *surface impedance, attenuation function, boundary conditions, two-layer structures.*

О применимости граничных условий импедансного типа для расчета функции ослабления над двухслойной трассой распространения

Ангархаева Л.Х., Башкуев Ю.Б., Дембелов М.Г.
Институт физического материаловедения Сибирского отделения Российской академии наук
г. Улан-Удэ, 670047, Российская Федерация
ludang@rambler.ru

Аннотация: *В докладе представлены формулы для граничных условий импедансного типа, необходимые для повышения точности прогнозирования электромагнитного поля при произвольных значениях относительной комплексной диэлектрической проницаемости двухслойных структур, в том числе «лед-море» и «лес-почва». Приведены результаты численных расчетов поверхностного импеданса и функции ослабления поля.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: поверхностный импеданс, функция ослабления, граничные условия, двухслойные структуры.

1. Введение

В докладе показана возможность повышения точности прогнозирования электромагнитного поля при произвольных значениях относительной комплексной диэлектрической проницаемости двухслойных структур, в том числе «лед-море» и «лес-почва».

2. Расчеты поверхностного импеданса

В работе [1] показано, что эффективное значение поверхностного импеданса для однородного полупространства с комплексной относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_{m1} = \varepsilon_1 + \frac{i\sigma_1}{\omega\varepsilon_0}$ следует определять по формуле:

$$\delta = \frac{\sqrt{\varepsilon'_{m1} - 1}}{\varepsilon'_{m1}}. \qquad (1)$$

Формула

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon'_{m1} + 1}} \qquad (2)$$

соответствует уточненному граничному условию Леонтовича.

Для двухслойной земной среды:

$$\delta_{\text{эф}} = \delta(d) = \delta_1 \frac{\delta_2 - i\delta_1 \operatorname{tg} kd\sqrt{\varepsilon'_{m1} - 1}}{\delta_1 - i\delta_2 \operatorname{tg} kd\sqrt{\varepsilon'_{m1} - 1}}, \qquad (3)$$

где d – толщина верхнего слоя, δ_1 - импеданс однородного полупространства, имеющего комплексную диэлектрическую проницаемость ε_{m1}; δ_2 - импеданс однородного полупространства, имеющего комплексную диэлектрическую проницаемость подстилающего основания ε_{m2}, вычисляемые по формулам (1) или (2); $k = \omega / c$.

Численные расчеты для структур «лес-почва» и «лед-море» показывают, что прогнозирование электромагнитного поля следует проводить с использованием эффективного импеданса (1), соответствующего импедансу плоской вертикально поляризованной волны. На рис. 1 представлены

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

для сравнения расчеты поверхностного импеданса двухслойной среды «лес-почва» в диапазоне частот от 10 кГц до 10 МГц, когда импедансы верхнего и подстилающего слоев определялись по формулам (1) и (2). Лес высотой 10 м на почве имеет следующие электрические параметры: ε_1=1,2; σ_1=10^{-6} См/м; d_1=10 м; ε_2=20; σ_2=$2\cdot10^{-2}$ См/м. Использование формулы (1) позволяет прогнозировать функцию ослабления поля при произвольных значениях комплексной диэлектрической проницаемости слоев подстилающей среды.

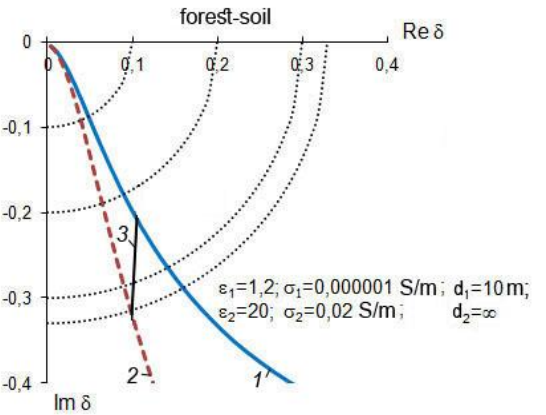


Рис. 1. Годографы поверхностного импеданса среды «лес-почва» в диапазоне частот 10 кГц - 10 МГц, (кривая 1 – расчет с использованием формулы (1), 2 – расчет с использованием формулы (2), линия 3 соединяет точки годографов на частоте 3,8 МГц, ниже которой применимы импедансные граничные условия).

Fig. 1. The hodographs of surface impedance of the medium “forest-soil” in the frequency range 10 kHz - 10 MHz (curve 1 – calculation using formula (1), 2 – calculation using formula (2), line 3 connects points of hodographs at a frequency of 3,8 MHz, below which the impedance boundary conditions are applicable)

В табл. 1 приведены значения модуля $|\delta|$ и фазы $\arg\delta$ поверхностного импеданса, определенные по формулам (3), (1) и (2), относительная погрешность модуля импеданса $\dfrac{|\delta|_{ф.(2)} - |\delta|_{ф.(1)}}{|\delta|_{ф.(1)}}$, абсолютная погрешность фазы импеданса $\left|\arg\delta_{ф.(2)} - \arg\delta_{ф.(1)}\right|$ в диапазоне частот 10-300 кГц. С ростом частоты погрешности возрастают.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Табл. 1. Сравнение значений поверхностного импеданса двухслойной среды «лес-почва», рассчитанных с использованием формул (1) и (2) в диапазоне частот 10-300 кГц.

Table 1. Comparison of the surface impedance values of a two-layer medium “forest-soil”, calculated using formulas (1) and (2) in the frequency range of 10-300 kHz

Частота, кГц Frequency, kHz	Модуль импеданса (с использованием формулы (1)) Impedance module (using formula (1))	Модуль импеданса (с использованием формулы (2)) Impedance module (using formula (2))	Фаза импеданса (с использованием формулы (1)), град Impedance phase (using formula (1)), grad	Фаза импеданса (с использованием формулы (2)), град Impedance phase (using formula (2)), grad	Относительная погрешность модуля импеданса, % Relative error of impedance module, %	Абсолютная погрешность фазы импеданса, град Absolute error of impedance phase, grad
10	0,00696	0,00685	-49,4	-50,4	-1,6	1
20	0,01	0,00998	-46,1	-49,5	-0,2	3,4
30	0,0121	0,0123	-45	-49,4	1,7	4,4
50	0,0152	0,0161	-45,1	-50,2	5,9	5,1
70	0,0178	0,0193	-46	-51,3	8,4	5,3
100	0,0213	0,0235	-47,4	-52,8	10,3	5,4
300	0,0387	0,0458	-53	-59,5	18,3	6,5

3. Расчет функции ослабления над слоистой структурой

На рис. 2 приведены частотные зависимости модуля $|\delta|$ и фазы $\arg\delta$ поверхностного импеданса для двухслойной среды «лед–море», полученные по формуле (1): ε_1=3; σ_1=10^{-5} См/м; d_1=3 м; ε_2=80; σ_1=4 См/м, d_2=∞.

На рис. 3 представлены расчеты функции ослабления на частотах 1 и 2 МГц над двухслойной средой «лед-море» до расстояния 500 км. Расчеты проведены с использованием численного решения дифракционной формулы В.А. Фока [2]. На начальном участке радиотрассы использована модель Зоммерфельда для «плоской» земли [3]. При расчете использованы значения поверхностного импеданса, определенные по формулам (3), (1) и (2). В табл. 2 приведены значения импедансов для обеих частот.

Табл. 2. Значения модуля и фазы поверхностного импеданса двухслойной среды «лед-море», рассчитанные по формулам (1) и (2).

Table 2. Values of module and phase of the surface impedance of the two-layered medium “ice-sea” calculated on formulas (1) and (2)

Частота Frequency	С учетом формулы (1) Taking into account (1)		С учетом формулы (2) Taking into account (2)	
	$\lvert\delta\rvert$	arg δ, deg.	$\lvert\delta\rvert$	arg δ, deg.
1 МГц	0,045	-85	0,047	-85,6
2 МГц	0,088	-86,6	0,094	-87

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

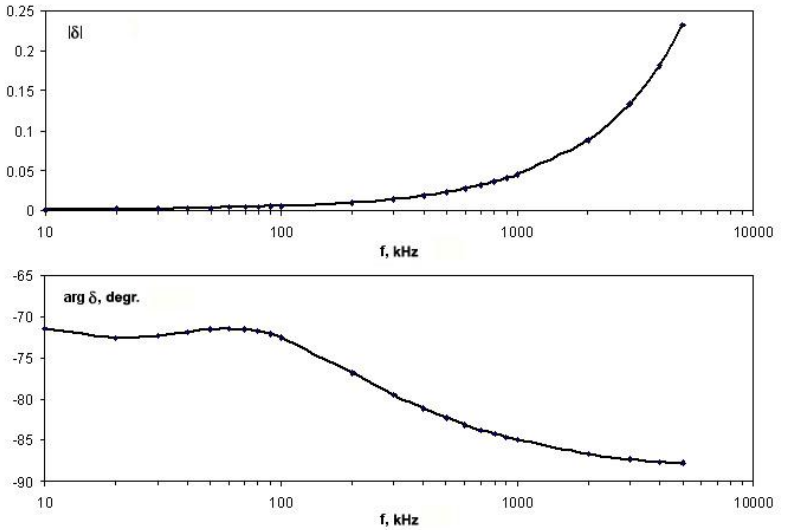


Рис. 2. Частотная зависимость модуля и аргумента поверхностного импеданса для двухслойной структуры «лед-море».

Fig. 2. The frequency dependence of module and argument of the surface impedance for two-layered structure "ice-sea"

Из рис. 3 видно, что значения модуля функции ослабления с импедансами из табл. 2 отличаются на частотах 1 и 2 МГц менее чем на 3% на всем протяжении радиотрассы. Дополнительные фазы (аргументы функции ослабления) отличаются на расстоянии 300 км примерно на 0,6 радиана на частоте 1 МГц и на 0,77 радиана на частоте 2 МГц. Графики $|W|$ показывают появление поверхностной электромагнитной волны. Значения $|W|$ в максимуме существенно превышают единицу и достигают на частоте 1 МГц 3,74, а на частоте 2 МГц – 4,79. Подобные эффекты были нами экспериментально обнаружены и описаны [3].

В табл. 3 для сравнения также приведены значения $|W|$ и аргумента функции ослабления для модели «лед-море» на расстоянии 10 км с использованием формул (1) и (2). Из табл. 3 следует, что модули функции ослабления отличаются на частоте 1 МГц на 2,8% и на 7,6% на частоте 2 МГц. Дополнительная фаза функции ослабления соответственно отличается на 0,035 рад. на частоте 1МГц и на 0,23 рад. на частоте 2 МГц.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

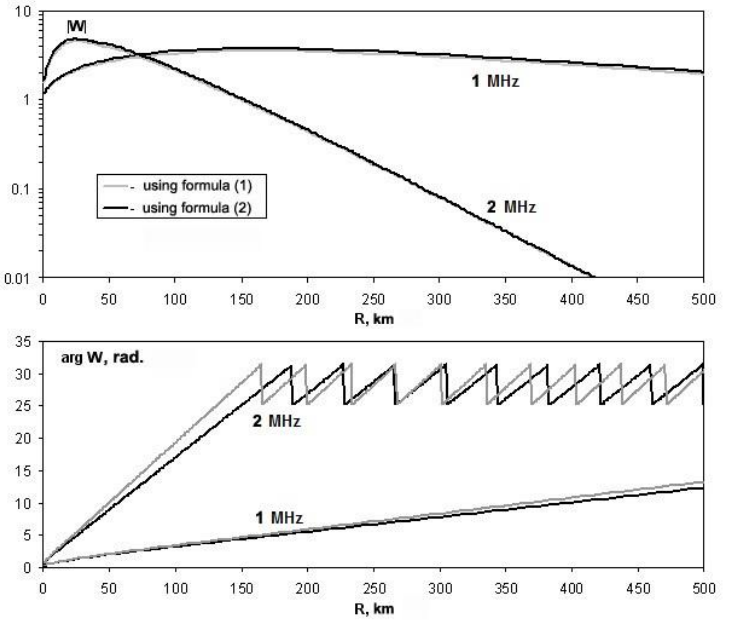


Рис. 3. Модуль и аргумент функции ослабления на частотах 1 и 2 МГц. Расчеты выполнены с учетом поверхностного импеданса с использованием формул (1) и (2).

Fig. 3. Module and argument of an attenuation function at frequencies of 1 and 2 MHz. Calculations are performed taking into account surface impedance using formulas (1) and (2)

Табл. 3. Значения $|W|$ и arg W для среды «лед-море» на частотах 1 и 2 МГц при R=10 км.

Table 3. Values of $|W|$ and arg W for medium "ice-sea" at 1 and 2 MHz for R=10 km

Частота Frequency	С учетом формулы (1) Taking into account (1)		С учетом формулы (2) Taking into account (2)	
	$\|W\|$	arg W, rad.	$\|W\|$	arg W, rad.
1 МГц	1,65	0,72	1,69	0,755
2 МГц	3,51	2,49	3,8	2,72

4. Заключение

Рассмотрено эффективное значение поверхностного импеданса, соответствующее импедансу плоской вертикально поляризованной волны, скользящей вдоль границы раздела. Расчеты функции ослабления показали появление поверхностной электромагнитной волны (ПЭВ), когда модуль функции ослабления при расположении излучателя и точки наблюдения на границе раздела значительно превышает единицу. По результа-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

там численных расчетов установлено, что использование эффективного импеданса, соответствующего импедансу плоской вертикально-поляризованной волны, позволяет прогнозировать функцию ослабления на высоких частотах, когда токи смещения преобладают над токами проводимости. Прогнозирование электромагнитного поля при произвольных значениях относительной комплексной диэлектрической проницаемости двухслойных структур следует проводить с использованием поверхностного импеданса, рассчитанного по формулам (1) и (3).

Источники финансирования

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01079) в Институте физического материаловедения СО РАН.

Список литературы

[1] Егоров В.А., Макаров Г.И. Точность прогнозирования функции ослабления при помощи граничных условий импедансного типа в случае двухслойной трассы распространения // Радиотехника и электроника. 2011. Т. 56. № 6. С. 694-697.

[2] Башкуев Ю.Б., Дембелов М.Г., Нагуслаева И.Б., Буянова Д.Г. Моделирование зоны обслуживания СВ радиомаяка для передачи дифференциальных поправок ГНСС // Электромагнитные волны и электронные системы. 2013. Т. 18. № 6. С. 8-14.

[3] Башкуев Ю.Б., Хаптанов В.Б., Дембелов М.Г. Экспериментальное доказательство существования поверхностной электромагнитной волны // Письма в ЖТФ. 2010. Т. 36. № 3. С. 88-95.

References

[1] Egorov V.A., Makarov G.I. [The accuracy of the attenuation function prediction using boundary conditions of impedance type in the case of a two-layer propagation path]. *Radiotekhnika i elektronika*, 2011, vol. 56, no. 6, pp. 694 - 697. (In Russian).

[2] Bashkuev Yu.B., Dembelov M.G., Naguslaeva I.B., Buyanova D.G. [Modeling of the service zone of the MF radio beacon for the transmission of differential corrections of the global navigation satellite system]. *Elektromagnitnye volny I elektronnye sistemy*, 2013, vol. 18, no. 6, pp. 8 – 14. (In Russian).

[3] Bashkuev Yu.B., Khaptanov V.B., Dembelov M.G. Experimental proof of the existence of a surface electromagnetic wave. *Technical Physics Letters*, 2010, vol. 36, no. 2, pp. 136 - 139.

Acknowledgements

The study was performed by a grant from the Russian Science Foundation (project № 14-19-01079) in the Institute of Physical Materials Science of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The research of the total electron content of the ionosphere variations in the European and Asian regions of the Russian Federation

[1]AlexeyV.Zuev,[1]VladimirA.Ivanov,
[1]NatalyaV.Ryabova,[2]MariyaI. Ryabova
[1]*Volga State University of Technology*
Ioshkar-Ola, 424000, Russian Federation
alzuev80@mail.ru
[2]*Bauman Moscow State Technical University*
Moscow, 105005, Russian Federation
RyabovaMI@volgatech.net

Abstract:*There was obtained a comparative analysis of the data in European (Yoshkar - Ola) and Asian (Irkutsk) regions of Russia on the basis of modern methods of ionospheric sounding by signals of GLONASS/GPS navigation systems.*

Keywords *: total electron content , magnetic storms , GLONASS/GPS, the ionosphere*

Исследование вариаций полного электронного содержания ионосферы в Европейском и Азиатском регионах РФ

[1] Зуев А.В., [1] Иванов В.А.,[1]Рябова Н.В., [2]Рябова М.И.
[1]*Поволжский государственный технологический университет*
г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
alzuev80@mail.ru
[2]*Московский государственный технический университет имени Н.Э.Баумана*
Москва, 105005, Российская Федерация
RyabovaMI@volgatech.net

Аннотация: *рассмотрен сравнительный анализ данных,полученных в европейском (г. Йошкар-Ола) и азиатском (г. Иркутск) регионах РФ на основе современных методов зондирования ионосферы сигналами навигационных систем ГЛОНАСС/GPS.*

Ключевые слова: полное электронное содержание, магнитные бури, *ГЛОНАСС/GPS*, ионосфера.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Развитие старых и появление новых направлений использования современных СРНС выдвигает новые, все более жесткие требования, как к точности позиционирования, так и надежности навигационного обеспечения. Качество функционирования СРНС, использующих канал распространения радиоволн Космос-Земля, существенно ограничено. При этом основной вклад приходится на системные ионосферные эффекты распространения радиоволн. Степень проявления эффектов во многих случаях слабо зависит от локального распределения электронной концентрации, но прямо связана с величиной полного электронного содержания (ПЭС) вдоль траектории распространения радиосигнала.

В условиях невозмущенной ионосферы основной вклад в формирование любого из перечисленных ионосферных эффектов вносит регулярная составляющая ПЭС. Ее величина может прогнозироваться с удовлетворительной точностью. Сложнее оказывается ситуация в условиях геомагнитных возмущений. [2-5].

2. Исследуемая модель

В качестве исходных мы используем данные в формате RINEX [1-3] приемника NovAtel, расположенного на территории Поволжского государственного технологического университета[2]. Комплекс оснащен приемником NovAtel FlexPak-V2 с антенной NovAtel GPS-702GG. Приемник может принимать сигналы навигационных систем GPS и ГЛОНАСС в диапазонах L1 и L2. Измеряемыми параметрами являются фаза сигнала, псевдодальность, доплеровское смещение частоты, отношение сигнал/шум. Приемник регистрирует одновременно ~8-12 спутников GPS и 6-10 спутников ГЛОНАСС. Разрешение по времени – 1 минута.

Для сравнения использовались данные приемникаJAVAD TRIUMPH-1-G3T, расположенногов Иркутске, который имеет по 16 каналов для измерений по каждому частотному каналу L1, L2/L2C, L5.

Данные о состоянии магнитного поля Земли брались с сайта Физического института Российской академии наук.

Во второй части работы поставлена задача получить трехмерную зависимость ПЭС от силы магнитной бури и ее длительности.

3. Практические результаты

На рис.1–4 представлены графики суточных ПЭС при различных значениях Кр. Были обработаны данные, полученные в 2012 году:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

1апреля–спокойныйдень, 3июня – Кр=5, 14ноября – Кр=6, 20ноября – Кр=5.Синим цветом обозначены данные для станцииVSTU,красным цветом – IRKIJ.

Анализ динамики интенсивности вариации ПЭС продемонстрировал, что ПЭС наиболее активно при магнитных бурях.

Для IRKIJ при Кр=6 прослеживается наибольшая амплитуда вариации ПЭС. У станции VSTU нет четкой взаимосвязи между повышением и понижением *Кр* и амплитудой вариации ПЭС.

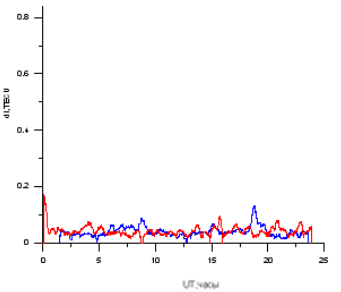


Рис.1. Суточная вариация ПЭС для 1 апреля

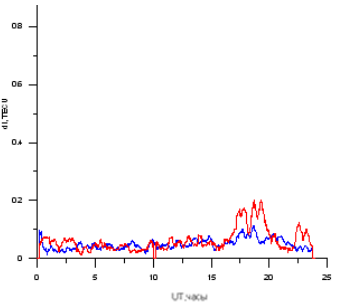


Рис.2. Суточная вариация ПЭС для 3 июня

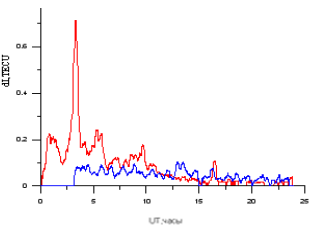


Рис. 3. Суточная вариация ПЭС для 14 ноября

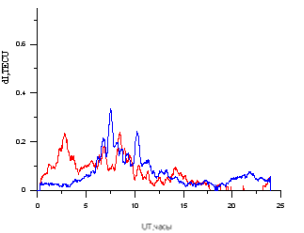


Рис. 4. Суточная вариация ПЭС для 20 ноября

Можно сделать вывод, что по этому направлению исследования приемник JAVAD более восприимчив к магнитным бурям, чем NOVATEL.

Затем был проведен посезонный анализ вариаций ПЭС. Для чего из каждого сезона была отобрана мини-выборка из 5 подряд идущих дней со спокойной ионосферой. Для весны это дни с 7 апреля по 11 апреля 2012 года, для лета это дни с 21 июня по 25 июня 2012года, для осени – с 30 октября по 3 ноября 2012года, для зимы – с 21 декабря по 25 декабря 2012 года.Результаты показаны на рис.5-8.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

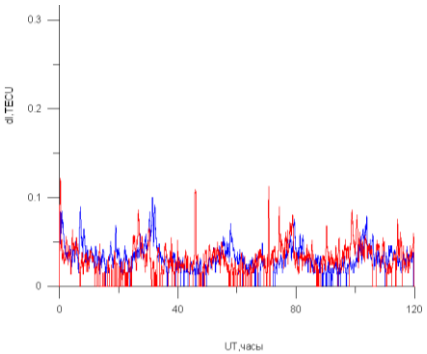


Рис. 5. Анализ вариаций ПЭС для сезона весна

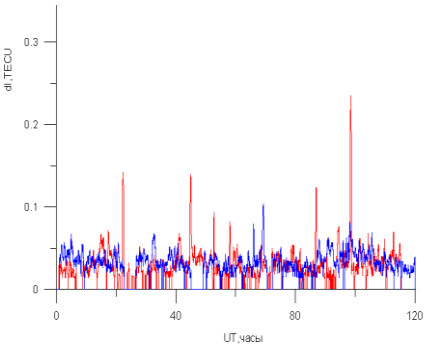


Рис. 6. Анализ вариаций ПЭС для сезона лето

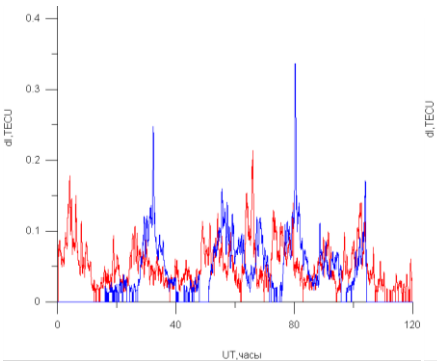


Рис.7. Анализ вариаций ПЭС для сезона осень

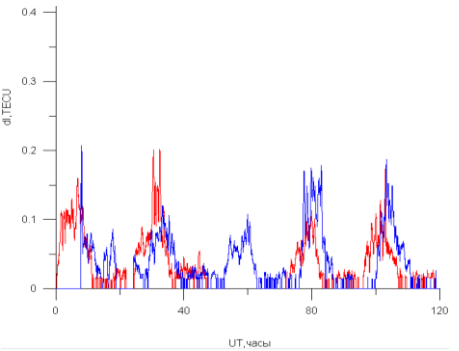


Рис.8. Анализ вариаций ПЭС для сезона зима

Обработка данных за 2015 г.

В табл. 1 представлены дни, в которые происходила магнитная буря, ее длительность и максимальное значение индекса Кр и ПЭС.

Таблица 1. Характеристика дней

Радионав. день	Кр, max	Длительность, ч	ПЭСmax, dTECU
33	5	9	0,176
49	5	6	0,211
55	5	6	0,233
60	5	9	0,158

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Радионав. день	Кр, max	Длительность, ч	ПЭСmax, dTECU
61	5	6	0,202
76	8	18	0,938
77	6	21	0,224
78	5	6	0,075
79	5	6	0,395
80	5	3	0,42
81	6	3	0,202
82	5	3	0,123

По данным из табл. 1 был построен трехмерный график, представленный на рис. 9, позволяющий оценивать влияние различных параметров магнитных бурь на ПЭС. С помощью полученного графика наглядно представлена зависимость ПЭС одновременно и от силы магнитной бури, и от ее длительности. Таким образом, более полно можно охарактеризовать изменения ПЭС при различных магнитных бурях.

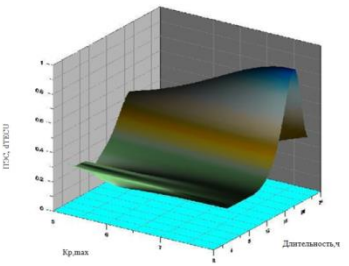


Рис. 9. Зависимость изменения ПЭС от параметров магнитной бури

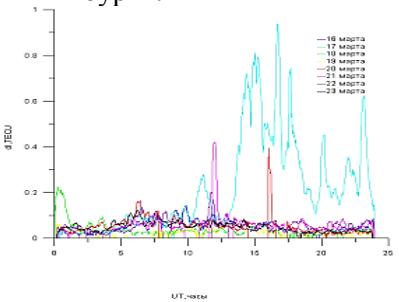


Рис. 10. Суточные значения ПЭС

В марте 2015 г. в изменении ПЭС над г. Йошкар-Ола осооенно ярко проявилась магнитная буря в ночь с 17 на 18 марта, классифицируемая в системе оперативного оповещения Росгидромета в 21:20 мск 17.03.2015 г. как очень сильное магнитное возмущение класса G4, индекс Кр=8. Ее результатом стали полярные сияния.

За сутки до магнитной бури суточный ход ПЭС соответствует среднему за март. При этом, была зафиксирована солнечная вспышка в рентгеновском (М-класса) и оптическом (2 класса) диапазонах. Это отразилось в аномальном увеличении ПЭС с 8 часов 17.03.2015 г. перед началом магнитной бури, достигшее максимума к полудню. В эти же сутки были зафиксированы солнечная вспышка в рентгеновском (М-класса) и оптическом (слабая) диапазонах. На рис. 10 представлен график суточных значений ПЭС для дней, ближайших к 17 марта.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

18 марта значения ПЭС оказались ниже средних.19 марта ПЭС достигает аномально низких значений.

Эффект солнечного затмения 20 марта с полудня до 15 часов проявляется очень слабо. На эти же сутки пришлось новолуние.

21 марта изменение ПЭС соответствует среднемесячным оценкам.

4. Заключение

Представлены результаты сравнительного анализаданных,полученных в европейском (г. Йошкар-Ола) и азиатском (г. Иркутск) регионах РФ на основе современных методов зондирования ионосферы сигналами навигационных систем ГЛОНАСС/GPS.

Посезонный анализ вариаций ПЭС в спокойных условиях показал, что наименее активной ионосфера была и над Йошкар-Олой, и над Иркутском в весенний период. Максимальную активность ионосфера в спокойных условиях над Йошкар-Олой показала в осенний период, а ионосфера в спокойных условиях над Иркутском – в зимний период.Установлено, что магнитные бури оказывают более существенное влияние на суточные вариации ПЭС в азиатском регионе (г. Иркутск), чем в европейском (г. Йошкар-Ола).

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты №15-07-05280; 15-07-05294;16-35-50083;16-37-60068; грантов министерства образования и науки РФ: №3.2695.2014/К, №8.2697.2014/К; Российского научного фонда №15-19-10053. Авторы выражают признательность ЯсюкевичуЮ.В., с.н.с. ИСЗФ СО РАН за консультации и помощь в предоставлении исходных радионавигационных данных в формате Rinex по г. Иркутску.

Список литературы

[1] Афраймович Э.Л. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли / Э.Л. Афраймович, Н.П. Перевалова. – Иркутск: Изд,во ГУ НЦ РВХ ВСНЦ СО РАМН. – 2006. – 480 с.

[2] Иванов, В.А. Влияние геомагнитных возмущений на полное электронное содержание ионосферы/ В.А. Иванов, А.Ю. Желонкин, Н.В. Рябова, А.В Зуев // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2011. – № 1. – С.24-30.

[3] Ясюкевич, Ю. В.Суточнаядинамика вертикального полного электронного содержания над городами Иркутск и Йошкар-Ола по данным GPS/ГЛОНАСС и модели IRI-2012/ А. А.Мыльникова, В. В.Демьянов, В.А.Иванов, Н. В.Рябова, А.В.Зуев, М. И.Рябова, А. А. Кислицын // Вестник ПГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы.- 2013.- №3.- С.18-29.

[4] Ясюкевич, Ю. В. Срыв сопровождения фазы навигационного сигнала и измерения псевдозадержки в аппаратуре NovAtel в спокойных условиях/ ВоейковС.В,. Демьянов В.В, Иванов В. А., Кислицын А. А., Максиков А.П., Рябова Н. В., Рябова М.И., Ясюкевич Ю. В.// Вестник ПГТУ Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы, 2014.- №4.- С.35-44.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[5] Зуев А.В. Влияние геомагнитных возмущений на полное электронное содержание ионосферы/Иванов В.А., Желонкин А.Ю., Рябова Н.В., Зуев А.В.//Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2011. № 1. С. 24-30.

Funding and acknowledgments

This work was supported by RFBR grants: projects № 15-07-05280; 15-07-05294; 16-35-50083; 16-37-60068; by grants of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation: № 3.2695.2014 / K, № 8.2697.2014 / K; by Russian Research Fund № 15-19-10053. The authors are grateful to Yasukevich YV, Senior Scientist of ISTP, for consultations and help inprovisionthe initial navigation data in Rinex format on Irkutsk.

References

[1] AfraimovichE.L.GPS-monitoringoftheupperatmosphereoftheEarth / E.L.Afraimovich, N.P.Perevalova. - Irkutsk: NCStateIzd,voPBXESSCSBRAMS. - 2006. - 480 p.

[2] Ivanov, V.A. The impact of geomagnetic disturbances on the total electron content of the ionosphere / V.A. Ivanov, A.Y. Zhelonkin, N.V. Ryabov, A.V.Zuev // Vestnik Mari State Technical University. Ser .: Radio engineering and information and communication systems. - 2011. - № 1. - C.24-30.

[3] Yasukevich, Y.V.Daily dynamics of the vertical total electron content over the cities of Irkutsk and Yoshkar-Ola on GPS / GLONASS data and model IRI-2012 / A.A.Mylnikova, V.V.Demyanov, V. A. Ivanov, N.V.Ryabova, A.V.Zuev., M.I.Ryabova, A.A. Kislitsyn // PSTU Bulletin. Ser .: Radio engineering and information and communication sistemy.- 2013.- №3.- C.18-29.

[4]Yasukevich,Y.V. Disruption support navigation signal phase and measurement equipment in psevdozaderzhkiNovAtel in calm conditions / S.W.Voeikov, V.V.Demyanov, V.A.Ivanov, A.A.Kislitsyn, A.P.Maksikov,N.V.Ryabova, M.I. Ryabov, Y.V. Yasukevich // Bulletin PSTU Ser .: Radio engineering and information and communication system, 2014.- №4.- S.35-44.

[5] Zuev A.V. The impact of geomagnetic disturbances on the total electron content of the ionosphere /V.A. Ivanov, A.Y.Zhelonkin, N.V. Ryabov, A.V.Zuev .//Bulletin of the Volga State Technological University. Series: Radio engineering and information and communication systems. 2011. № 1. S. 24-30.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Improving HF-band radar systems spatial and temporal resolutions of sea surface remote sensing

Vladimir T. Lobach, Michael V. Potipak
Southern Federal University
Taganrog, 347922, Russian Federation
potipak@sfedu.ru

Abstract: *We analyze formation features of reflected from a quasi-periodic structures HF signal structure in the case of fully arisen sea. Analytical expressions for the probing signal, matched to frequency coefficient of quasi-periodic surface reflection are given. Simulations are fulfilled on verified author's mathematical model of scattering HF signal form extended quasi-periodic surface. It is shown that the usage of probing signal, matched to frequency coefficient of surface reflection improves radar systems spatial-temporal resolution of sea surface remote sensing.*

Keywords: *frequency coefficient of surface reflection, surface reflection pulse response, HF-band radio signal, matched signal, spatial dispersion filter.*

Повышение пространственно-временной разрешающей способности радиолокационных систем зондирования морской поверхности КВ диапазона

Лобач В.Т., Потипак М.В.
Южный федеральный университет
г. Таганрог, 347922, Российская Федерация
potipak@sfedu.ru

Аннотация: *Рассмотрены особенности формирования структуры сигнала КВ диапазона, отраженного от квазипериодической структуры на примере развитого морского волнения. Получены аналитические выражения для зондирующего сигнала, согласованного с частотным коэффициентом отражения квазипериодической поверхности. Проведено имитационное моделирование на верифицированной авторской математической модели рассеяния сигнала КВ диапазона квазипериодической протяженной поверхностью. Показано, что применение зондирующего сигнала, согласованного с частотным коэффициентом отражения поверхности позволяет улучшить пространственно-временную разрешающую способность радиолокационных систем зондирования морской поверхности.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: частотный коэффициент отражения поверхности, импульсная характеристика отражения поверхности, КВ диапазон, согласованный сигнал, пространственный дисперсионный фильтр.

1. Введение

В последнее десятилетие значительно повысились требования к точности определения навигационной информации, влияющей на безопасность полета самолетов-амфибий. В связи с этим является актуальным поиск путей повышения точности измерения статистических характеристик морского волнения для повышения безопасности эксплуатации самолетов-амфибий, при решении задачи посадки на водную поверхность. Прием отраженных от морской поверхности радиосигналов на фоне шумов, ставит задачу их оптимальной обработки, позволяющей увеличить выходное значение отношения сигнал/шум, и улучшить ряд эксплуатационных характеристик системы, например, разрешающую способность по дальности.

При отражении радиоволн протяженной статистически неровной поверхностью закон модуляции отраженного сигнала искажается. «Когерентная» составляющая сигнала сохраняет форму модуляции [1]. «Некогерентная» составляющая отраженного сигнала представляет собой сумму сигналов от участков поверхности, находящихся на различных расстояниях от приемо-передатчика. Результатом сложения этих сигналов, имеющих случайные фазы, является изменение формы отраженного сигнала. Кроме того, при относительном перемещении РЛС и элементов отражающей поверхности, отраженный сигнал случайно флуктуирует.

В работе [2] показано, что морская поверхность может выступать пространственным согласованным фильтром, в котором роль частотного коэффициента передачи выполняет коэффициент отражения, определяемый механизмом отражения электромагнитных волн шероховатой поверхностью.

2. Огибающая отраженного сигнала

Воспользуемся результатами, приведенными в работах [1, 2], для получения аналитической записи отраженного сигнала, согласованного с импульсной характеристикой отражения поверхности (ИХОП).

Выходной отклик согласованного фильтра может быть представлен в следующем виде

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$U(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S(i\omega)K_{opt}(i\omega)\exp(i\omega t)d\omega,$$

где $S(i\omega)$ - спектральная плотность входного сигнала; $K_{opt}(i\omega)$ - частотный коэффициент передачи согласованного фильтра.

В случае отражения от поверхности, представленной моделью II, частотный коэффициент отражения имеет следующий вид [2]

$$K_{opt}(i\omega)=\frac{Q}{2z_0}\left\{\exp\left(-i\frac{2\omega z_0}{c}-\frac{2\omega^2\sigma_h^2}{c^2}\right)+2i\sum_l\sum_\eta a_{l\eta}\frac{\omega}{c}\left(1-\frac{p_l^2c^2}{4\omega^2}\right)^{\frac{3}{4}}\times\right.$$

$$\left.\times\exp\left[-i\frac{2\omega z_0}{c}\sqrt{1-\frac{p_l^2c^2}{4\omega^2}}\right]\cos(\mu_l t-\varepsilon_{l\eta})\right\}.$$

В этих условиях задача оптимизации сводится к выбору оптимального сигнала, спектральная плотность которого $S(i\omega)$ с точностью до постоянного множителя и множителя задержки является комплексно сопряженной функцией по отношению к частотному коэффициенту отражения поверхности $K_{опт}(i\omega)$, т.е.

$$K_{opt}(i\omega)=BS^*(i\omega)\exp(-i\omega t_0);\ \arg_s(\omega)=\omega t_0-\arg_k(\omega),\quad(1)$$

где t_0 - время задержки отраженного сигнала; $\arg_s(\omega),\arg_k(\omega)$ - аргументы функций $S(i\omega)$ и $K_{opt}(i\omega)$ соответственно.

Учитывая требования, приведенные в (1), определим модуль и аргумент спектральной плотности сигнала, согласованного с частотным коэффициентом отражения флуктуирующей составляющей сигнала, при условии, что отражающая поверхность представлена только одной поверхностной волной

$$S_ф(i\omega)=\frac{\omega}{c}\left(1-\frac{p^2c^2}{4\omega^2}\right)^{\frac{3}{4}};\quad\arg_k(\omega)=-\frac{z_0}{c}\sqrt{4\omega-p^2c^2}.\quad(2)$$

Выходной отклик для одной составляющей поверхностного поля морского волнения запишем в виде

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\dot{U}_{opt\,l\eta}(t)=\frac{Q}{4\pi z_0}\int\limits_{\omega_0-\frac{\Delta\Omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\Omega}{2}}\left|K_{opt}(j\omega)\right|\left|S(j\omega)\right|\exp\left[j\omega(t-t_0)\right]d\omega=$$

$$=\frac{Q}{\pi z_0}\int\limits_{\omega_0-\frac{\Delta\Omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\Omega}{2}}a_{l\eta}\frac{\omega}{c}\left(1-\frac{p_l^2c^2}{4\omega^2}\right)^{\frac{3}{4}}\cos\left(\mu_l t-\varepsilon_{l\eta}\right)\exp\left[j\omega(t-t_0)\right]d\omega, \qquad (3)$$

где $\Delta\Omega=2\pi\Delta f$ - ширина спектра сигнала, $K_{opt}(j\omega)$ - частотный коэффициент передачи пространственного согласованного фильтра.

Проведя в (3) замену переменной $\omega=\omega_0+\Omega$ и вычисляя интеграл, окончательно получим

$$\dot{U}_{opt\,l\eta}(t)=\frac{Q}{4z_0c^2}a_{l\eta}\cos\left(\mu_l t-\varepsilon_{l\eta}\right)\exp\left[j\omega_0(t-t_0)\right]\times$$

$$\times\left\langle\left(\Delta\Omega\omega_0^2-\frac{3}{8}p_l{}^2c^2\Delta\Omega+\frac{\Delta\Omega^3}{2}\right)\frac{\sin x}{x}+\sqrt{\frac{16\Delta\Omega^2}{(t-t_0)^4}+\frac{4\Delta\Omega^2\omega_0^2}{(t-t_0)^2}}\times\right.$$

$$\left.\times\left(\cos x-\frac{\sin x}{x}\right)\exp\left\{-j\,\mathrm{arctg}\left[\frac{\omega_0}{2}(t-t_0)\right]\right\}\right\rangle, \qquad (4)$$

где $x=\frac{\Delta\Omega}{2}(t-t_0)$.

Поскольку $U_{opt}(t)$ является функцией случайных аргументов $\varepsilon_{l\eta}$ и $a_{l\eta}$, определим мощностную огибающую флуктуирующей составляющей отраженного сигнала

$$P_{opt}(t)=\overline{\dot{U}_{opt}(t)\dot{U}_{opt}^{*}(t)}=\frac{Q^2}{\pi^2z_0^2c^4}\overline{\left[a_{l\eta}\cos\left(\mu_l t-\varepsilon_{l\eta}\right)\right]^2}\times$$

$$\times\left\{\left(\Delta\Omega\omega_0^2-\frac{3}{8}p_l{}^2c^2\Delta\Omega+\frac{\Delta\Omega^3}{2}\right)^2\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2+2\left(\Delta\Omega\omega_0^2-\frac{3}{8}p_l{}^2c^2\Delta\Omega+\frac{\Delta\Omega^3}{2}\right)\times\right.$$

$$\left.\times\frac{\Delta\Omega^3}{x^3}\sin x\left(\cos x-\frac{\sin x}{x}\right)\sqrt{1+\frac{\omega_0^2x^2}{\Delta\Omega^2}}\cos\theta+\frac{\Delta\Omega^6}{x^4}\left(\cos x-\frac{\sin x}{x}\right)^2\times\right.$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\times\left(1+\frac{\omega_0^2x^2}{\Delta\Omega^2}\right)\cos^2\theta+\frac{\Delta\Omega^6}{x^4}\left(\cos x-\frac{\sin x}{x}\right)^2\left(1+\frac{\omega_0^2x^2}{\Delta\Omega^2}\right)\sin^2\theta\Bigg\}, \quad (5)$$

где $\theta=\operatorname{arctg}\left(\frac{\omega_0 x}{\Delta\Omega}\right)$.

В равенстве (5) черта сверху означает усреднение по множеству значений случайных аргументов $\varepsilon_{l\eta}$ и $a_{l\eta}$. Учитывая равномерный закон распределения переменной $\varepsilon_{l\eta}$ в интервале значений $-\pi<\varepsilon<\pi$, результат усреднения запишем в виде

$$P(t)=\frac{Q^2\omega_0^6}{\pi^2z_0^2c^4}\sum_l\sum_\eta\frac{a_{l\eta}{}^2}{2}\Bigg\{\left(\frac{\Delta\Omega}{\omega_0}-\frac{3\Delta\Omega p_l{}^2}{8\omega_0k^2}\right)^2\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2+\frac{2\Delta\Omega^3}{x^2\omega_0^3}\frac{\sin x}{x}\times$$

$$\times\left(\frac{\Delta\Omega}{\omega_0}-\frac{3\Delta\Omega p_l{}^2}{8\omega_0k^2}\right)\left(\cos x-\frac{\sin x}{x}\right)\sqrt{1+\frac{\omega_0^2x^2}{\Delta\Omega^2}}\cos\left[\operatorname{arctg}\left(\frac{\omega_0x}{\Delta\Omega}\right)\right]\Bigg\}. \quad (6)$$

Анализ соотношения (5) приводит к выводу о том что, при выполнении неравенств $p<k$ и $\Delta\Omega<0{,}2\omega_0$, форма мощностной огибающей отраженного импульса мало отличается от функции $(\sin x/x)^2$. Время запаздывания отраженного сигнала определяется следующей величиной

$$t_з=\frac{2z_0}{c}\frac{2\omega_0}{\sqrt{4\omega_0^2-p^2c^2}}. \quad (7)$$

Длительность отраженного сигнала обратно пропорциональна базе излучаемого сигнала [2].

На рис. 1 приведена «некогерентная» составляющая $P(t)$ огибающей отраженного сигнала для одной составляющей поверхностного поля морского волнения, рассчитанная по формуле (6).

2. Результаты моделирования

Используя выражение (6), были рассчитаны огибающие «некогерентной» составляющей отраженного от поверхности для различных значений высоты полета, длины волны, высоты морских волн, количества пространственных спектральных составляющих в спектре морского волнения. Для этих же параметров было проведено имитационное моделиро-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

вание на разработанной авторами электродинамической модели подробно описанной в работе [3].

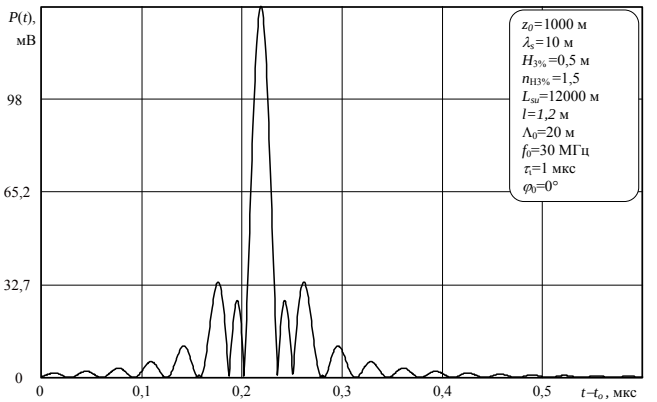


Рис. 1. «Некогерентная» составляющая $P(t)$ огибающей отраженного сигнала для одной составляющей поверхностного поля морского волнения.
Fig. 1. "Incoherent" component $P(t)$ of reflected signal envelope for one component of spatial sea waves surface field.

На рис. 2 приведена аналитически рассчитанная огибающая отраженного сигнала и огибающая полученная при использовании модели. В модели в качестве зондирующего сигнала использовался согласованный сигнал вида (2).

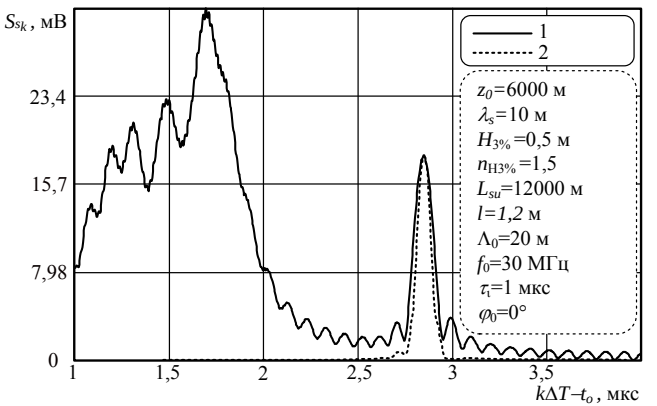


Рис. 2. Верификация огибающих отраженного сигнала (кривая 1 – моделирование, 2 – аналитический расчет).
Fig. 2. The reflected signal envelopes verification (curve 1 – modeling, 2 – analytical).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Из рис. 2 видно, что отраженный от поверхности сигнал имеет «когерентную» и «некогерентную» составляющие, причем за счет согласования зондирующего сигнала с коэффициентом отражения поверхности, «некогерентная» составляющая отраженного сигнала имеет вид отклика традиционного согласованного фильтра.

3. Заключение

Таким образом, оказывается возможным синтезировать зондирующий сигнал, для которого квазипериодическая поверхность будет представлять согласованный фильтр. Это, в свою очередь, позволяет увеличить выходное значение отношения сигнал/шум по «некогерентной» составляющей и улучшить ряд эксплуатационных характеристик системы, например, разрешающую способность по пространственным длинам морских волн. В дополнении к изложенному необходимо отметить, что для повышения отношения сигнал/шум «когерентной» составляющей отраженного сигнала необходимо обработать ее согласованным фильтром, комплексно сопряженным с выражением (2).

Список литературы

[1] Лобач В.Т. Корреляционная функция и энергетический спектр радиосигнала, отраженного от морской поверхности в подвижной системе координат. //Радиотехника, 2006. №2(94) «Радиосистемы». С. 76-79.

[2] Lobach V.T., Potipak M.V. Modeling of modulated signals back-scattering from quasiperiodic surface. //Proceedings of SPIE Aero Sense. 2003. vol. 5097. pp. 141-148.

[3] Потипак М.В. Модель рассеяния радиолокационных сигналов протяженными квазипериодическими поверхностями // Диссертация на соискание ученой степени канд. техн. наук. Таганрог, 2011. – 209 с.

References

[1] Lobach V.T. Korreljacionnaja funkcija i jenergeticheskij spektr radiosignala, otrazhennogo ot morskoj poverhnosti v podvizhnoj sisteme koordinat. //Radiotehnika, 2006. №2(94) «Radiosistemy». S. 76-79.

[2] Lobach V.T., Potipak M.V. Modeling of modulated signals back-scattering from quasiperiodic surface. //Proceedings of SPIE Aero Sense. 2003. vol. 5097. pp. 141-148.

[3] Potipak M.V. Model' rassejanija radiolokacionnyh signalov protjazhennymi kvaziperiodicheskimi poverh-nostjami // Dissertacija na soiskanie uchenoj stepeni kand. tehn. nauk. Taganrog, 2011. – 209 s.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Investigation of Synthetic Aperture Radar with Noise-type Signal Modulation Characteristics

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

Abstract: *Synthetic aperture radar impulse response properties are investigated by means of mathematical simulation for the case of sounding signal modulation with wideband noise-type functions. Obtained result comparison is made for quadrature and phase modulation with various discreteness. The results obtained for M-sequence modulation and the chirp are included in the comparison.*

Keywords: *Synthetic Aperture Radar, SAR, sounding signal, in-pulse modulation, noise-type signal, M-sequence, impulse response, sidelobe level.*

Исследование характеристик радиолокатора с синтезированной апертурой при модуляции зондирующего сигнала шумоподобными функциями

Тарасенко А.М.
Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»
г. Москва, 121170, Российская Федерация
asianna@list.ru

Аннотация: *Проведено математическое моделирование с целью исследования функций отклика радиолокатора с синтезированной апертурой при использовании белого шума в качестве модулирующей функции. Проведено сравнение результатов для случаев квадратурной и фазовой модуляции с различной дискретностью, а также для модуляции М-последовательностью и ЛЧМ.*

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, РСА, зондирующий сигнал, внутриимпульсная модуляция, шумоподобные сигналы, М-последовательность, функция отклика, боковые лепестки.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Внутриимпульсная модуляция зондирующих сигналов (ЗС) функциями, позволяющими расширить спектр сигнала для улучшения разрешающей способности по дальности, используется в различных отраслях и приложениях радиолокации. Элементной базой и схемотехническими решениями модуляторов определились два наиболее распространённых способа модуляции – линейная частотная модуляция (ЛЧМ) и фазовое кодирование (ФКМ). Ведутся исследования и поиски модификаций таких модулирующих функций, которые бы обеспечивали минимальные боковые лепестки корреляционного отклика при сжатии по дальности, а также двумерных функций отклика (ФО): функции неопределённости в координатах дальность-доплер обзорных радиолокаторов и двумерной функции отклика на одиночную точечную цель в координатах дальность-азимут. Отличительным свойством зондирующего сигнала радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА) является его двумерность: все импульсы в сеансе когерентны и связаны определённым законом чередования модулирующих функций. Для получения качественного двумерного изображения требуется, чтобы ЗС РСА обеспечивал низкий уровень боковых лепестков (БЛ) не только одномерной корреляционной функции одиночного импульса, но и двумерной функции отклика, получаемой в результате сжатия по дальности и азимуту, а также минимальную взаимную корреляцию смежных импульсов.

Подробно исследованы свойства ЛЧМ сигналов, а также двух- и трёхпозиционной фазовой манипуляции [1]. Применительно к задаче РСА двухпозиционная модуляция М-последовательностью обладает тем преимуществом, что позволяет модулировать серию импульсов ЗС множеством некоррелированных между собой функций, обеспечивающих одинаковую базу сигнала. Следует отметить, что модуляция М-последовательностью является одним из способов расширения спектра сигнала и придания ему свойств шумоподобного [2, 3]. Исследования зависимости свойств ФО от закона чередования последовательностей и их циклического сдвига при формировании двумерного ЗС [4, 5] показали, что значительного снижения уровней боковых лепестков можно добиться при использовании закона случайных чисел для управления одним или обоими этими параметрами. Полученные в этих работах результаты, а также публикации о результатах проектирования шумового радиолокатора [6] побудили автора провести исследование характеристик РСА при замене регулярных модулирующих функций шумоподобными (стохасти-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ческими), сформированными с использованием современных цифровых средств. При этом предполагалось, что функции, используемые для модуляции импульсов зондирующего сигнала, будут формироваться цифровым генератором случайных чисел и включаться в заголовок радиоголограммы для формирования опорных функций сжатия по дальности. По этому принципу построена имитационная модель в виде пакета программ в среде Матлаб, с помощью которой проведены исследования.

2. Виды модуляции шумоподобных сигналов

При моделировании были исследованы примеры двух видов дискретной модуляции радиосигналов, используемых в современных системах связи: фазовой и квадратурной. В обоих случаях представляла интерес зависимость характеристик боковых лепестков функции отклика от разрядности кода.

Фазоманипулированный m-позиционный сигнал формировался в виде комплексной огибающей, задаваемой вектором из произвольного числа K отсчётов

$$\dot{a}_k = \exp\left\{ j \cdot 2\pi \cdot \frac{l_k}{m} \right\}, k = 1...K, \quad (1)$$

где номера позиций модуляции $l_k \in \{1...m\}$ задаются в виде последовательности случайных целых чисел с равномерным распределением. Исследовались случаи m=2, 3, 4, 8.

Сигнал с m^2-позиционной квадратурной модуляцией задавался комплексной огибающей в виде

$$\dot{a}_k = I_k + j \cdot Q_k \quad (2)$$

где центрированные значения квадратур отсчётов заданы по закону $I_k = X_k - \frac{m+1}{2}$, $X_k \in \{1...m\}$ – последовательность случайных целых чисел с равномерным распределением.

Для сравнения построены матрицы зондирующих сигналов с разными видами модуляции, но с одинаковой базой и одинаковой длиной сеанса. В работе приведены результаты для 1024 импульсов, представленных 2048 отсчётами для шумоподобных сигналов и 2046 для М-последовательностей 10 порядка, 2 отсчёта на элемент (рис.1).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

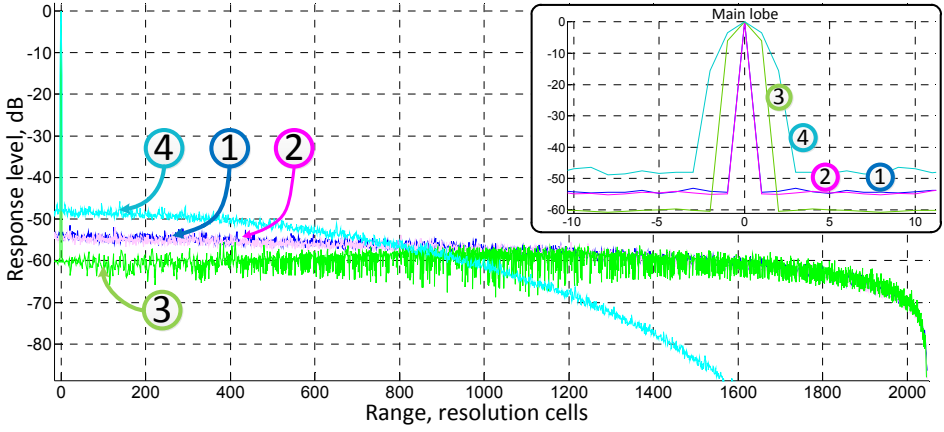


Рис. 1. Проекции двумерных функций отклика на плоскость дальность-уровень
(график 1 соответствует квадратурной модуляции зондирующего сигнала по закону случайных чисел (m=16), 2 — фазовой модуляции по закону случайных чисел (m=8),
3 — фазовая модуляция М-последовательностью10 порядка,
4 — фазовая модуляции по закону случайных чисел (m=8) с наложением окна Ханна)
Fig.1. Range projection of two-dimensional impulse responses
(plot 1 corresponds to random quadrature modulation (m=16),
2 — random phase modulation (m=8), 3 — phase modulation by M-sequence (10 order),
4 — random phase modulation (m=8) with Hann window)

3. Критерии и методы анализа

Для оценки качества радиолокационного изображения строится двумерная функция отклика на одиночную точечную цель, получаемая в результате последовательного выполнения двух операций с матрицей отсчётов комплексной огибающей зондирующего сигнала размерностью H (высота) × L (длина строки): 1) построчное вычисление автокорреляционной функции (сжатие по дальности); 2) сжатие по азимуту методом гармонического анализа, выполняемое в виде преобразования Фурье полученной матрицы по столбцам с учащением отсчётов в 2 раза. Двумерная функция отклика представляется матрицей комплексных чисел с размерностью 2H×(2L-1), в которой максимуму главного лепестка соответствует элемент (H+1; L)

Критериями качества двумерной функции отклика являются относительный интегральный уровень боковых лепестков и относительный максимальный уровень бокового лепестка вне полосы, направленной вдоль

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

координатной оси азимута и содержащей главный лепесток. Используется методика подсчёта интегрального относительного уровня боковых лепестков, описанная в [7]: боковыми лепестками считаются все составляющие отклика вне эллиптической окрестности главного максимума с размерами полуосей $1{,}4\delta r$ и $1{,}4\delta x$ по дальности и азимуту соответственно, где $\delta r, \delta x$ – разрешающая способность по этим координатам.

4. Анализ результатов моделирования

На базе случайных функций были промоделированы шумоподобные сигналы с m-позиционной фазовой и m^2-позиционной квадратурной модуляцией. В ходе исследования было установлено, что способ формирования такого сигнала и значения m не влияют на вид функции отклика, в том числе на распределение и уровни её боковых лепестков. Сравнение характеристик функций отклика при использовании таких модулирующих сигналов и сигналов, модулированных ансамблями М-последовательностей, а также подробно исследованных характеристик функции отклика ЛЧМ-сигнала [4] показало, что регулярные функции могут обеспечить более низкий интегральный и относительный уровень боковых лепестков.

Результаты анализа моделей приведены в таблице 1.

Табл. 1. Показатели качества радиолокационного изображения в зависимости от вида модуляции зондирующего сигнала

Table 1. Radar image quality levels depending on sounding signal modulation type

	m-позиционная фазовая модуляция m-position random phase modulation				m^2-позиционная квадратурная модуляция m^2-position random quadrature modulation			ФКМ, М-последовательность (10 порядок) PCM, M-sequence (order 10)	ЛЧМ LFM
	m=2	m=4	m=8	m=8*	m=2	m=4	m=16		
Максимальный уровень БЛ, дБ Peak sidelobe level, dB	-51,90	-52,55	-52,22	-45,73	-51,90	-51,47	-51,34	-55,50	-7,47/ -10,16**
Интегральный уровень БЛ, дБ integral sidelobe ratio, dB	-2,62	-2,61	-2,62	-2,62	-2,62	-2,62	-2,62	-4,93	-13,6/ -42,33**
Примечание: * с окном Ханна ** с окном Хэмминга Note: *with Hann window **with Hamming window									

Проведенное исследование показало, что при модуляции зондирующего сигнала стохастическими функциями получаемая функция от-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

клика РСА на одиночную точечную цель имеет низкий уровень максимальных боковых лепестков, сравнимый с достигаемым при использовании ансамблей М-последовательностей.

Боковые лепестки во всей полосе изображения, в которой определена функция отклика, имеют вид нормального шума с мощностью, постоянной по азимуту и убывающей при удалении от максимума по дальности, и не имеют локальных максимумов, как в случаях ЛЧМ, М-последовательностей и их ансамблей.

5. Заключение

Использование шумоподобных сигналов целесообразно для задач обнаружения и распознавания объектов в виду низкого уровня максимальных боковых лепестков.

Применение стохастических функций для модуляции зондирующих сигналов РСА обеспечивает подавление помех неоднозначности по дальности без необходимости применения специальных алгоритмов.

Шумоподобные сигналы имеют преимущества при проведении скрытой съемки, так как они мало отличимы от сигналов связных станций.

Для задач определения границ раздела сред и других, требующих высокого радиометрического разрешения, предпочтение следует отдать регулярным функциям, в частности ЛЧМ, т.к. она обеспечивает наиболее низкий интегральный уровень боковых лепестков функции отклика.

Список литературы

[1] Levanon N., Mozeson E., Radar Signals // New Jersey: John Wiley & Sons, 2004.

[2] Вакман Д.Е., Седлецкий Р.М., Вопросы синтеза радиолокационных сигналов // Москва, Советское радио, 1973.

[3] Варакин Л.Е., Системы связи с шумоподобными сигналами // Москва: Радио и связь, 1985.

[4] Тарасенко А.М. Исследование влияния способов формирования зондирующего сигнала космического РСА на качество радиолокационного изображения // Успехи современной радиоэлектроники, 2015, №5. С. 13-19

[5] Кудря А.И., Толстов Е.Ф., Четверик В.Н. Расширение возможностей использования М-последовательностей в РСА // II Всероссийские Армандовские чтения [Электронные ресурс]: Радиофизические методы в дистанционном зонировании сред / Материалы V Всероссийской научной конференции. Муром. Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2012. –567 с. ISSN 2304-0297 (CD-ROM), с.518-531, 2012

[6] Lukin K.A. The Principles of Noise Radar Technology // Proc. of NRTW-2002. – Yalta, 2002. – P. 13 – 22.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[7] Школьный Л.А., Толстов Е.Ф., Детков А.Н. и др. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрование радиолокационных изображений // Под ред. Л.А. Школьного., Москва: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008.

References

[1] Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. *New Jersey: John Wiley & Sons*, 2004.

[2] Vakman D.E., Sedleckij R.M. *Voprosy sinteza radiolokacionnyh signalov* [Problems of radar signal synthesis]. Moscow, Sovetskoe radio, 1973.

[3] Varakin L.E. *Sistemy svjazi s shumopodobnymi signalami* [Communication system with noise-like signals]. Moscow, Sovetskoe radio, 1985.

[4] Tarasenko A.M. [Researching of radar image quality dependence on sounding signal generation mode for spaceborne SAR]. *Uspehi sovremennoj radiojelektroniki*, 2015, no.5, pp. 13 - 19. (In Russian).

[5]Kudrya A.I., Tolstov E.F., Chetverik V.N. *Rasshirenie vozmozhnostej ispol'zovanija M-posledovatel'nosti v RSA* [Extensed possibilities of using M-sequences in SAR].*II Vserossijskie Armandovskie chtenija [Jelektronnye resurs]: Radiofizicheskie metody v distancionnom zonirovanii sred / Materialy V Vserossijskoj nauchnoj konferencii. Murom. Izd.-poligraficheskij centr MI VlGU*, 2012. –567 p. ISSN 2304-0297 (CD-ROM), pp.518 - 531, 2012. (In Russian).

[6] Lukin K.A. The Principles of Noise Radar Technology Proc. of NRTW-2002. – Yalta, 2002. – pp. 13 - 22.

[7] Shkolny L.A., Tolstov E.F., Detkov A.N. *Radiolokacionnye sistemy vozdushnoj razvedki, deshifrovanie radiolokacionnyh izobrazhenij* [Radar stations of air reconnaissance; radar image decryption.] Edited by L.A.Shkolny., Moscow: *Izd. VVIA im. prof. N.E. Zhukovskogo*, 2008.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The application WKB method to calculation of vector fields TE and TM electromagnetic waves in an anisotropic inhomogeneous plasma

Natalya M. Moiseeva[1], Anton M. Moiseev[1]
[1]*Volgograd State University*
Volgograd, 400062, Russian Federation
natalja2005@yandex.com

Abstract: *We study a vector of intensity electric and magnetic fields TE and TM electromagnetic waves in the anisotropic inhomogeneous ionospheric plasma in the IRI model depend on the frequency at change of the incident angle. To calculate the vector fields use the matrix form the WKB method for anisotropic media. dependence between critical frequency and the height of maximum h electromagnetic wave of TE and TM waves at change of the incident angle are obtained.*

Keywords: *optical properties, wave propagation, mathematical methods in physic, inhomogeneous optical media, birefringence, plasmas, IRI model.*

Применение метода ВКБ к расчёту векторов полей ТЕ и ТМ электромагнитных волн в анизотропной неоднородной плазме

[1]Моисеева Н.М., [1]Моисеев А.В.,
[1]*Волгоградский государственный университет*
г. Волгоград, 400062, Российская Федерация
natalja2005@yandex.com

Аннотация: *Исследуется изменение векторов напряжённостей электрического и магнитного полей электромагнитных волн ТЕ и ТМ в анизотропной неоднородной ионосферной плазме в модели IRI в зависимости от частоты при изменении угла падения. Для расчета векторов полей используется матричная форма метода ВКБ для анизотропной среды. Получены зависимости между критической частотой и высотой максимума h для электромагнитных волн ТЕ и ТМ при изменении угла падения.*

Ключевые слова: оптические свойства, распространение волн, математические методы в физике, неоднородные оптические среды, двулучепреломление, плазма, модель IRI.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Задача о распространение электромагнитных волн (ЭМВ) в ионосфере привлекает внимание ученых с начала XX века [1]. Неоднородность и анизотропия среды определяет фазовую скорость и поляризацию волн, частотно-высотную характеристику [2]. В настоящей работе решается задача и прохождении обыкновенной и необыкновенной электромагнитных волн при наклонном падении на плоский слой анизотропной плазмы при отсутствии столкновений. Применяется матричная запись метода ВКБ для анизотропной среды в случае наклонного падения. Преимущество данного метода по сравнению с методом характеристических матриц для слоистой среды [3] состоит в том, что он учитывает непрерывность изменения оптических свойств среды от координаты z.

2. Постановка задачи

Задача о распространении электромагнитных волн в неоднородном слое плазмы во внешнем магнитном поле сводится к решению системы из четырех ОДУ, вида:

$$\frac{d\vec{Q}}{dz} = ik_0 \hat{A}(z)\vec{Q}, \tag{1}$$

где:

$$\vec{Q}(z) = \left(E_y(z) \quad H_x(z) \quad H_y(z) \quad E_x(z)\right)^T \tag{2}$$

$$A(z) = \begin{pmatrix} 0 & -\mu & 0 & 0 \\ -\left(\varepsilon_{22} - \frac{\varepsilon_{23}\varepsilon_{32}}{\varepsilon_{33}} - \frac{\alpha^2}{\mu}\right) & 0 & \frac{\alpha\varepsilon_{23}}{\varepsilon_{33}} & -\left(\varepsilon_{21} - \frac{\varepsilon_{23}\varepsilon_{31}}{\varepsilon_{33}}\right) \\ \left(\varepsilon_{12} - \frac{\varepsilon_{13}\varepsilon_{32}}{\varepsilon_{33}}\right) & 0 & -\frac{\alpha\varepsilon_{13}}{\varepsilon_{33}} & \left(\varepsilon_{11} - \frac{\varepsilon_{13}\varepsilon_{31}}{\varepsilon_{33}}\right) \\ -\frac{\alpha\varepsilon_{32}}{\varepsilon_{33}} & 0 & \mu - \frac{\alpha^2}{\varepsilon_{33}} & -\frac{\alpha\varepsilon_{31}}{\varepsilon_{33}} \end{pmatrix}. \tag{3}$$

Параметр $\alpha = \frac{k_\parallel}{k_0} = n_{возд}\sin\theta = const$; $k_\parallel$ - проекция волнового вектора на плоскость, касательную к поверхности Земли. Значение α постоянно, согласно закону Снеллиуса. Компоненты тензора $\varepsilon_{ij}(z)$ в случае

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

неоднородной плазмы являются функциями координаты z, зависят от частоты ω, от концентрации электронов N_e. Величины $\varepsilon_{ij}(z)$ зависят также от абсолютного значения вектора $\vec{H}_{ext}$. Пусть электромагнитная волна произвольной поляризации распространяется от источника, расположенного на поверхности Земли под некоторым углом к вертикали θ_i. Рассмотрим случай, когда волновой вектор ЭМВ лежит в плоскости, перпендикулярной вектору напряженности внешнего магнитного поля $\vec{H}_{ext}$. Это значит, что вектор $\vec{H}_{ext}$ перпендикулярно направлен по отношению к плоскости падения. Выберем оси координат, таким образом, чтобы плоскость XOZ была плоскостью падения, тогда $\vec{H}_{ext} \| \vec{e}_y$. Распространяющуюся от источника волну можно представить в виде распространяющихся независимо волн TE и TM. Тензор диэлектрической проницаемости гиротропной плазмы в постоянном магнитном поле, в указанной геометрии задачи, согласно [4], будет иметь вид:

$$\hat{\varepsilon} = \begin{pmatrix} 1-\dfrac{u}{1-W^2} & 0 & -i\dfrac{uW}{1-W^2} \\ 0 & 1-u & 0 \\ i\dfrac{uW}{1-W^2} & 0 & 1-\dfrac{u}{1-W^2} \end{pmatrix}. \qquad (4)$$

$u = \dfrac{\omega_p^2}{\omega^2}$, где $\omega_p = \sqrt{\dfrac{4\pi e^2 N_e(z)}{m}}$ – плазменная частота, $W = \dfrac{\omega_H}{\omega}$, $\omega_H = \dfrac{eH_{ext}}{mc}$ – гироскопическая частота. Пусть $N_{e,\max}$ – наибольшее значение концентрации электронов. Этому значению будет соответствовать частота $\omega_{p,\max} = \sqrt{\dfrac{4\pi e^2 N_{e,\max}(z)}{m}}$. Функция профиля $N_e(z)$ концентрации электронов определяет зависимость плазменной частоты от высоты $\omega_p(z)$; расчет $N_e(z)$ выполнялся с помощью модели IRI-20012 [5]. Решение системы (1) с компонентами тензора (4) аналогично задаче о распространении ЭМВ в анизотропном одноосном кристалле, когда оптическая ось лежит в плоскости падения. Расчет профилей проекций векто-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ров $\vec{E}$ и $\vec{H}$ выполнялся с помощью матричной формы метода ВКБ [6]. Если известны проекции полей $\vec{E}$ и $\vec{H}$ при $z=0$, то их можно считать начальными условиями для вектора $\vec{Q}(z)$ при $z=0$: $\vec{Q}(0)$. Расчет проекций векторов на произвольной высоте h выполняется путем умножения матрицы Коши ВКБ – решения на вектор начальных условий $\vec{Q}(0)$:

$$\vec{Q}(z)=\hat{N}(z,0)\vec{Q}(0). \tag{5}$$

$\hat{N}(z,0)$ – матрица 4×4, полученная при помощи ВКБ–решения. Для анизотропной среды с тензором $\hat{\varepsilon}$, вида (4), из системы ОДУ 4×4 (1) следует, что волны ТЕ и ТМ распространяются в неоднородной среде без взаимодействия, поэтому матрица Коши $\hat{N}(z,0)$ имеет вид:

$$\hat{N}(z,0)=\begin{pmatrix} n_{11}(z) & n_{12}(z) & 0 & 0 \\ n_{21}(z) & n_{22}(z) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & n_{33}(z) & n_{34}(z) \\ 0 & 0 & n_{43}(z) & n_{44}(z) \end{pmatrix}. \tag{6}$$

Волна ТЕ будет обыкновенной волной, а волна ТМ - необыкновенной [3]. Формулы для расчета $n_{ij}(z)$ имеют вид:

$$n_{11}(z)=\frac{p_o(0)}{p_o(z)}n_{22}(z)=\sqrt{\frac{p_o(0)}{p_o(z)}}\cos\left(k_0\int_0^z p_o(\xi)d\xi\right), \tag{6а}$$

$$n_{12}(z)=\frac{n_{21}(z)}{p_o(z)p_o(0)}=-i\sqrt{\frac{1}{p_o(z)p_o(0)}}\sin\left(k_0\int_0^z p_o(\xi)d\xi\right), \tag{6б}$$

$$n_{33}(z)=\frac{p_e(0)g(z)}{p_e(z)g(0)}n_{44}(z)=\sqrt{\frac{p_e(0)g(z)}{p_e(z)g(0)}}\cos\left(k_0\int_0^z p_e(\xi)d\xi\right), \tag{6в}$$

$$n_{34}(z)=\frac{g(0)g(z)}{p_e(0)p_e(z)}n_{34}(z)=i\sqrt{\frac{g(0)g(z)}{p_e(0)p_e(z)}}\sin\left(k_0\int_0^z p_e(\xi)d\xi\right), \tag{6г}$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Функции p_o, p_e в формулах (6а)-(6г) для обыкновенной и необыкновенной волн и функция $g(z)$ определяются формулами:

$$p_o(z) = \sqrt{\varepsilon_{yy}(z) - \alpha^2}\,, \tag{7}$$

$$p_e(z) = \sqrt{\varepsilon_{xx}(z) - \frac{\varepsilon_{xz}(z)\varepsilon_{zx}(z)}{\varepsilon_{zz}(z)} - \alpha^2 \frac{\varepsilon_{xx}(z)}{\varepsilon_{zz}(z)}}\,. \tag{8}$$

$$g(z) = \varepsilon_{xx}(z) - \frac{\varepsilon_{xz}(z)\varepsilon_{zx}(z)}{\varepsilon_{zz}(z)}\,. \tag{9}$$

Условия $p_{o,e}(z) = 0$ соответствуют точкам поворота для волн ТЕ и ТМ. Выполнен расчет энергетических коэффициентов пропускания $\Im_o$ и $\Im_e$ волн ТЕ и ТМ неоднородным слоем анизотропной плазмы в зависимости от высоты и частоты излучения при изменении угла падения.

На основании расчета, из условий $\Im_o \le \delta$ и $\Im_e \le \delta$, где в качестве δ был выбран «машинный ноль», получены зависимости между критической частотой ЭМВ и высотой максимума при различных углах падения. Графики $h(\omega)$ для обыкновенной волны представлены на рис. 1.

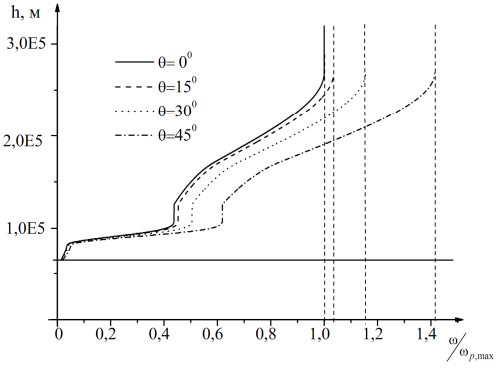


Рис. 1. Зависимость высоты максимума от частоты излучения для волны ТЕ.

Fig. 1. The maximum height depending on the radiation frequency for the TE wave.

Форма графиков частотно-высотной характеристики определяется профилем электронной концентрации $N_e(z)$ и смещается в область меньших длин волн при увеличении угла падения. При отсутствии столкнове-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ний графики имеют вертикальные асимптоты на частотах, связанных с $\omega_{p,\max}$ и углом падения:

$$\omega = \omega_{p,\max} \Big/ \sqrt{1 - n_{возд}^2 \sin^2 \theta} \,. \qquad (10)$$

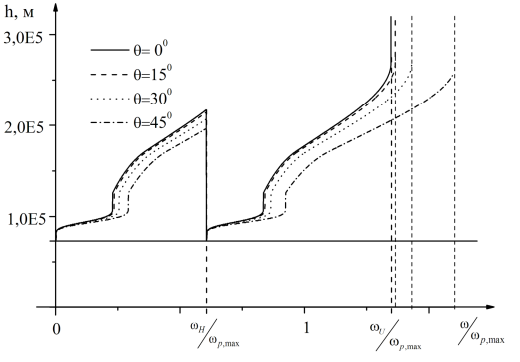


Рис. 2. Зависимость высоты максимума от частоты излучения для волны ТМ

Fig. 2. The maximum height depending on the radiation frequency for the TM wave.

Рассчитанная для волны ТМ связь критической частоты и высоты имеет особенность – скачок на гироскопической частоте $\omega = \omega_H$, когда выражения для компонент тензора диэлектрической проницаемости в случае бесстолкновительной плазмы имеют разрыв. Его положение остается неизменным при изменении угла θ. При увеличении угла θ зависимость между частотой волны ТМ и высотой максимума смещается в сторону роста частоты. При отсутствии столкновений в плазме вертикальная асимптота при $\theta = 0$ для волны ТМ определяется из условия:

$$\omega_U = \sqrt{\omega_{p,\max}^2 + \omega_H^2} \qquad . \qquad (10)$$

3. Результаты

Матричная форма метода ВКБ для анизотропной неоднородной среды применена для расчета проекций векторов напряженностей электрического и магнитного полей в неоднородной гиротропной плазме. Расчет частотно-высотных характеристик, показывает их различие для волн ТЕ и ТМ. Оно должно приводить к задержке, изменению формы отраженного сигнала и к изменению поляризации произвольно волны при отражении.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Weyrich R. Zur Theorie der Ausbreitung electromagnischer Wellen längs der Erdoberfläche // Annalen Der Physik. 1928. V. 85, No. funftes Heft. P. 552–580.

[2] Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. М.: Физматгиз, 1960. 552 с.

[3] Борн М., Вольф Э. Основы оптики. – М.: Наука, 1973. – 720 с.

[4] Виноградова М. Б., Руденко О. В., Сухоруков А. П. Теория волн. М.: Наука, 1979. 384 с.

[5] Rawer K., Lincoln J.V., Conkright R.O., International Reference Ionosphere-IRI 79 // World Data Center A for Solar-Terrestrial Physics, Report UAG-82, Boulder, Colorado, 1981. 245 p.

[6] Моисеева Н.М. Отражение и прохождение электромагнитных волн на границе неоднородной среды с дисперсией, Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук / Волгоградский государственный университет. Волгоград, 2005. 25 с.

References

[1] Weyrich R. Zur Theorie der Ausbreitung electromagnischer Wellen längs der Erdoberfläche. *Annalen Der Physik*, 1928. vol. 85, no. funftes Heft. pp. 552 – 580.

[2] Ginzburg V.L. *Rasprostranenie jelektromagnitnyh voln v plazme*. M.: Fizmatgiz, 1960. 552 p. (In Russian).

[3] Born M., Wolf E. *Principles of Optics* (4th. ed.). Pergamon Press, 1970. 808 p.

[4] Vinogradova M. B., Rudenko O. V., Suhorukov A. P. *Teorija voln*. M.: Nauka, 1979. 384 p. (In Russian).

[5] Rawer K., Lincoln J.V., Conkright R.O., *International Reference Ionosphere-IRI 79*. World Data Center A for Solar-Terrestrial Physics, Report UAG-82, Boulder, Colorado, 1981. 245 p.

[6] Moiseyeva N.M. *Reflection and transmission of electromagnetic waves on the boundary of an inhomogeneous dispersive medium*, Abstract of a thesis for Candidate degree in Physics and Mathematics, Volgograd, 25 p. (in Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Wave diffraction by the airfield wedge-shaped surface

Andrei V. Zotov[1], Nikolay I. Voytovich[1]
[1]*South Ural State University*
Chelyabinsk, 454080, Russian Federation
zotov.kipr@mail.ru

Abstract: *Approximate solution of the spherical wave diffraction by wedge problem is applied to analyze the structure of the field over the airfield surface. At the airport area directly in front of the antenna of the localizer antenna in the natural state it approximated by wedge. The calculation results of the electric field are compared with the results of flight measurements by the aircraft-lab.*

Keywords: *diffraction, wedge, ILS, instrument landing system, propagation.*

Дифракция волн на клинообразной аэродромной поверхности

[1]Зотов А.В., [1]Войтович Н.И.
[1]*Южно-Уральский государственный университет (НИУ)*
г. Челябинск, 454080, Российская Федерация
zotov.kipr@mail.ru

Аннотация: *Приближенное решение задачи дифракции сферической волны на клине в виде четырех полутеневых волн применено для анализа структуры поля над аэродромной поверхностью. На аэродроме участок местности непосредственно перед антенной курсового радиомаяка в естественном состоянии аппроксимирован клином. Результаты расчетов напряженности электрического поля сравниваются с результатами летных измерений воздушным судном-лабораторией.*

Ключевые слова: дифракция, клин, ILS, система посадки по приборам, распространение.

1. Введение

Настоящий доклад является продолжением доклада авторов [1] “Приближенное решение задачи дифракции волн на клине с идеально проводящими гранями”, представленного на 21-ой ежегодной конферен-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ции КрыМиКо-2011. Приближенное решение задачи дифракции сферической волны на клине в виде четырех полутеневых волн применим для анализа структуры поля излучения антенны курсового радиомаяка (КРМ) системы посадки самолетов над аэродромной поверхностью.



Рис. 1 – Антенна курсового радиомаяка СП-2010

Fig. 1. Localizer antenna SP-2010

Аэродром расположен в предгорной местности. Взлетно-посадочная полоса (ВПП) и концевые полосы безопасности расположены на коротком наклонном плато. В направлении оси ВПП в одном направлении плато продолжается уклоном, образованном в результате тектонического разлома Земной поверхности. В другом направлении плато продолжается склоном оврага, на противоположной стороне которого расположена антенна КРМ метрового диапазона волн (рис.1).

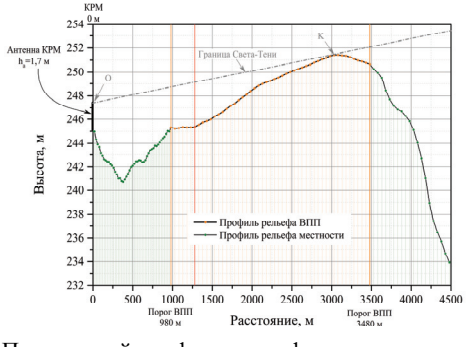


Рис. 2. Продольный профиль рельефа местности вдоль оси ВПП

Fig. 2. Longitudinal profile of the terrain along the runway axis

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Профиль местности перед КРМ показан на рис. 2. Как видно из рассмотрения рис. 2, участок местности перед антенной КРМ, образованный склонами оврага естественно аппроксимировать клином. Угол раствора клина равен 178,8°.

Целесообразно исследовать диаграммы рассеяния на клинообразной аэродромной поверхности в зоне действия КРМ.

2. Постановка задачи

По требованиям инструкции по эксплуатации [2-3] местность на участке перед антенной КРМ длиной 260 м должна быть ровной, открытой, не заболоченной и не затопляемой. Уклон местности на этом участке в любом направлении должен быть не более 0,01. При выборе участка для КРМ по его рациональному удалению от ВПП следует стремиться к тому, чтобы объем земляных работ по необходимой планировке местности был бы наименьшим. Исходя из условия не затопляемости КРМ, на данном аэродроме выбрана позиция для КРМ на удалении 980 м от порога ВПП. Однако величина уклона местности при данной позиции превышает допустимую величину. Объем земляных работ по планировке местности с целью удовлетворения требованиям инструкции по эксплуатации КРМ составляет большую величину. В связи с этим, поставим своей задачей определить допустимость сохранения подстилающей поверхности на упомянутом участке в естественном состоянии, без планировки местности, т.е. с большим уклоном, чем это допускает инструкция.

3. Метод решения

С целью решения поставленной задачи вычислим нормированную напряженность электрического поля в зоне действия КРМ, выбрав в качестве нормы напряженность электрического поля излучения антенны, расположенной над плоской безграничной во всех направлениях горизонтальной, идеально проводящей поверхностью. Поскольку проверка характеристик КРМ воздушным судном-лабораторией выполняется при полете на высоте 260 м, то расчет рассеянного поля выполним в точках наблюдения, расположенных на трассе полета, на указанной высоте.

Расчетные и экспериментальные (летные) результаты приведены на рис. 3.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

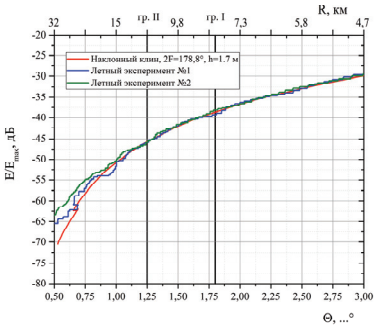


Рис. 3. Зависимость нормированной напряженности поля КРМ от меридионального угла θ

Fig. 3. Localizer normalized field strength of the meridional angle θ

С целью определения “коэффициента усиления” напряженности электрического поля за счет клинообразной формы подстилающей поверхности по сравнению напряженностью поля над плоской поверхностью, рассмотрим структуру поля в характерных ситуациях, когда наблюдаются (как в рассматриваемом случае) лучи, испытавшие двукратное отражение от подстилающей поверхности.

Лучевая структура поля в приближении геометрической оптики в этом случае показана на рис. 4. На больших расстояниях от источника излучения точки наблюдения оказываются в подобласти С клиновидной области.

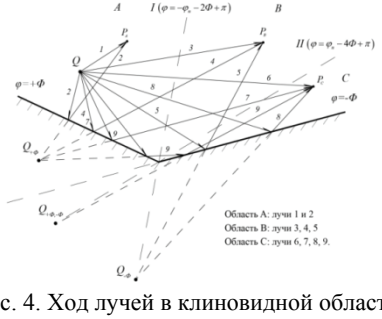


Рис. 4. Ход лучей в клиновидной области

Fig. 4. Path of the rays in wedge-shaped region

Итак, пусть источник Q расположен в точке с координатами (r_q, φ_q), точка наблюдения P расположена в точку с координатами (r_p, φ_p).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Напряженность электрического поля $\vec{E}$ в клиновидной области в подобласти С, нормированная по амплитуде относительно напряженности поля в свободном пространстве, имеет вид:

$$\vec{E} = E_z \vec{z}_0, \quad E_z = e^{-ikR^0} - e^{-ikR^{+\Phi}} - e^{-ikR^{-\Phi}} + e^{-ikR^{+\Phi,-\Phi}}; \tag{1}$$

где R^0 – расстояние от источника Q до точки наблюдения P;

$$R^0 = \sqrt{r_q^2 + r_p^{\,2} - 2 \cdot r_q \cdot r_p \cdot \cos\left(\varphi_q - \varphi_p\right)}; \tag{2}$$

$R^{+\Phi}$ – расстояние от мнимого источника $Q_{+\Phi}$ до точки наблюдения P;

$$R^{+\Phi} = \sqrt{r_q^2 + r_p^{\,2} - 2 \cdot r_q \cdot r_p \cdot \cos\left(2\Phi - \varphi_q - \varphi_p\right)}; \tag{3}$$

$R^{-\Phi}$ – расстояние от мнимого источника $Q_{-\Phi}$ до точки наблюдения P;

$$R^{-\Phi} = \sqrt{r_q^2 + r_p^{\,2} - 2 \cdot r_q \cdot r_p \cdot \cos\left(2\pi - 2\Phi - \varphi_q - \varphi_p\right)}; \tag{4}$$

$R^{+\Phi,-\Phi}$ – расстояние от мнимого источника $Q_{+\Phi,-\Phi}$ до точки наблюдения P;

$$R^{+\Phi,-\Phi} = \sqrt{r_q^2 + r_p^{\,2} - 2 \cdot r_q \cdot r_p \cdot \cos\left(2\pi - 4\Phi + \varphi_q - \varphi_p\right)}; \tag{5}$$

Предположим, что $r_q \ll r_p$, более точно $r_p \to \infty$. Подставив (2) – (5) в (1), получим:

$$E_z = e^{-ikr_p}\left[\begin{array}{l} e^{ikr_q \cos\left(\varphi_q - \varphi_p\right)} - e^{ikr_q \cos\left(2\Phi - \varphi_q - \varphi_p\right)} - \\ -e^{ikr_q \cos\left(2\pi - 2\Phi - \varphi_q - \varphi_p\right)} + e^{ikr_q \cos\left(2\pi - 4\Phi + \varphi_q - \varphi_p\right)} \end{array}\right]; \tag{6}$$

Коэффициент усиления приближённо найдём как отношение первой производной по переменной φ_p в клинообразной области и в следующих двух случаях. В первом (втором) случае подстилающая поверхность представляет собой плоскость, совмещённую с гранью $\varphi = +\Phi$ ($\varphi = -\Phi$) и повёрнутую до горизонтального положения так, что высота источника равна высоте источника над гранью $\varphi = +\Phi$ ($\varphi = -\Phi$).

$$\left.\frac{\partial\left|E_z\right|}{\partial\varphi_p}\right|_{\varphi_p = -\Phi} = 2\sqrt{\left[kH\right]^2 + \left[kh\right]^2 - 2\left[kH\right]\left[kh\right]\cos\left[k\left(S_q - s_q\right)\right]}; \tag{7}$$

Величина S_q представляет собой расстояние между началом полярной системы координат т. О и проекцией источника Q на грань $\varphi = -\Phi$.

H – высота подвеса излучателя Q над плоскостью $\varphi = -\Phi$.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Величина s_q представляет собой расстояние между началом координат О и проекцией источника $Q_{+\Phi}$ на грань $\varphi = -\Phi$.

h – высота зеркального источника $Q_{+\Phi}$ над гранью $\varphi = -\Phi$.

Устремим угол φ к углу –Ф и в результате для клина получим

$$\frac{\partial |E_z|}{\partial \varphi_p}\Big|_{\varphi_p = -\Phi} = 16,59.$$

Для сравнения с напряженностью поля над клином рассмотрим отношение к наклонным плоскостям образующим клин, напряженность поля над плоскостью равна:

$$E = 2\sin\left(kh\sin\left(\theta\right)\right). \tag{8}$$

При дифференцировании аналогично с (7) получим

$$\frac{\partial |E_z|}{\partial \theta}\Big|_{\theta=0} = \lim_{\theta\to 0} 2kh\cos\left(kh\sin\left(\theta\right)\right)\cos\left(\theta\right) = 2kh. \tag{9}$$

Для сравнения напряженности поля над клином рассмотрим две наклонные плоскости образующие клин (h_1 = 1,7 м, α_1 = 0,79°, h_2= 5,1 м β_2 = 0,41°). В результате получим отношение напряженности поля для модели аппроксимирующего (10) клина и напряженности поля над второй гранью клина (11) относительно первой грани клина (α_1 = 0,79°).

$$\frac{\partial |E_z|}{\partial \varphi_p}\Big|_{\varphi_p = -\Phi} \Big/ kh_1 = \frac{16,59}{7,9} = 2,1; \tag{10}$$

$$\frac{kh_2}{kh_1} = \frac{23,74}{7,9} = 3. \tag{11}$$

4. Заключение

Результаты расчета позволили допустить размещение антенной системы на не затопляемом участке с естественными уклонами без дополнительной планировки местности, которая требовалась для удовлетворения требованиям инструкции по эксплуатации КРМ [2].

Получены соотношения для вычисления напряженности поля источника над плоскостью и клиновидной аэродромной поверхностью. Показано, что в том случае, когда площадка перед КРМ имеет клинообразный вид, напряжённость поля в дальней зоне увеличена в 2,1 раза по сравнению с напряжённостью поля, которая имела бы место при размещении источника над гранью $\varphi = +\Phi$.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Результаты численного моделирования достаточно хорошо совпадают с данными летного эксперимента.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках комплексного проекта по договору № 02.G25.31.0046.

Список литературы

[1] Зотов А.В. Приближенное решение задачи дифракции волн на клине с идеально проводящими гранями / А.В. Зотов, Н.И. Войтович // Сборник трудов 21-ой международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо 2011, Севастополь: 2011. – С. 521-522.

[2] Радиомаяк курсовой СП-90 (СП-90Н). Инструкция по эксплуатации, техническому обслуживанию и монтажу (ИЦРВ.461512.019ИЭ). – Челябинск: НИИИТ-РТС, 1998. – 91 с.

[3] ВСН 7-86. Нормы проектирования объектов управления воздушным движением, радионавигации и посадки. – М.: Министерство гражданской авиации, 1987.

[4] Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том 1. Радионавигационные средства. ИКАО, Монреаль (Канада), 2006. – 606 с.

References

[1] Zotov A.V., Voytovich N.I. [An approximate solution of wave diffraction by a wedge with a perfectly conducting faces]. 21nd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2011). Sevastopol, Crimea, 2011, vol. 14, no. 4, pp. 521–522. (in Russ)

[2] Radiomayak kursovoy SP-90 (ITsRV.461512.019IE) [Localizer SP-90]. Chelyabinsk, NIIIT-RTS, 1998. 91 p.

[3] VSN 7-86. [Design Standards Facilities for Air Traffic Control, Navigation and Landing]. Moscow, Ministry of Civil Aviation, 1987. (in Russ.)

[4] Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation. Vol. 1. Radio Navigation Aids. Monreal (Canada), ICAO, 2006. 606 p.

Acknowledgements

The work is fulfilled with the financial support of the Ministry of education and science of the Russian Federation.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

FMCW Radar Short-Time Fourier-Transform features

Alexey A. Kalmykov[1] ,Kirill D. Shaidurov[1]
[1]*Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N.Yeltsin*
Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
k.d.shaidurov@ieee.org

Abstract: *Short-time Fourier-transform FMCW radar applications are investigated. Mutual antenna coupling signal elimination methods are described. Subtraction method and frequency mixing method are compared. There is shown advantages and disadvantages of both the methods using modeled and real signals. Both the methods are useful when significant delta frequency occurs. There is also shown advantages of the frequency mixing method based on the STFT analyze.*

Keywords: *FMCW, digital processing, STFT.*

Особенности оконного спектрального анализа сигналов подповерхностного радиолокатора с ЛЧМ

[1]Калмыков А.А., [1]Шайдуров К.Д.
[1]*Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
k.d.shaidurov@ieee.org

Аннотация: *Анализируются некоторые приложения оконного спектрального Фурье-анализа применительно к сигналам биений подповерхностного радиолокатора с ЛЧМ сигналом. Проведено сравнение методов вычитания и гетеродинирования в целях борьбы с сигналом паразитной межантенной связи. Показано, что оконный анализ позволяет применять оба метода при достаточно большом разносе сигналов по частоте. Также показано, что метод гетеродинирования имеет преимущество при оконном анализе сигнала с неидеальной частотной характеристикой тракта.*

Ключевые слова: линейная частотная модуляция, оконное преобразование Фурье, цифровая обработка.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Одной из главных проблем в построении ЛЧМ локатора является паразитная межантенная связь. Мощный паразитный сигнал снижает эффективный динамический диапазон АЦП по полезному сигналу. Существует множество работ, посвященных данной проблеме [1-4]. В данной работе с помощью численного моделирования анализируются и сравниваются методы спектрального анализа, призванные лечь в основу аппаратной компенсации паразитного сигнала в приёмном тракте с целью увеличения динамического диапазона АЦП.

2. Вычитание и гетеродинирование модели сигнала

Первым шагом рассмотрим функционирование алгоритмов вычитания и гетеродинирования на модельном сигнале, представляющем собой смесь двух синусоидальных колебаний, где первое слагаемое-сигнал паразитной межантенной связи, второе слагаемое-полезный отражённый сигнал, третье слагаемое-белый шум, *M* – коэффициент пропорциональности между ними:

$$S(t) = \sin(2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot t) + \sin(2 \cdot \pi \cdot F_1 \cdot t) + N(t). \quad (1)$$

Первый из рассматриваемых методов заключается в вычитании сигнала, полученного обратным преобразованием Фурье, из исходного сигнала. При этом эффективность и точность подавления мешающего сигнала зависит от выбора области спектра, преобразовываемого во временную форму. В среде MATLAB создадим исходный сигнал по формуле (1), а также окно, по форме совпадающее с окном Чебышева для оконного ПФ. Данное окно вырезает из спектра определённую область, затем восстанавливается сигнал, близкий к созданному паразитному сигналу $\sin(2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot t)$, вычитается из исходного сигнала и результат переводится в частотную область:

$$S_{diff}(w) = DFT[S(t) - \bar{S}_0(t)], \quad (2)$$

где *DFT*–ДПФ, *S(t)*–исходный сигнал, $\bar{S}_0(t)$–восстановленный паразитный сигнал, вычисляемый как

$$\bar{S}_0(t) = IDFT[DFT[S(t)] * W(w)], \quad (3)$$

где *IDFT*–обратное ДПФ, *W(w)*–КЧХ окна.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источник погрешности содержится в умножении на окно, выбирающем лишь часть спектра и вносящим краевые эффекты по аналогии с классическим применением окон. Спектр сигнала (1) после вычитания показан на рис.1, слева. Видно, что далеко отстоящий пик полезного сигнала после вычитания остался неизменным, тогда когда уровень паразитного сигнала снизился, но не обратился в нуль из-за погрешностей преобразования.

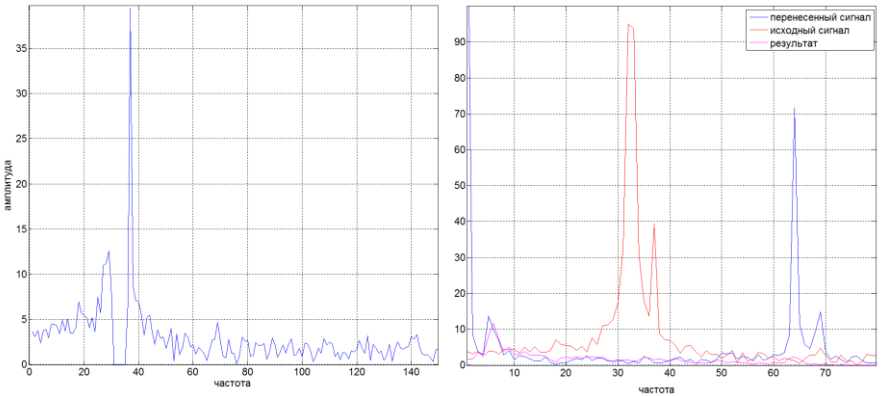


Рис. 1. Вычитание (слева) и гетеродинирование (справа) модели сигнала

Fig. 1. Subtraction (left) and mixing (right) for a modeled signal

Второй метод заключается в гетеродинировании сигнала с гармоническим сигналом с частотой, совпадающей с центральной частотой области спектра паразитного сигнала. Перенос сигнала на нулевую промежуточную частоту сместит спектр сигнала, привязав положение максимума спектра (т.е. паразитный сигнал) к нулевой частоте. Таким образом становится реализуема простая операция фильтрации паразитного сигнала с помощью ФВЧ:

$$S_{mix}(w) = HPF\left[DFT[S(t) * \sin(2 * \pi * \bar{F}_0 * t)]\right], \quad (4)$$

где HPF–операция фильтрации ФВЧ, $\bar{F}_0$–оценка частоты паразитного сигнала.

На рис.1, справа приведены спектры исходного сигнала, результата преобразования частоты и результата фильтрации. Хорошо видно, что в случае достаточно большого разноса частот удалось полностью подавить спектральные составляющие паразитного сигнала.

Несомненно, оба метода спектрального анализа применены лишь к оцифрованному сигналу, и избавление от мощных спектральных состав-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ляющих паразитной межантенной связи не несёт в себе особой ценности, так как критерием оценки эффективности метода должен служить реальный динамический диапазон АЦП. Только при реализации аналоговой компенсации паразитной межантенной связи будет достигнуто увеличение динамического диапазона АЦП по полезному сигналу в связке с усилителем с АРУ. Поэтому, приведённые выше результаты сравнения позволяют оценить применимость обоих методов до моделирования аналогового тракта приёмника.

3. Вычитание и гетеродинирование реального сигнала

Изложенные выше результаты были получены при достаточно большом разносе по частоте. Несомненно, результаты будут иными в случае малого разноса по частоте между сигналами. Оценим работу описанных выше алгоритмов при замене модельного сигнала на реальный сигнал ЛЧМ–локатора с параметрами $\Delta F_Д = 90$ МГц, $F_{МОД} = 350$ Гц. Данный сигнал содержит большой по уровню сигнал межантенной связи и малый сигнал отражателя. В спектре малый сигнал скраден широким лепестком сигнала межантенной связи. Выявлен данный малый сигнал путём когерентного вычитания сигнала, записанного в отсутствие отражателя из сигнала, записанного в присутствии отражателя.

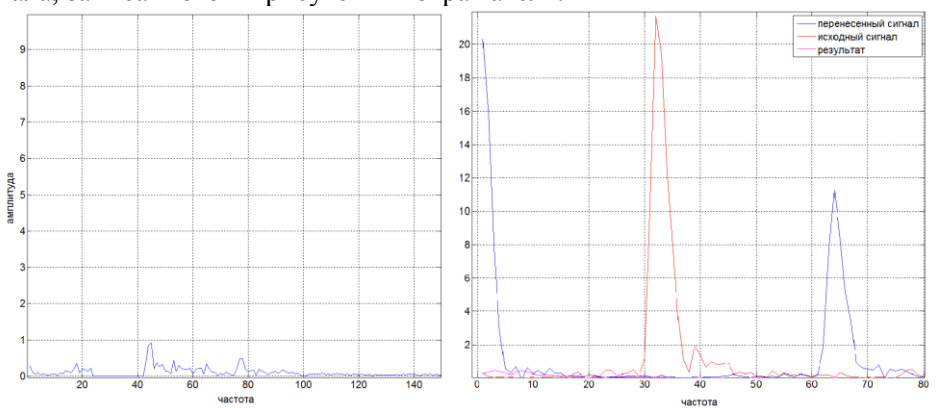


Рис. 2. Вычитание (слева) и гетеродинирование (справа) реальногосигнала

Fig. 2. Subtraction (left) and mixing (right) for a real signal

Применим рассматриваемые алгоритмы к сигналу. Спектр после умножения на окно и вычитания показан на рис.2, слева. Спектры исходного сигнала, смещённого по частоте сигнала и результата фильтрации

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

показаны на рис.2, справа. Видно, что ни в одном случае не удалось разрешить сигналы без применения дополнительной информации, как в случае вычитания «чистого» сигнала. Видно определённые погрешности в методе вычитания из-за нестационарности сигнала и отсутствие полезного сигнала в методе гетеродинирования из-за попадания сигнала в полосу режекции ФВЧ.

4. Гетеродинирование с применением оконного преобразования Фурье

Рассмотренные методы компенсации некорректно применять в случае реальных сигналов ЛЧМ-локатора в силу нелинейности модуляционной характеристики генератора, частотной зависимости коэффициента передачи трактов и паразитной модуляции сигнала в среде. Применение оконного преобразования Фурье позволяет анализировать отдельные участки сигнала, давая оценки частоты паразитного сигнала и осуществляя гетеродинирование с отслеживанием частоты.

Эти факторы формируют методическую ошибку измерения дальности ЛЧМ локатора. При применении ОПФ гетеродинирование позволяет сразу решать две задачи: фильтровать паразитный сигнал и аппаратно исправлять методическую погрешность формирования дальномерного сигнала биений. Анализ сигнала включает в себя оценку частот паразитных сигналов по отдельным окнам:

$$\{\bar{F}_1, \dots \bar{F}_N\} = rooteig[\{S_1(w), \dots S_N(w)\}], \quad (5)$$

где $\bar{F}_i$–оценка частоты паразитного сигнала в *i-м* окне, $S_i(w)$–спектр сигнала в *i-м* окне, $rooteig$–алгоритм оценки частоты EV, N–количество временных окон.

Далее осуществляется раздельное оконное гетеродинирование:

$$\{S_{1mix}(w), \dots S_{Nmix}(w)\} =$$
$$cconv[\{S_1(w), \dots S_N(w)\}, \exp(2\pi j \cdot t \cdot \{\bar{F}_1, \dots \bar{F}_N\}], \quad (6)$$

где $S_{imix}(w)$–смещённое по частоте ОПФ, $\exp(2\pi j \cdot t \cdot \{\bar{F}_1, \dots \bar{F}_N\}$–набор опорных частот гетеродина на основе оценок частот $\bar{F}_i$.

Затем ФНЧ фильтруются побочные продукты преобразования, а ФВЧ - смещённый в нулевую частоту во всех окнах паразитный сигнал:

$$S_W(w) = HPF[S_{1mix}(w), \dots S_{Nmix}(w)]. \quad (7)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Визуализацией данного метода обработки является спектрограмма $S_W(w)$, состоящая из отдельных оконных преобразований. Исходный сигнал (смесь двух синусоид с линейно нарастающими частотами) и результат преобразования изображены на рис.3 и рис.4. Флуктуации выделенного полезного сигнала объясняются погрешностями моделирования.

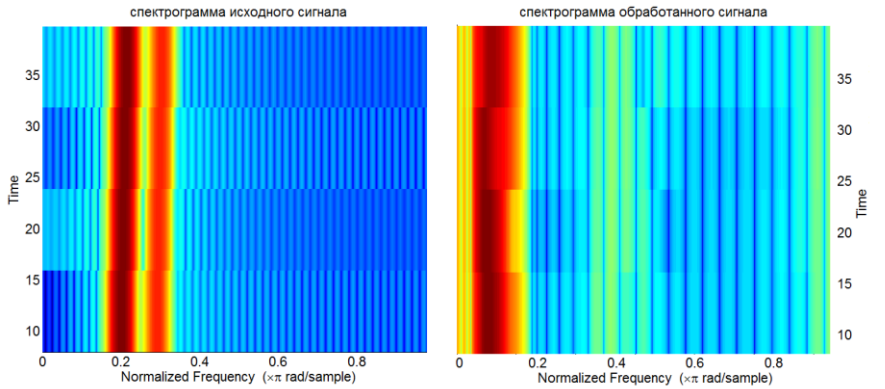


Рис. 3. Спектрограммы исходного (слева) и обработанного (справа) сигналов

Fig. 3. Spectrograms of the raw (left) and processed signals

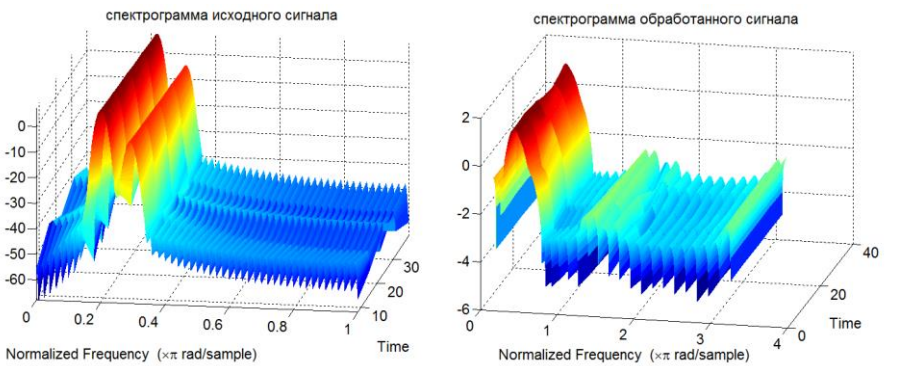


Рис. 4. Те же спектрограммы, вид сбоку

Fig. 4. The same spectrograms with side-view

4. Заключение

В работе проведён сравнительный анализ двух методов компенсации сигнала паразитной межантенной связи путём компьютерного моделирования в приложении MATLAB. Показано, что оба метода работают при доста-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

точно большом разносе сигналов по частоте, при этом метод гетеродинирования обеспечивает лучшую точность и проще в аппаратной реализации. Также на основе реального сигнала биений ЛЧМ локатора показана малая эффективность методов при близких частотах сигналов. В качестве перспективного метода анализа и компенсации стоит признать метод гетеродинирования при оконной обработке сигнала. Оконная обработка необходима в силу нестационарности сигнала и позволяет осуществлять контроль над модуляционной нелинейностью ЛЧМ локатора, а также извлекать дополнительную информацию при усложнении приёмного тракта и введении дополнительного АЦП паразитного канала связи.

Список литературы

[1] Ghulam Mehdi, Jungang Miao. Millimeter wave FMCW radar for Foreign object debris (FOD) detection at airport runways. *In proc. of 9th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology (IBCAST)*, 2012, pp. 407 - 412.

[2] Schmid C.M., Pfeffer C., Feger R., Stelzer A. An FMCW MIMO radar calibration and mutual coupling compensation approach. *In proc. of 10th European Radar Conference, EuRAD*, 2013, pp. 13 – 16.

[3] Schmid C.M., Feger. R., Wagner C., Stelzer. A. Mutual Coupling and Compensation in FMCW MIMO Radar Systems. *Frequenz Journal of RF-Engineering and Telecommunications*, 2011, vol. 65, pp. 297-302.

[4] Sergienko A.B. Software-Defined Radio in MATLAB Simulink with RTL-SDR Hardware. *In proc. of Computer Technologies in Physical and Engineering Applications (ICCTPEA)*, 2014, pp. 160 – 161.

[5] Sergienko A.B., Petrov. A. Analytical evaluation of performance for harmonic and biharmonic methods of blind phase offset estimation. *In proc. of Problems of Redundancy in Information and Control Systems (RED), XIII International Symposium on*, 2012, pp. 57-61.

References

[1] Ghulam Mehdi, Jungang Miao. Millimeter wave FMCW radar for Foreign object debris (FOD) detection at airport runways. *In proc. of 9th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology (IBCAST)*, 2012, pp. 407 - 412.

[2] Schmid C.M., Pfeffer C., Feger R., Stelzer A. An FMCW MIMO radar calibration and mutual coupling compensation approach. *In proc. of 10th European Radar Conference, EuRAD*, 2013, pp. 13 – 16.

[3] Schmid C.M., Feger. R., Wagner C., Stelzer. A. Mutual Coupling and Compensation in FMCW MIMO Radar Systems. *Frequenz Journal of RF-Engineering and Telecommunications*, 2011, vol. 65, pp. 297-302.

[4] Sergienko A.B. Software-Defined Radio in MATLAB Simulink with RTL-SDR Hardware. *In proc. of Computer Technologies in Physical and Engineering Applications (ICCTPEA)*, 2014, pp. 160 – 161.

[5] Sergienko A.B., Petrov. A. Analytical evaluation of performance for harmonic and biharmonic methods of blind phase offset estimation. *In proc. of Problems of Redundancy in Information and Control Systems (RED), XIII International Symposium on*, 2012, pp. 57-61.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Dielectric properties of marsh vegetation in SHF range

Kochetkova T.D., Shcheglova A.S.
National Research Tomsk State University
Tomsk, 634050, Russian Federation
tdk_tomsk@mail2000.ru

Abstract: *The present research deals with the dielectric properties of marsh vegetation collected in Tomsk region, Western Siberia, Russia. Subjects of this research are seven species of marsh vegetation. Complex coefficients of reflection and transmission were measured in coaxial cell by Agilent Technologies vector network analyzer at frequency range 0.1 – 18 GHz. The complex permittivity of marsh vegetation samples was calculated by these coefficients. The frequency dependence of the permittivity differs markedly for the all seven species of marsh vegetation. This is due to the structure of their aboveground part, because the structure of plant fibers determines the ability to absorb and retain humidity.*

Keywords: *coaxial cell, complex permittivity, remote sensing, marsh vegetation.*

Диэлектрические свойства болотной растительности на СВЧ

Кочеткова Т.Д., Щеглова А. С.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
Томск, 634050, Российская Федерация
tdk_tomsk@mail2000.ru

Аннотация: *Данная работа посвящена исследованию диэлектрических свойств болотной растительности Томской области (Западная Сибирь, Россия). Объектами данного исследования являются семь видов болотной растительности. Для измерения комплексных коэффициентов отражения и прохождения в диапазоне частот 0,1 – 18 ГГц использованы коаксиальные измерительные ячейки и векторный анализатор цепей Agilent Technologies. По данным коэффициентам произведен расчет комплексной диэлектрической проницаемости образцов болотной растительности. Различия в частотной зависимости диэлектрической проницаемости для разных растений связано с особенностями строения их надземной части, так как структура растительных волокон определяет способность поглощать и удерживать влагу.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: *коаксиальная ячейка, комплексная диэлектрическая проницаемость, дистанционное зондирование, болотная растительность.*

1. Введение

Мониторинг состояния лесов, болот, лугов, сельскохозяйственных угодий средствами дистанционного зондирования на протяжении нескольких лет остается актуальной задачей для ученых. Обнаружение изменения состояния поверхности земли необходимо для обновления карт растительного покрова и рационализации использование природных ресурсов.

В сельском хозяйстве можно получать ценную информацию о состоянии угодий, идентификацию культур, определение посевных площадей сельскохозяйственных культур, состояние урожая, а также о засоренных участках. Из данных мониторинга лесов можно выявить территорию, где производится вырубка или оценить ущерб от пожара и заболеваний растительности.

В настоящее время, ввиду развития техники и технологий с использованием высокочастотных излучателей уделяется большое внимание изучению воздействия электромагнитных волн сверхвысокочастотного диапазона и диапазона крайне высоких частот на различные вещества. Использование радиофизических методов позволяет оценивать состояние растительности и определять многие их характеристики.

Эта задача требует детального исследования различных видов растительности с точки зрения зависимости от влажности, температуры и других влияющих факторов комплексной диэлектрической проницаемости (КДП), как меры взаимодействия электромагнитного излучения с веществом.

2. Метод измерения и материалы

Был использован метод измерения КДП на СВЧ в коаксиальной ячейке (рис. 1), представляющей собой слоистую структуру [1]. Метод основан на измерении компонент матрицы рассеяния. Измеряемые при этом коэффициенты отражения могут быть использованы в дистанционном зондировании, так как поперечная ТЕМ волна в коаксиале аналогична волне в свободном пространстве.

Преимущества данного метода обусловили его широкое применение в измерении КДП различных материалов [2–4].

Оценка погрешности измерений коэффициентов отражения и прохождения для пустых ячеек представлена в работе [5].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

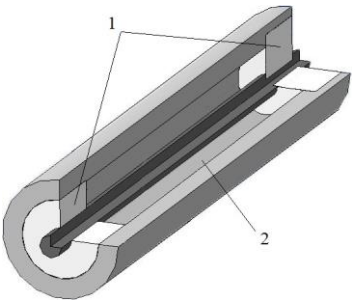


Рис. 1. Схема коаксиальной ячейки (1 – фторопластовые шайбы, 2 – образец).
Fig. 1. Scheme of the coaxial cell (1 – fluoroplastic collars, 2 – the sample)

Для решения задачи нахождения КДП по измерениям компонент матрицы рассеяния обычно применяются методы решения нелинейных уравнений или методы оптимизации целевой функции [6].

Нами было исследовано решение прямой задачи и установлено, что в области значений диэлектрической проницаемости от 10 относительных единиц как для мнимой, так и для действительной частей, зависимость S_{11} является монотонной и достаточно выраженной. Поэтому для решения обратной задачи в этой области применим метод обратной интерполяции с небольшим числом уточнений. Однако, ограничение области значений диэлектрической проницаемости является существенным неудобством при расчетах в широком диапазоне частот, когда в одном массиве данных могут получится результаты и меньше 10 относительных единиц. Поэтому пришлось отказаться от этого метода расчета.

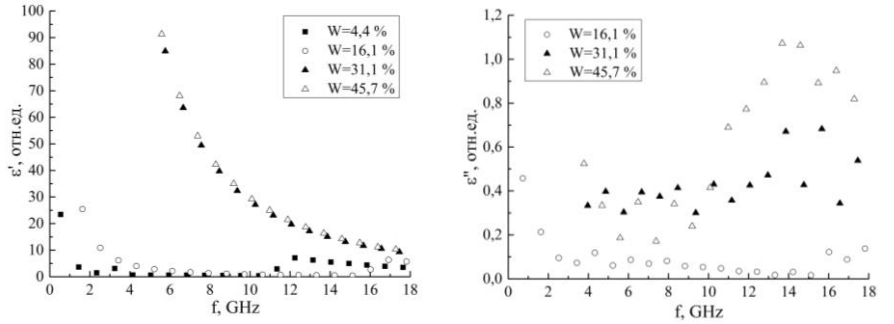
По измеренным коэффициентам прохождения и отражения, а также по формулам нахождения этих коэффициентов для слоистой структуры [1] можно рассчитать КДП образцов путем нахождения минимума целевой функции. Из измеренных величин S_{12} и S_{22} были рассчитаны значения КДП в диапазоне частот 0,1 ÷ 18 ГГц и для порядка 15 значений влажности для всех 7 видов болотных растений: мхов (Сфагнум и Дикранумммногоножковый), плауна (Дифазиаструм уплощенный), лишайника (Клядония звездчатая) кустарников (Багульник и Брусника), травы (Осока острая).

3. Результаты и обсуждение

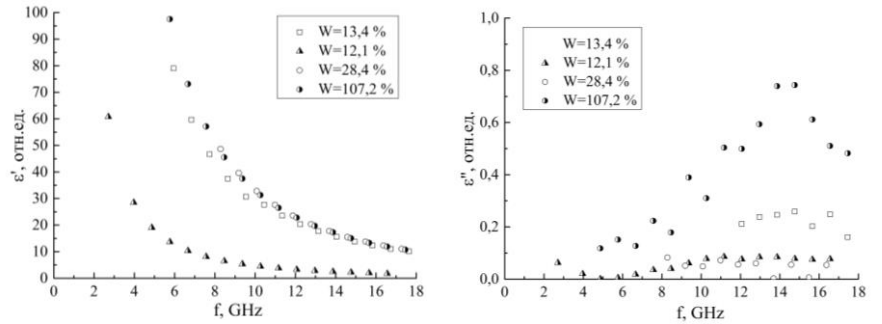
Для описания ДП растительности в зависимости от влажности была использована рефракционная модель [7, 8]. Данные зависимости имеют различия для разных видов растений – переход влаги в более свободное состояние происходит при разных значениях весовой влажности. Это вы-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ражается в изменении наклона влажностных зависимостей коэффициентов преломления и поглощения [9]. Результаты расчета КДП болотной растительности приведены на рисунках 2 и 3.



1



2

Рис. 2.Частотные зависимости КПД для разных видов болотной растительности при различных значениях влажности (1 – трава Осока острая, 2 – мох Сфагнум).

Fig. 2. Frequency dependence of complex permittivity of different species of marsh vegetation at the different moisture (1 – grass Sedge sharp, 2 – moss Sphagnum)

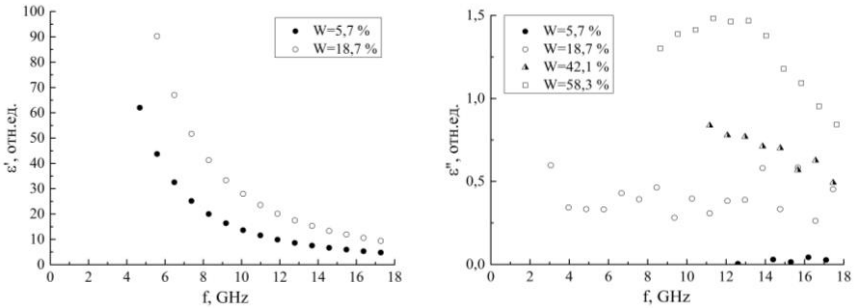


Рис. 3.Частотная зависимость КПД для лишайника Клядония звездчатая при различных значениях влажности.

Fig. 3. Frequency dependence of complex permittivity of lichen Cladonia at the different moisture

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Из рисунков видно, что действительная и мнимая части увеличиваются с ростом значения влажности. Высокие значения ε' и ε" соответствуют образцам растительности с сочными стеблями, влажность выше 80%. Действительная часть с частотой монотонно убывает. Для мнимой части ДП наблюдается максимум для больших значений влажности больше 50%. Просматривается тенденция смещения максимума вверх по частоте с ростом влажности для некоторых растений.

Зависимость ДП от частоты выглядит различно для разных растений. Это связано с особенностями строения надземной части растений, так как структура растительных волокон определяет способность поглощать и удерживать влагу, что находит отражение в приведенных зависимостях.

Источники финансирования

Статья написана в рамках научного проекта (регистрационный номер НИР 8.1.12.2015), выполненного при поддержке Программы «Научный фонд Томского государственного университета им. Д.И. Менделеева» в 2015 – 2016 гг.

Список литературы

[1] Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. – М.: Наука. 1973. 343 с.

[2] GorritiA. G., Slob E. C. Comparison of the different reconstruction techniques of permittivity from S-parameters // Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on. 2005. V. 43. No 9. P. 2051-2057.

[3] Folgero K. Broad-band dielectric spectroscopy of low-permittivity fluids using one measurement cell // Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on. 1998. V. 47. No 4. P. 881-885.

[4] Bois K. J., Handjojo L. F., Benally A. D. Dielectric plug-loaded two-port transmission line measurement technique for dielectric property characterization of granular and liquid materials // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 1999. V. 48. No 6. P. 1141-1148.

[5] Kochetkova T. D., Shcheglova A. S. The measurement of electromagnetic response of forest vegetation in the coaxial cell in SHF range // International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2015. P. 890-891.

[6] Милкин С. С., Стародубов А. В., Вениг С. Б. Об автоматизации экспериментальных исследований взаимодействия электромагнитных волн с гетерогенными жидкими средами на сверхвысоких частотах // Журнал технической физики. 2014. Т. 84. Вып. 1. С. 121-126.

[7] Mironov V. L., Dobson M. C., Kaupp V. H. Generalized refractive mixing dielectric model for moist soils // IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing. 2004. V. 42. No 4. P. 773-785.

[8] Mironov V. L., Bobrov P. P. Spectroscopic microwave dielectric model of moist soils // Advances in Geoscience and Remote Sensing. Gary Jedlovec: In-Tech. 2009. P. 279-303.

[9] Kochetkova T. D., Suslyaev V. I., Shcheglova A. S. Dielectric properties of marsh vegetation // Proceeding of SPIE. 2015. pp. 8.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Brehovskih L. M. [Waves in Layer Media] // Nauka, Moskow, 1973, P. 343. (In Russian).

[2] Gorriti A. G., Slob E. C. Comparison of the diff erent reconstruction techniques of permittivity from S-parameters // Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on, 2005, vol. 43, no 9, pp. 2051-2057.

[3] Folgero K. Broad-band dielectric spectroscopy of low-permittivity fluids using one measurement cell // Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 1998, vol. 47, no 4, pp. 881-885.

[4] Bois K. J., Handjojo L. F., Benally A. D. Dielectric plug-loaded two-port transmission line measurement technique for dielectric property characterization of granular and liquid materials // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1999, vol. 48, no 6, pp. 1141-1148.

[5] Kochetkova T. D., Shcheglova A. S. The measurement of electromagnetic response of forest vegetation in the coaxial cell in SHF range // International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings, 2015, pp. 890-891.

[6] Milkin, S.S., Starodubov A.V., Venig S.B. Computerization of experiments on interaction of microwave electromagnetic radiation with heterogeneous liquids // Technical physics. The Russian journal of applied physics, 2014, vol. 59, no 1, pp. 119-123.

[7] Mironov V. L., Dobson M. C., Kaupp V. H. Generalized refractive mixing dielectric model for moist soils // IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, 2004, vol. 42, no 4, pp. 773-785.

[8] Mironov V. L., Bobrov P. P. Spectroscopic microwave dielectric model of moist soils // Advances in Geoscience and Remote Sensing. Gary Jedlovec: In-Tech, 2009, pp. 279-303.

[9] Kochetkova T. D., Suslyaev V. I., Shcheglova A. S. Dielectric properties of marsh vegetation // Proceeding of SPIE, 2015, P. 8.

Acknowledgements

This study (research grant No 8.1.12.2015) was supported by The Tomsk State University Academic D.I. Mendeleev Fund Program in 2015-2016.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Synchronization of the target simulator for radar with variable modulation parameters

Alexander S. Bokov, Vladimir G. Vazhenin, Nikolay A. Dyadkov
Institute of Radioelectroncs and Information Technologies,
Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N.Yeltsin
32 Mira str., Yekaterinburg city, 620002, Russian Federation
a.s.bokov@urfu.ru

Abstract: *We study simulation methods and constructing ways of reflected signals simulators for different radionavigation and radar systems, which allow a hardware (including microwave circuits) and software (including an algorithms of detection and recognition of targets or/and underlying surfaces types) verification. For example, by seminatural modeling for airborne radio altimeters, it is shown that the simulator in real-time can convert a copy of the emitted signal into the signal with variable delay, fading and Doppler frequency with automatic synchronization only by the emitted signal.*

Keywords: *seminatural modeling, chirp, airborne altimeter, radar system, digital signal processing.*

Синхронизация имитатора цели для радиолокатора с переменными параметрами модуляции

Боков А. С., Важенин В. Г., Дядьков Н. А.
Институт радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета им. первого Президента России Б.Н. Ельцина
Россия, г. Екатеринбург, Свердловской обл., 620002, ул. Мира, 32
a.s.bokov@urfu.ru

Аннотация: *В докладе рассмотрены методы имитации и пути построения имитаторов отраженных сигналов для различных радионавигационных и радиолокационных систем, позволяющие проводить проверку функционирования как аппаратной, включая СВЧ-тракт, так и программной частей, включая алгоритмы обнаружения и распознавания типов целей и подстилающих поверхностей. На примере полунатурного моделирования для типовых бортовых радиовысотомеров показано, что имитатор в режиме реального времени может преобразовать копию зондирующего сигнала в сигнал с переменными задержкой, затухани-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ем и доплеровским сдвигом частоты с автоматической синхронизацией только по излучаемому сигналу.

Ключевые слова: полунатурное моделирование, линейная частотная модуляция, бортовой радиовысотомер, радиолокатор, цифровая обработка сигналов.

1. Введение

На летательных аппаратах (ЛА) применяются различные радиолокационные системы (РЛС), например, для всепогодного измерения высоты полета относительно подстилающей поверхности используют радиовысотомеры (РВ). Для эффективной предполетной проверки функционирования РЛС и РВ, в том числе при взаимодействии с другим бортовым оборудованием, могут использоваться комплексы полунатурного моделирования (ПНМ) или имитаторы отраженного сигнала. При этом наиболее качественное ПНМ выполняется путём преобразования зондирующего СВЧ-сигнала с антенны радиопередатчика в некоторый эквивалентный отраженный сигнал, подаваемый на антенну радиоприемника, с учетом имитации движения ЛА по заданной траектории над заданной поверхностью.

Комплексы ПНМ позволяют проверять как аппаратуру и алгоритмы обработки сигналов. В зависимости от радиолокационных задач формируемый имитатором сигнал может учитывать особенности многолучевого отражения от реальных целей и «слоев» подстилающей поверхности, наличие и величину доплеровского сдвига частоты, в том числе в форме сложных дальномерных и/или доплеровских портретов имитируемой фоноцелевой обстановки и т.д. Но основное требование для ПНМ – это работа имитатора в реальном масштабе времени. Поэтому, в большинстве случаев приходится упрощать аппаратуру и принципы работы имитатора: так, в зависимости от типа зондирующего сигнала, можно предложить различные методы и алгоритмы формирования сигнала имитирующего принимаемый сигнал от точечной или многоточечной (распределенной) цели.

Для импульсного излучаемого сигнала форма зондирующего сигнала, как правило, постоянна и точно известна, поэтому отраженный сигнал может быть заранее подготовлен в «сигнальной» памяти имитатора с учетом параметров моделирования и выдан на вход приемника РЛС, синхронизируясь, например, по сигналу пикового детектора обнаруживающего начало зондирующего импульса.

Усложняя детектор, можно подготовить массив сигналов, чтобы учесть возможное изменение длительности зондирующего импульса. Однако, при наличии переменных модуляции (манипуляции) фазы или час-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тоты сигнала, в данном решении невозможно обеспечить когерентность формируемого сигнала, особенно при имитации малых задержек.

Поэтому для систем с длительным или непрерывным зондирующим сигналом, часто работающих в так называемом следящем режиме (параметры излучаемого сигнала могут меняться в каждом периоде модуляции, причем, иногда непредсказуемо меняться), требуется выполнять определение параметров модуляции и одновременное преобразование каждой реализации зондирующего сигнала в реальном масштабе времени путем.

2. Исследуемая схема ретрансляционного имитатора

Вариант функциональной схемы ретрансляционного имитатора для формирования отраженного СВЧ сигнала $X(t)$ приведен на рис. 1. Данная схема может работать с произвольными сигналами в полосе рабочих частот блоков цифровой обработки сигналов (ЦОС). Исследуем работу этой схемы на примере преобразования сигнала РВ с непрерывной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и импульсным сигналом.

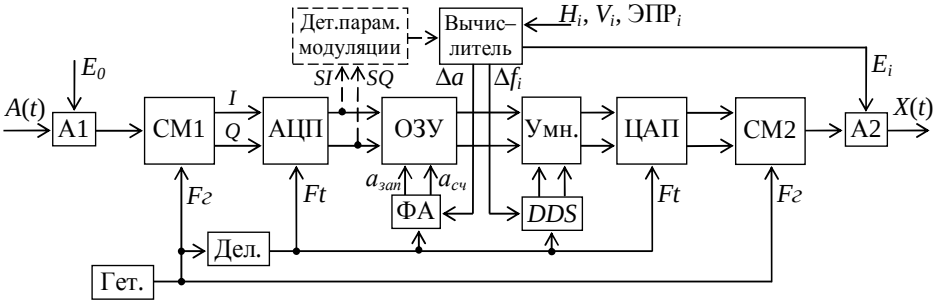


Рис. 1. Схема ретрансляционного имитатора для преобразования сигнала

Fig. 1. Block diagram of the retransmitting simulator for signal conversion

Значения имитируемой высоты (дальности) H_i, скорости V_i, эффективной площади рассеяния ЭПР$_i$, поступают в вычислитель из управляющей ЭВМ и определяют текущие параметры i-й блестящей точки поверхности для РВ или цели для РЛС: задержку τ_i, сдвиг частоты Δf_i и затухание E_i. Коэффициент E_0, поступающий на вход аттенюатора А1, подбирается при ручной или автоматической калибровке в зависимости от мощности входного сигнала $A(t)$ для оптимального уровня сигнала на входе АЦП.

Зондирующий радиосигнал $A(t)$, поступающий с выхода передатчика РВ, предварительно ослабляется в аттенюаторе А1, в смесителе СМ1 с использованием сигнала гетеродина частотой $Fг$, переносится с несущей

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

частоты на промежуточную с разложением на квадратурные составляющие *I* и *Q*, оцифровывается в двухканальном АЦП с частотой дискретизации $Ft = Fг/n$, где n – коэффициент деления делителя. Далее квадратурные составляющие сигнала *SI* и *SQ* запоминаются в ОЗУ, реализующем функцию линии задержки (ЛЗ), затем считываются с задержкой τ_i:

$$\tau_i = 2\,H_i\,/c\,. \qquad (1)$$

В вычислителе и формирователе адресов (ФА) задержка задает необходимую разность циклических адресов записи $a_{зап}$ и считывания $a_{сч}$:

$$\Delta a = (a_{зап} - a_{сч}) = \tau_i \cdot Ft\,. \qquad (2)$$

Для формирования частоты Доплера сигнала в цифровом умножителе происходит смещение сигнала по частоте путём комплексного умножения квадратурных составляющих сигнала на квадратурный гармонический сигнал. Этот сигнал может формироваться, например, типовым для ЦОС блоком – прямого цифрового синтеза (*DDS*), частота которого для длины волны излучения λ соответствует требуемой величине сдвига частоты:

$$\Delta f_i = 2V_i/\lambda\,. \qquad (3)$$

Сформированный сигнал, соответствующий отраженному сигналу от подвижной по дальности цели, в смесителе СМ2 переносится на радиочастоту, ослабляется в аттенюаторе А2 на величину E_i (для имитации затухания, соответствующего дальности и ЭПР$_i$, блестящей точки), и излучается (подается непосредственно на вход) радиоприемника РВ или РЛС.

Цифровая часть схемы рис. 1, от АЦП до ЦАП включительно, достаточно просто реализуется с использованием аппаратных «сигнальных каналов» специализированной СБИС 1879ВМ3(DSM) [1]: один на запись и от 1 до 7 на считывание для нескольких имитируемых блестящих точек [2], т.к. каждый сигнальный канал содержит свой автоинкрементируемый, но синхронный счетчик адреса.

Очевидно, что значения адресов $a_{зап}$ и $a_{сч}$ – целые числа, что является причиной дискретности такого способа изменения задержки сигнала.

Ещё одна проблема всех известных имитаторов – наличие минимальной собственной задержки τ_{zd}, даже при нулевом значении задержки в ОЗУ: $\Delta a = 0$, которая обусловлена задержками в соединительных кабелях, аналоговом и цифровом трактах обработки сигнала.

Для снижения минимальной имитируемой высоты и компенсации дискретности задержки возможно использование сдвига частоты: РВ с несимметричной ЛЧМ будет регистрировать «смещенную» высоту (пропорциональную разности сигналов $f_{излуч}(t)$ и $f_{форм}(t)$, получаемой на выходе смесителя РВ и называемой частотой биений), если при формировании

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

сигнала выполнить дополнительный частотный сдвиг в нужную сторону на нужную величину. На рис. 2 показаны разные сдвиги частоты *Fsh*1 и *Fsh*2 для двух длительностей периодов модуляции *T*м1 и *T*м2 при формировании одной и той же эквивалентной задержки τ (измеряемой в РВ).

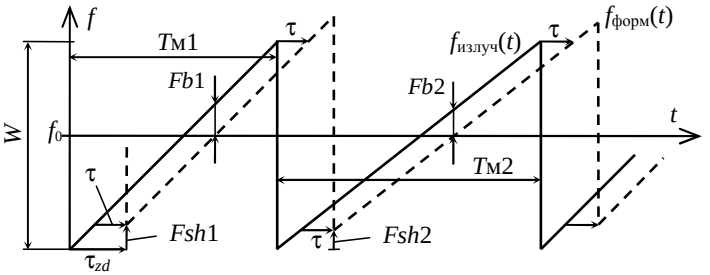


Рис. 2. Имитация малых высот при наличии вобуляции периода модуляции

Fig. 2. Low altitudes simulation when a wobble period of a modulation is present

При априорно известных параметрах модуляции РВ для определения требуемого сдвига частоты можно использовать выражение:

$$Fsh = \frac{Hzd - H}{Hc + H} Fo, \qquad (4)$$

где Hzd – высота соответствующая задержке τ_{zd} (zd ~ "*zero delay*");

H – имитируемая (заданная) высота РВ;

Hc – высота компенсации «остаточной» высоты РВ и имитатора;

Fo – переходная частота частотного дискриминатора РВ (стабилизируемая частота биений).

Однако, в отсутствие априорной информации об РВ, выражение (4) не подходит. Кроме того в некоторых РВ значение Fo может меняться для повышения помехоустойчивости, а значит нужно формировать разные значения частот биений в таких РВ: $Fb1$ и $Fb2$ (см рис. 2).

Поэтому необходима синхронизация работы имитатора либо по дополнительному сигналу от РВ (с текущим значением Fo), либо путем косвенной оценки значения Fo по получаемому СВЧ сигналу, например, в детекторе параметров модуляции (см. рис.1), которой позволит выполнить синхронное изменение параметров преобразования сигнала.

Одним из таких параметров является скорость линейного изменения частоты зондирующего сигнала V_f. Поясним это: для режима слежения $Fo \approx Fb$, и для ЛЧМ РВ известна связь Fb с $T_М$:

$$H_Т = \frac{c\,Fb}{2\,W} T_М - H_С, \qquad (5)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где H_T – текущая измеренная высота РВ;

T_M – текущее значение рабочего хода (периода) модуляции;

W – девиация частоты излучаемых радиоволн.

Из геометрических соотношений рис. 2 (при несимметричной ЛЧМ):

$$V_f = W/T_M = \Delta f / \Delta t \,, \qquad (6)$$

где Δf – изменение частоты зондирующего сигнала за некоторый интервал времени Δt внутри рабочего хода «пилы» периода модуляции.

Подставляя (5), (6) в (4), и с учетом скорости V_y из (3), получим:

$$Fsh \approx \frac{2}{c} V_f (Hzd - H) - \frac{2V_y}{\lambda} = \frac{2\,\Delta f}{c\,\Delta t}(Hzd - H) - \frac{2V_y}{\lambda} \,. \qquad (7)$$

3. Некоторые практические результаты

Пример имитационных испытаний имитатора ИОС-РВ, совместной разработки УрФУ с ОАО «УПКБ «Деталь», на базе специализированной СБИС 1879ВМ3, с типовым ЛЧМ РВ приведен на рис. 3, где построены зависимости заданной *Н*зад и измеренной *Н*изм высот от времени.

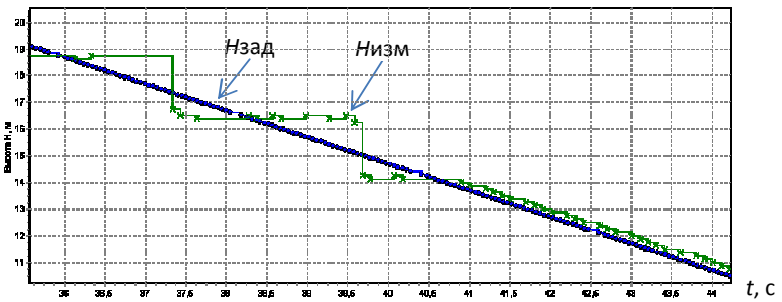


Рис. 3. Пример устранения дискретной ошибки имитатора на малых высотах

Fig. 3. Example of elimination of discrete simulation error at low altitudes

На рисунке видно, что на высотах *Н*зад > *Hzd* ≈ 14 м проявляется дискретный характер формирования задержки (сдвиг частоты не используется). Для имитации меньших высот от 0 до 14 м, в соответствии с выражением (4), производится дополнительный сдвиг частоты формируемого сигнала в диапазоне от 0 кГц до 47 кГц (для данного РВ с *F*о = 30 кГц).

Таким образом, доказана возможность имитации отраженных ЛЧМ сигналов с эквивалентным дискретом по задержке, соответствующим менее 1 см при общем диапазоне высот свыше 20 км. Максимальный диапазон частот сигналов до 300 МГц, что позволяет работать со всеми серийно выпускаемыми бортовыми РВ с ЛЧМ и импульсным сигналом.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Только при ретрансляционном методе имитации с уточнением параметров модуляции автоматически могут быть учтены изменения амплитуд, фаз и длительностей сигналов конкретного радиопередатчика реальной РЛС.

В соответствии с выражением (7) для корректной работы имитатора сигнала для ЛЧМ РВ необходимо знать текущие значения скорости ЛЧМ $V_f = \Delta f / \Delta t$, заданные значения высоты H и вертикальной скорости V_y, а также значение высоты Hzd, которая уточняется экспериментально и соответствует минимальной собственной задержке в имитаторе τ_{zd}.

Для реализации независимого определения параметров ЛЧМ значение Δf определяется по известным методами ЦОС и схемным решениям по квадратурным составляющим сигнала [3-4] в детекторе параметров модуляции, который позволит выполнить синхронное изменение параметров преобразования и формирования сигнала, имитирующего отражение от точечной или распределенной цели или поверхности.

Список литературы

[1] Процессор 1879ВМ3. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://module.ru/upload/files/vm3.pdf (проверен 19.07.2016).

[2] Боков А.С., Важенин В.Г., Дядьков Н.А., Мухин В.В., Щербаков Д.Е., Пономарев Л.И. Патент 2568899 (РФ). Имитатор радиолокационной цели при зондировании преимущественно длительными сигналами. Опубл. в Б. И., 2015. № 32. 10 с.

[3] Демодуляция сигналов с угловой модуляцией. PM и FM демодуляторы. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.dsplib.ru/content/fmdemod/fmdemod.html (проверен 19.07.2016).

[4] SAVAGE, Lee, M.; HENRY, James, E.; BECKER, Jeffrey, J.; WILSON, David, Brent. Wideband low latency repeater and methods. Международная публикация WO/2013/184232 A1. Дата приоритета: 08.06.2012 (US).

References

[1] Processor 1879BM3. Available at: http://module.ru/upload/files/vm3.pdf (accessed 19.07.2016).

[2] Bokov A.S., Vazhenin V.G., Dyadkov N.A., Mukhin V.V., Shcherbakov D.E., Ponomarev, L.I. Patent 2568899 (RU). Radar target simulator when probing with primarily long signals. 2015, Bull. 32. 10 p.

[3] Demodulation of signals with angular modulation. PM and FM demodulators. Available at: http://www.dsplib.ru/content/fmdemod/fmdemod.html (accessed 19.07.2016).

[4] SAVAGE, Lee, M.; HENRY, James, E.; BECKER, Jeffrey, J.; WILSON, David, Brent. Wideband low latency repeater and methods. International publication WO/2013/184232 A1. Priority data: 08.06.2012 (US).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Комплекс программ построения электронных диагностических карт полос когерентности ВЧ радиоканала

Иванов В.А., Конкин Н.А., Чернов А.А., Рябова М.И.
Поволжский государственный технологический университет
Республика Марий Эл, 424000, г.Йошкар-Ола, пл. Ленина, д.3
info@volgatech.net

Аннотация: *Разработано программное обеспечение для исследования полос когерентности при наклонном и трансионосферном зондировании. Разработан и реализован алгоритм, предназначенный для создания электронных диагностических карт полос когерентности. Представлены результаты вычислительных и натурных экспериментов.*

Ключевые слова: ионосфера, комплекс программ, электронные карты, полосы когерентности, ВЧ радиоканал, ионограмма

1. Введение

Развитие методов исследования неоднородностей верхней атмосферы важно для решения многих научных и практических задач, поскольку ионосфера, как среда распространения, существенным образом влияет на работу различных систем навигации, локации и связи. Влияние состояния ионосферы Земли на качество сигналов спутниковой и декаметровой связи, а также сигналов навигационных систем было давно отмечено. В связи с изменчивостью ионосферы в ее исследованиях главную роль начинают играть методы радиозондирования, позволяющие получать информацию о ее состоянии в реальном времени. Однако для их дальнейшего развития в основном требуется совершенствование методик измерений путем развития алгоритмов обработки экспериментальных данных, объединяющих в себе новые знания о протекающих процессах, математическое моделирование и цифровые методы вторичной обработки.

Цель работы: разработка методик и алгоритмов исследования полос когерентности при наклонном и трансионосферном зондировании ионосферы Земли.

2. Исследование полос когерентности при наклонном распространении

На первом этапе исследований решалась задача исследования ионограмм наклонного распространения, полученных в ходе натурного экспе-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

римента, с целью определения полного электронного содержания и полос когерентности. В рамках исследований была использована параболическая модель ионосферы, описываемая уравнениями (1) [1]:

$$f_н = f_в \sqrt{1+\left(\frac{2R_s \sin\frac{D}{2R_s}}{c\tau_в + 2R_s\left(1-\cos\frac{D}{2R_s}\right)}\right)^2}, \quad (1)$$

$$\tau_н = \left(\tau_в + \frac{2R_s}{c}\left(1-\cos\frac{D}{2R_s}\right)\right)\sqrt{1+\left(\frac{2R_s \sin\frac{D}{2R_s}}{c\tau_в + 2R_s\left(1-\cos\frac{D}{2R_s}\right)}\right)^2}, \quad (2)$$

где $f_в$ - частота для вертикального распространения, $\tau_в$ - задержка для вертикального распространения, D – протяженность трассы, $f_н$ - частота для эквивалентного наклонного распространения, $\tau_н$ - задержка для эквивалентного наклонного распространения.

Приведенные выше уравнения описывают критическую частоту слоев ионосферы и задержку при наклонном распространении.

На рис. 1 приведена ионограмма наклонного распространения, полученная с помощью ЛЧМ ионозонда ПГТУ [2].

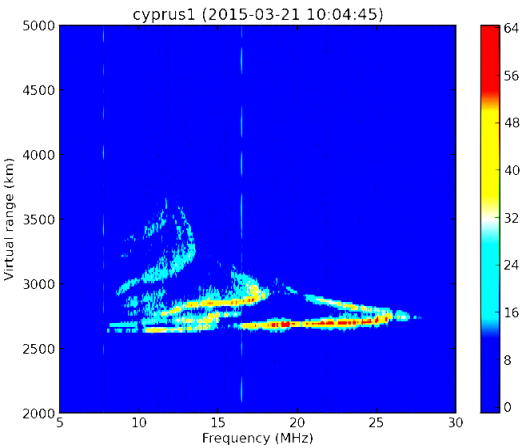


Рис. 1. Ионограмма наклонного зондирования

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 2 приведена структурная схема алгоритма работы программного комплекса построения модельной ионограммы.

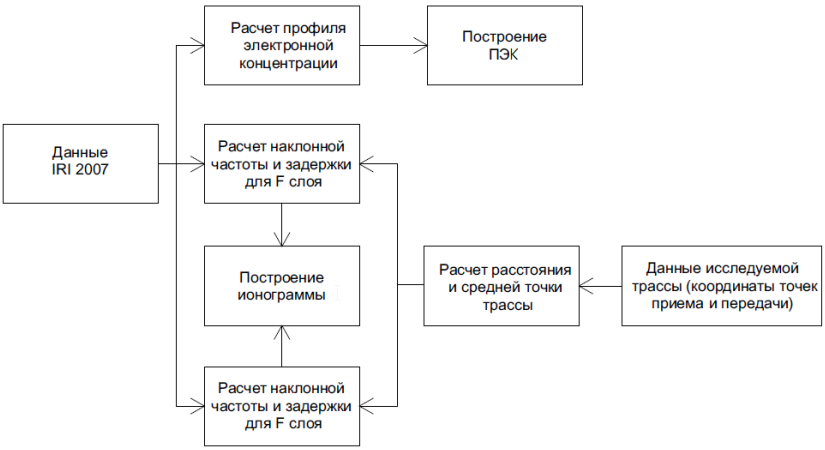


Рис. 2. Алгоритм работы программного комплекса построения модельной ионограммы

В результате анализа ионограммы натурного эксперимента с помощью разработанного ПО строится модельная ионограмма, пример которой приведен на рис.3.

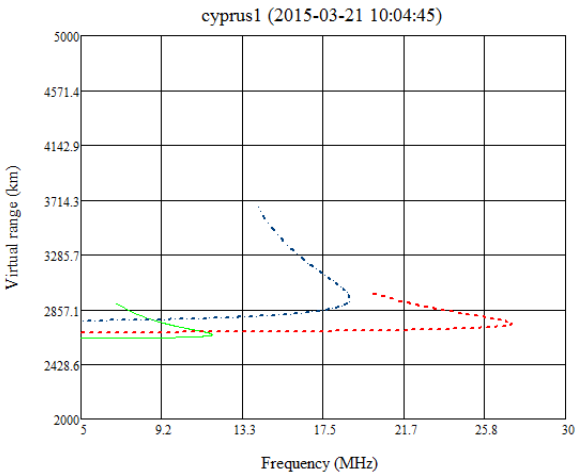


Рис. 3. Модельная ионограмма

Кроме того, в результате анализа определяются следующие параметры: профиль электронной концентрации, ПЭС, наклон дисперсионной характеристики [3].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Полоса когерентности является важным параметром, характеризующим состояние радиоканала. Она представляет собой полосу частот, на границах которой набег нелинейной составляющей фазы частотной характеристики канала равен 1 рад [4]:

$$\Delta f_K = \frac{2}{\sqrt{\pi \mid d\tau / df \mid}} \qquad (3)$$

3. Исследование полос когерентности при трансионосферном зондировании

Для исследования полос когерентности при трансионосферном зондировании было разработано программное обеспечение, позволяющее строить карты полос когерентности (см. рис.4).

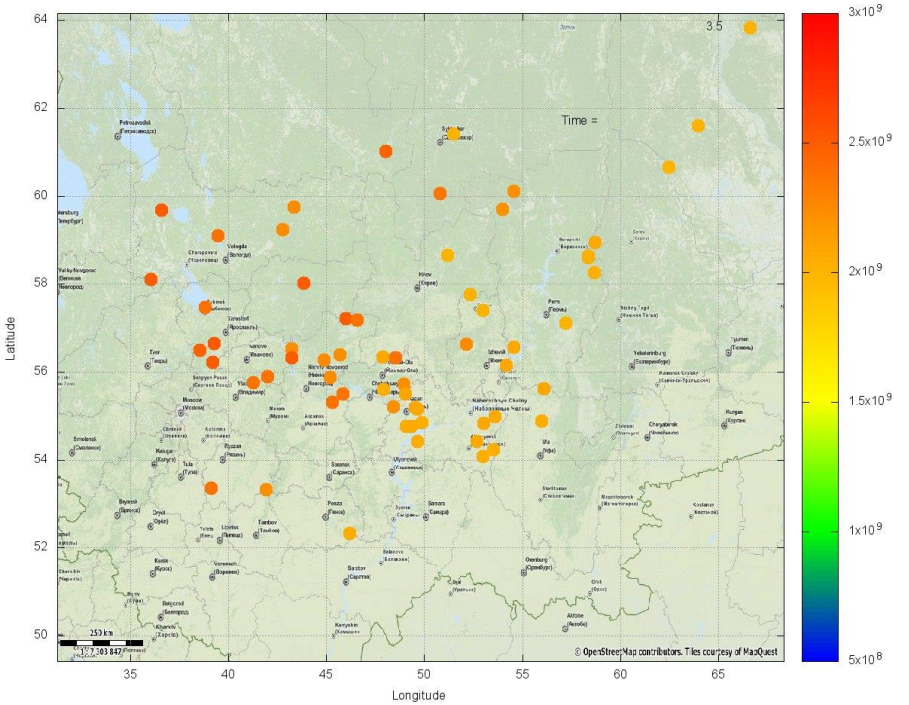


Рис. 4. Карта полос когерентности

По оси абсцисс откладывается долгота, по оси ординат широта, цветными точками отмечается место, в котором измерено значение поло-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

сы когерентности. Аналогичные карты можно построить для любой части земного шара, при наличии соответствующих данных систем ГЛОНАСС/GPS. Карта полос когерентности представляется в виде анимационного изображения в формате .gif, на котором точки динамически перемещаются и меняют цветовую гамму в зависимости от уровня ПЭС, а перемещение точек зависит от времени и координаты.

Для автоматического построения карт полос когерентости был разработан алгоритм, который реализован на языке программирования AutoIt. Данный алгоритм приведен на рисунке 5.



Рис. 5. Алгоритм построения электронных диагностических карт полос когерентности

Данный алгоритм основывается на данных, полученных при помощи наклонного зондирования и трансионосферного зондирования сигналами GPS/ГЛОНАСС, информация с которых собираются в единую базу RINEX файлов.

Работа алгоритма выглядит следующим образом:

На первом этапе происходит конвертация RINEX [5] файлов в формат .dat при помощи специального программного обеспечения TecSuite и параллельно происходит запись информации о данных .dat файлах в базу данных. Запись в базу данных происходит для того, чтобы иметь полную информацию о том сколько и какие данные для создания электронных карт имеются.

На втором этапе имеющиеся .dat файлы автоматически обрабатываются при помощи специального программного обеспечения, позволяющего формировать электронные карты полного электронного содержания в виде анимационных изображений.

На третьем этапе реализовано ПО, которое получает необходимую информацию о полном электронном содержании из базы данных IRI (International Reference Ionosphere). Данное ПО создано на основе языка

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

программирования AutoIt и вспомогательной консольной утилиты Wget, которая необходима для того, чтобы отправлять запрос на необходимую информацию в базу данных IRI. Полученные данные из IRI получаются в .txt формате и автоматически записываются в базу данных для дальнейшего быстрого доступа. Затем происходит пересчет полученных значений IRI и МарТес используя формулу $B_k = \sqrt{\frac{2 \cdot c \cdot f^3}{\pi^2 \cdot k \cdot N_T}}$, в которой c – скорость света, f – частота полосы, k – коэффициент. N_T - вычисляется суммированием вариаций ПЭС (относительных изменений, которые получаем в ПО МарТес) с постоянной составляющей ПЭС, которая берется из IRI, производит пересчет значений ПЭС в значения полос когерентности радио канала. Пересчитанные данные аналогично заносятся в базу данных.

Программа построения электронных диагностических карт ионосферы Земли реализована на языке Auto It [6]. RINEX файлы конвертируются в формат .dat с помощью программы Auto It, которая автоматизирует работу программы TecSuite, и информация по этим данным в автоматическом режиме формируется в PostgreSql базу данных, при помощи языка AutoIt, причем в зависимости от того существовали .dat файлы раньше или только сконвертированы в базе данных эта информация записывается под отдельными метками. Данная база данных необходима для быстрого доступа к необходимым .dat файлам и систематизации получаемой информации. Быстрый доступ к файлам осуществляется за счет специального запроса в базу данных PostgreSql, работающего в симбиозе с языком AutoIt и PostgreSql [7], который формирует папку с необходимыми для работы .dat файлами, причем данный запрос формируется оператором ЭВМ, в зависимости от интересующей территории исследования и отрезка времени. Затем сформированный набор .dat файлов перерабатывается в формат необходимый для построения электронных карт полос когерентности ионосферы в автоматическом режиме за счет алгоритма, реализованного на AutoIt. Карты полос когерентности строятся по итоговой информации из .dat элементов в автоматическом режиме при помощи языка GNU Plot [8].

4. Заключение

В итоге проделанной работы было разработано программное обеспечение для исследования полос когерентности при наклонном и трансионосферном зондировании. Разработан и реализован алгоритм, предназначенный для создания электронных диагностических карт полос когерентности. Представлены результаты вычислительных и натурных экспериментов.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Lukin, D.S. Mathematical simulation of propagation of frequency-modulated radio waves in ionospheric plasma / A.S. Kryukovskii, D.S. Lukin, D.V. Rastyagaev, Y.I. Skvortsova // Journal of Communications Technology and Electronics. 2015. Т. 60. № 10. С. 1049-1057.

[2] Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Елсуков А.А., Лащевский А.Р., Рябова М.И., Шалагин М.А. Ионозонд для вертикально – наклонного зондирования ионосферы и каналов КВ связи на основе технологии программно-конфигурируемых радиосистем // Материалы V Всероссийской научной конференции Армандовские чтения. - 2015. - С. 98 - 102.

[3] Ясюкевич Ю. В., Мыльникова А. А., Демьянов В.В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Зуев А. В., Рябова М.И., Кислицын А. А. Суточная динамика вертикального полного электронного содержания над городами Иркутск и Йошкар-Ола по данным GPS/ГЛОНАСС и модели IRI-2012 // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы, 2013. № 3(19). С. 18-29.

[4] Иванов, В. А. Дисперсионные искажения системных характеристик широкополосных ионосферных радиоканалов: монография / В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. Н. Михеева, М. И. Рябова – Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 2015. – 156 с.

[5] RINEX [электронный ресурс]. – режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/RINEX], открытый.

[6] Языка программирования AutoIt [электронный ресурс]. – режим доступа: [https://ru.m.wikipedia.org/wiki/AutoIt], открытый.

[7] Свободная реляционная система управления базами данных PostgreSql [электронный ресурс]. – режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/PostgreSQL], открытый.

[8] Свободная программа для создания двух- и трёхмерных графиков Gnuplot [электронный ресурс]. – режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Gnuplot], открытый.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Synthesis of new types of dynamic textural-fractal detectors of low-contrast targets with marking off its outlines and localizing the coordinates against the background of high-intensity noise from the ground, sea and precipitation

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

Abstract: *The main ideas and strategic directions in synthesis of new types of radar textural-fractal or topological detectors of low-contrast objects have been considered. The objects detection with marking off its outlines and coordinates is supposed to be carried out against the background of reflections from the ground, sea and precipitations. The new assemblages of topologic signs and new methods of detection of low-contrast objects against the background of high-intensity noise which use it are* proposed. *The fractal-and-scaling approach to the MIMO-systems and UAS has been developed.*

Keywords: *texture, fractal, lacunarity, Hurst exponent, signals detector, low-contrast target, radar, fractal - frequency MIMO – Systems.*

Синтез новых видов динамических текстурно-фрактальных обнаружителей малоконтрастных объектов с выделением их контуров и локализацией координат на фоне интенсивных помех от поверхности земли, моря и осадков

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

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Аннотация: *Рассмотрены основные идеи и стратегические направления в синтезе новых видов радиолокационных текстурно-фрактальных или топологических обнаружителей малоконтрастных объектов. Обнаружение объектов с выделением их контуров и локализацией координат предполагается на фоне интенсивных отражений от земли, моря и осадков. Предложены новые семейства топологических признаков и применяющие их новые методы обнаружения малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех. Развит фрактально-скейлинговый подход к MIMO-системам и для БПЛА.*

Ключевые слова: текстура, фрактал, лакунарность, показатель Херста, обнаружитель сигналов, малоконтрастные объекты, радиолокация, фрактально-частотные MIMO-системы.

1. Введение

Радиолокационное обнаружение малозаметных и малогабаритных объектов вблизи поверхности земли и моря, а также в метеорологических осадках представляет крайне трудную задачу [1, 2]. Кроме того, помехи от морской поверхности и растительности имеют нестационарный и многомасштабный характер, особенно при малых углах скольжения ϑ.

Разнообразие подстилающих покровов, условий радиолокационного наблюдения и сопровождение указанных выше объектов очень часто приводит к тому, что отношение сигнал/помеха q_0^2 для таких задач почти всегда заполняет область отрицательных (в децибелах) значений, т.е. q_0^2 <1 дБ [1, 2]. Это делает неприменимым классические радиолокационные методы и алгоритмы обнаружения в большинстве случаев, то есть использование энергетических обнаружителей (когда отношение правдоподобия определяется исключительно и только энергией принимаемого сигнала) становится принципиально невозможным. Что делать?.. Выход есть!

Обнаружение малоконтрастных объектов на фоне указанных выше естественных интенсивных помех неизбежно требует, чтобы предложить, а затем и вычислить некоторую принципиально новую характеристику, которая отличается от функционалов, связанных с помехами и энергией сигнала, а определяется топологией и размерностью принятого сигнала.

Введение в научный обиход радиофизики и радиолокации понятий «текстура», «детерминированный или динамический хаос», «фрактал» и «фрактальная размерность» позволило нам впервые в мире предложить, а затем и применить новые размерностные и топологические (а не энергетические!) характеристики (инварианты), которые автором объединены под обобщенным понятием «топология выборки» [1—12].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Цель работы – дать краткий обзор развития и совершенствования авторских методов и алгоритмов новых топологических (в том числе и фрактально-текстурных) обнаружителей радиолокационных малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех от земной и морской поверхностей, а также в метеорологических осадках.

2. Радиосистемы и фрактальные MIMO-радары

Для дальнейшей конкретизации проблем обнаружения слабых радиолокационных сигналов, считаем, что первичная информация поступает от различных радиосистем в виде одномерного сигнала и/или радиолокационного изображения (РЛИ) - рис. 1.

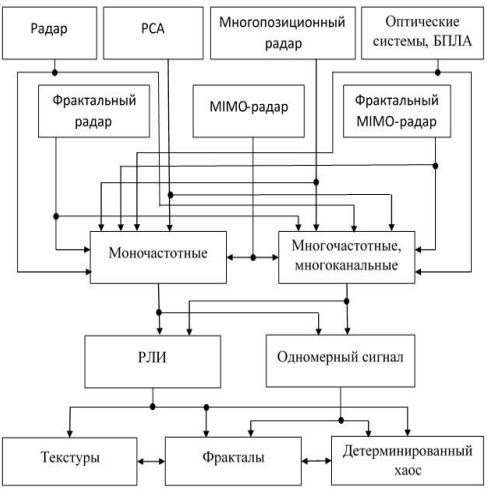


Рис. 1. Радиосистемы исходной информации.
Fig. 1. Radio systems of the initial information

Упрощенная схема первичных радиосистем и рассмотрение РЛИ и одномерного сигнала в диапазоне миллиметровых волн (ММВ) была представлена автором гораздо ранее. В настоящее время в схему рис. 1 добавлены фрактальный радиолокатор, MIMO-радар и фрактальный MIMO-радар, а также беспилотные летательные аппараты (БПЛА). Концепция фрактального радиолокатора представлена в [1—5, 8, 11, 12], концепция фрактального MIMO-радара рассмотрена в [1—3, 5, 11, 12]. Технологии MIMO систем в общем случае подразумевает, что каждое радиотехническое устройство, участвующее в обмене данными, будет иметь по несколько пространственно распределенных приемных и передающих антенн. Основной идеей фрактальных MIMO-радаров является использование *фрактальных антенн* и *фрактальных обнаружителей* [1—12]. Способность фрактальных антенн одновременно работать на нескольких частотах или излучать широкополосный зондирующий сигнал дает резкое увеличение числа степеней свободы, что определяет многие важные преимущества такого вида радиолокации и значительно расширяет возможности адаптации. Для отражения этих особен-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ностей автором в [1—3, 5, 11, 12] введен новый термин «*фрактально-частотные MIMO-системы* (FF MIMO)», что более полно отражает их физические возможности. Технологии MIMO, относящихся к пространственным многоканальным системам, дают большие возможности для применения авторского глобального фрактально-скейлингового метода обработки сигналов, разных алгоритмов и технологий фрактальных обнаружителей [1—12] на всех этапах синтеза информационных MIMO-систем.

Идеология фрактальной РЛС (рис. 1 и 2) базируется на разработанной автором концепции фрактальных радиосистем - рис. 3 [4, 8, 9].

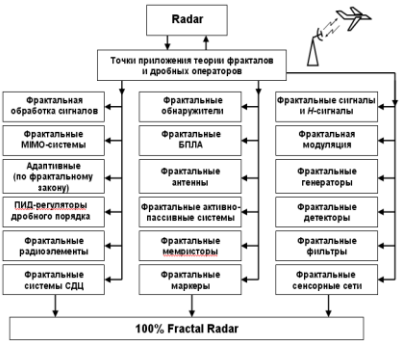


Рис. 2. Фрактальный радиолокатор.
Fig. 2. Fractal radar



Рис. 3. Фрактальные радиосистемы.
Fig. 3. Fractal radio systems

3. Новые признаки и методы обнаружения малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех

Все существующие на данный момент методы и признаки обнаружения малозаметных объектов на фоне интенсивных отражений от моря, земли и метеорологических образований компактно представлены на рис. 4. Там же отмечены взаимосвязи между разнообразными признаками и методами. Работа над классификацией таких методов, алгоритмов и признаков была начата автором в мае 2015 г. в Китае во время защиты проекта «Leading Talents of Guangdong Province» и закончена в начале 2016 г в Китае. Тогда же была завершена в основном работа над книгой [2], где впервые в мире частично представлены приведенные здесь результаты.

Введение в США в 1973 г. понятия ансамбля текстурных признаков [13], позволило автору в 80-е годы впервые в мире рассчитать полные ансамбли из 28 текстурных признаков и провести их детальный синхронный анализ для реальных (оптических (АФС) и радиолокационных в диапазоне

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ММВ на волне 8,6 мм), а также синтезированных текстур на основе авторегрессионных моделей в зависимости от времени года [1, 2, 4].



Рис. 4. Признаки и методы обнаружения малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех.
Fig. 4. Signs and methods of detection of low-contrast targets against the background of high-intensity ground noise

Многолетние натурные эксперименты проводились автором совместно с ЦКБ «Алмаз» и другими ведущими промышленными организациями СССР. Все исследования велись на длинах волн λ = 2,2 и 8,6 мм (активное излучение) и λ = 3,5 мм (пассивное излучение). При выделении сигнала ММВ, рассеянного разнообразными земными покровами, автор еще в 1985 г. проводил первые эксперименты по селекции участков *частотного* и *временного скейлинга*, наличие которых и предполагают определенные фрактальные свойства принятой выборки. При этом была поставлена и решена задача расчета текстурных признаков с учетом дрейфа их сигнатур при изменении времени года. Были оптимизированы оценки влияния размера окон на точность определения текстурных признаков для изображений различных типов земных покровов.

В России длительное время эти работы по исследованию РЛИ земных покровов на ММВ с использованием текстурной информации фактически были единственными и актуальны до сих пор (особенно, в настоящее время) [1, 2, 4].

После расчета ансамблей текстурных признаков по оптическим и радиолокационным изображениям автором в 1985–1986 гг. были предложены методы и алгоритмы для обнаружения малоконтрастных целей на фоне интенсивных помех. К ним относятся метод прямого использования

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

текстурных признаков (1985), дисперсионный метод на основе *f*-статистик (1985) и метод обнаружения с помощью линейно-моделированных эталонов – текстур (1986) [1—4, 8, 11]. Созданные методы обнаружения устойчиво работали при малых отношениях сигнал/помеха порядка единицы или меньше единицы (в разах). Насколько известно автору, *за рубежом ни одного текстурного метода обнаружения малоконтрастных объектов предложено не было*. Кроме того, важным достоинством текстурных методов обработки является возможность нейтрализации *спеклов* на когерентных изображениях земной поверхности, полученных с помощью РСА.

Методы детерминированного хаоса широко развиты, они представлены в правом столбце рис. 4. Отметим лишь, что алгоритмы радиолокационного обнаружения малоконтрастных объектов на фоне лесных массивов для радиолокатора на длине волны 2,2 мм опробованы нами в 2001 г. Был впервые реконструирован странный аттрактор, управляющий радиолокационным рассеянием миллиметровых радиоволн, и измерены его динамические и геометрические характеристики, а также вычислены фрактальные размерности D в зависимости от значения размерности вложения m. Наиболее точную оценку D получаем при изломе выпуклой зависимости $D(m)$, при этом нас не интересует усечение масштабов сверху и снизу.

По найденному максимальному показателю Ляпунова $\lambda_1 > 0{,}6$ бит/с было показано, что, если измеряем текущие условия с точностью до 1 бит, то потеряем всю предсказательную мощность во времени за 1,7 с. Поэтому *интервал предсказания* интенсивности отраженного сигнала больше классического времени корреляции τ примерно в 8 раз ($\tau \approx 210$ мс при скорости ветра 3 м/с). Интервал предсказания позволяет примерно оценить амплитуду следующих отсчетов в выборке и, как отмечено автором, может быть применен в практике радиолокации.

Расчеты показателя Херста H показали, что в двух случаях из трех процесс рассеяния миллиметровых волн лесными массивами соответствует персистентному процессу с $H > 0{,}5$, т.е. процессу с памятью.

4. Фрактальные обнаружители малоконтрастных объектов

В настоящее время чрезвычайный интерес проявляется к различным фрактальным и скейлинговым методам (рис. 4). Такие фрактальные исследования начались практически одновременно в России, США и Китае в 1980-е гг. [1—12]. Но в работах автора была сразу же поставлена глобальная задача обнаружения фрактального объекта на интенсивном фрактальном фоне с дополнительными гауссовскими и негауссовскими шумами и

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

помехами [1—12]. Отличия и методология авторского подхода были настолько глубоки и необычны для того времени, что последовал ряд иностранных статей со ссылками на наши первые работы по фрактальной обработке сигналов и РЛИ (см., например, [14—16]) и их развитие.

Фрактальная размерность D или ее сигнатура $D(t, f, \vec{r}\,)$ в различных участках изображения поверхности является одновременно и соответствующей мерой текстуры, т.е. свойств пространственной корреляции рассеяния радиоволн от соответствующих участков поверхности. Одновременно текстура определяет и *лакунарность* (рис. 4), которая использует статистику второго порядка для фрактальных изображений [1—12]. Лакунарность мала для плотной текстуры и велика, когда текстура крупнозернистая. Лакунарность (по Мандельброту) определяется формулой

$$\Lambda = \left\langle ((M / \langle M \rangle) - 1)^2 \right\rangle .$$

Здесь M – «масса» фрактального образования, $< M >$ - ожидаемая «масса», скобки <…> - усреднение по ансамблю данных. Рассмотрение лакунарности как признака обнаружения объектов проведено автором в 1997 г. Введение дробной меры и скейлинговых инвариантов вызывает необходимость работы со степенными вероятностными распределениями.

Основные принципы фрактального обнаружителя были открыты и предложены автором еще в 1980-х гг., а выход (также впервые в мире – см. рис. 2 и 3) на действующий макет фрактального непараметрического обнаружителя радиолокационных сигналов (ФНОРС) произведен в 2003 - 2005 гг. [1—12]. Он демонстрировался в США в 2005 г. по проекту МНТЦ с ЦКБ «Алмаз» и ИРЭ РАН и заслужил очень высокую оценку специалистов [1, 2]. Была показана высокая устойчивость предложенных нами оригинальных алгоритмов фрактально-скейлингового обнаружения.

Некоторые первоначальные варианты обобщенных структур радиолокационных фрактальных обнаружителей представлены на рис. 5. Схематический вид предполагаемого обнаружителя приведен на рис. 5,*а*. По принятому радиосигналу или изображению определяется набор текстурных или фрактальных признаков ξ. Затем в пороговом устройстве при значении порога П и определенном уровне вероятности ложной тревоги F выдается решение о наличии сигнала H_1 или его отсутствии H_0. В качестве признаков ξ может быть использованы значения фрактальной размерности D, показатели Херста $0 \le H \le 1$ для многомасштабных поверхностей, показатели Гельдера, значения лакунарности и т.д. Показатель Херста равен $H = 3 - D$ для РЛИ и $H = 2 - D$ для одномерного сигнала.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Структурная укрупненная схема фрактального обнаружителя радиолокационных сигналов показана на рис. 5,*b*. В ее состав входят фильтр контуров и вычислитель *фрактальных кепстров*. Дальнейшая конкретизация структурной схемы ФНОРС приведена ни рис. 5,*c*. Входной сигнал (РЛИ, одномерная выборка) поступает на входной преобразователь. Его назначение состоит в предварительной подготовке анализируемой выборки. Данная подготовка может включать в себя либо *принудительное зашумление* (в случае низкой разрешающей способности аналого-цифрового преобразователя радиолокатора) или, например, *уменьшение контраста* – в случае выборки с высоким динамическим диапазоном.

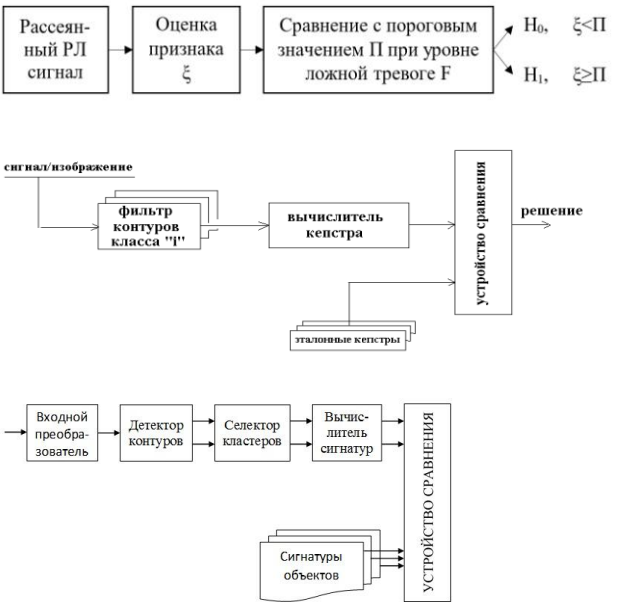


Рис. 5. Начальная (*a*) и детальные (*b*, *c*) структуры первых фрактальных обнаружителей.
Fig. 5. Initial (*a*) and detailed (*b*, *c*) structures of the first fractal detectors

Принципиальным моментом является то, что из схем на рис. 5 в дальнейшем можно уже конкретно синтезировать абсолютно все виды других фрактальных обнаружителей. (Специально отмечу, в последнее время стали предлагаться «новые» схемы фрактальных обнаружителей, авторы которых, не разбираясь во фрактальной радиофизике и радиолокации, претендуют на что-то новое, не зная просто основ

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

фрактального анализа и динамического хаоса). *Приоритет в этой области давно (более 35 лет) и прочно принадлежит в России и в мире автору и ИРЭ им. В.А. Котельникову РАН*. Авторская концепция (рис. 3) фрактальных радиосистем и фрактальных устройств позволяет синтезировать и другие виды фрактальных обнаружителей – рис. 6 и 7.

Обнаружитель на основе показателя Херста (рис. 6) работает при использовании одной или нескольких зондирующих частот радиолокатора. Показатель Херста *H* отражает нерегулярность фрактального объекта. Чем меньше показатель *H*, тем более нерегулярный фрактальный объект. Так что, когда появляется объект, показатель Херста становится большим.



Рис. 6. Фрактальный обнаружитель на основе показателя Херста.
Fig. 6. A fractal detector based on the Hurst exponent



Рис. 7. Фрактальный обнаружитель с авторегрессионной оценкой спектра помехи и показателя Херста.
Fig. 7. A fractal detector with autoregessive estimation of spectrum of noise and the Hurst exponent

На рис. 7 показана схема фрактального обнаружителя с авторегрессионной оценкой спектра мощности помехи от земной поверхности. Авторегрессионная модель представляет собой линейную модель прогнозирования, которая оценивает спектр мощности помехи от поверхности и формируют его автокорреляционной матрицы. Уравнение авторегрессии описывает связь между текущим и предыдущими отсчетами дискретного случайного процесса. Ранее нами 80-х гг. решалась задача авторегрессии на

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

основе канонической системы уравнений Юла-Уокера с преобразованием гистограмм яркости. Таким образом, в обнаружителе на рис. 7 используются реальные фрактальные свойства спектра мощности на основе авторегрессионного спектрального оценивания, применяющиеся для обнаружения малоконтрастных объектов. Отмечу, что схемы, подобные рис. 6 и 7, часто исследуются в настоящее время в Китае [2]. Примерно такие обнаружители были использованы нами при текстурной обработки АФС и РЛИ еще в 80-е гг. XX в. Замечу, что в качестве статистики обнаружения нельзя рассматривать корреляционную размерность (см. рис. 4), требующую наличия выборки большого размера, что нереально в радиолокации.

5. Заключение

Авторскими работами за более чем 35 лет, практически с «нуля», заложены фундаментальные основы того, что будет применено в последующие десятилетия. Не результаты, не конкретные решения представляют самую большую ценность, а именно метод решения, подход к нему. Метод создан автором и показан в [1—12]. Автор поставил изложенные выше вопросы еще в 1980 г. и более 35 лет успешно работает над их разрешением и развитием. Тщательный библиографические исследования доказывают полный и абсолютный приоритет автора по всем «фрактальным» направлениям в радиолокации и радиофизике (список авторских работ с учениками насчитывает более 780 публикаций, в том числе 23 монографии) [1—12]. Полученные научные результаты являются исходным материалом для дальнейшего развития и практического применения фрактальных методов в современных областях радиофизики, радиотехники, радиолокации, электроники и информационно-управляющих систем.

Список литературы

[1] 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.

[2] Potapov A.A., Wu Hao, Foukzon J., Podosenov S.A., Men'kova E.R. Fields, Fractals, Control and Low - Contrast Target Detection / ed. by Dr. Sci. Phys.-Math. Professor A.A. Potapov. China, 2016, в печати.

[3] Potapov Alexander A. The Fractal - Scaling Radiolocation: Formation History 1980 – 2015 // Chaotic Modeling and Simulation (CMSIM). 2016. № 3. P. 317-331.

[4] Potapov A.A. The Textures, Fractal, Scaling Effects and Fractional Operators as a Basis of New Methods of Information Processing and Fractal Radio Systems Designing // Proc. SPIE. 2009. V. 7374. P. 73740E-1-73740E-14.

[5] Potapov Alexander A. New Conception of Fractal Radio Device with Fractal Antennas and Fractal Detectors in the MIMO Systems // Book of Abstracts 9th Int. Conf. (CHAOS'

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2016) on Chaotic Modeling, Simulation and Applications (23 - 26 May 2016, London, U.K.). London: University of London. 2016. P. 85.

[6] Potapov A.A., German V.A. Detection of Artificial Objects with Fractal Signatures // Pattern Recognition and Image Analysis. 1998. V. 8. № 2. P. 226-229.

[7] Potapov A.A., German V.A. Fractals, Fractal Target Selection and Fractal Antennas // Proc. 1st Int. Workshop on Mathematical Modeling of Physical Processes in Inhomogeneous Media, (Mexico, Guanajuato, Gto., March 20 - 22, 2001). Guanajuato. 2001. P. 44-46.

[8] Potapov A.A. New Information Radiophysical Technologies Fractal in Radiolocation: Fractal and Synergetic // Proc. of 28th ESA Antenna Workshop on pace Antenna Systems and Technologies (Noordwijk, The Netherlands, 31 May - 03 June 2005). Noordwijk: ESTEC. 2005. Pt. 2. P. 1047-1050.

[9] Potapov A.A. Can We Build an Adaptive Fractal Radio System? // Proc. PIERS 2009 in Moscow «Progress in Electromagnetics Research Symp.» (18 - 21 August, 2009, Moscow, Russia). Cambridge, MA: Electromagnetics Academy. 2009. P. 1798-1802.

[10] Potapov A.A. The Global Fractal Method, Fractal Paradigm and the Fractional Derivatives Method in Fundamental Radar Problems and Designing of Revolutionary Radio Signals Detectors // Zbornik radova Konferencije MIT − Matematicke i informacione tehnologije (Vrnjackoj Banji od 5. do 9. septembra i u Becicima od 10. do 14. septembra 2013. godine). Kosovska Mitrovica: Prirodno-matematicki fakultet Ulverziteta u Pristini (Serbia), 2014. P. 539-552.

[11] Potapov A.A. Fractals, Scaling and Fractional Operators in Modern Physics and Radio Engineering // Book of Abstracts of the Int. Conf. XIV Khariton's Topical Scientific Reading «High - Power Pulsed Electrophysics» (April 21 - 25, 2014, Sarov, Russia). Sarov: RFNC-VNIIEF. 2014. P. 81-82.

[12] Potapov Alexander A. Fractal Radar: Towards 1980 – 2015 // Proc. of CHAOS 2015 Int. Conf. (26 - 29 May 2015, Paris, France). Paris: Henri Poincaré Institute. 2015. P. 559-573.

[13] Haralick R.M., Shanmugan K., Dinstein I. Textural Features for Image Classification // IEEE Trans. 1973. V. SMC-3. № 6. P. 610-621.

[14] Du G. Detection of sea-surface radar targets based on fractal model // Electronics Letters. 2004. V. 40. № 14. P. 906-907.

[15] Soumeya Cherouat, Faouzi Soltani, Françoise Schmitt, Franck Daout. Using fractal dimension to target detection in bistatic SAR data // Signal, Image and Video Processing. 2015. V. 9. № 2. P. 365-371.

[16] Coopmans C., Malek H., Spencer E. Radiation and Impedance Characteristics of a Circular Loop Antenna Driven by Fractional Order Electronics // Proc. ASME 2013 Int. Design Engineering Technical Conf. & Computers and Information in Engineering Conf. IDETC/CIE (2013 August 4 - 7, 2013, Portland, USA). Portland: American Society of Mechanical Engineers. 2013. P. V004T08A028-V004T08A028.

References

[1] 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.

[2] Potapov A.A., Wu Hao, Foukzon J., Podosenov S.A., Men'kova E.R. *Fields, Fractals, Control and Low - Contrast Target Detection* (ed. by Dr. Sci. Phys.-Math. Professor A.A. Potapov). China, 2016, in the press.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] Potapov Alexander A. The Fractal - Scaling Radiolocation: Formation History 1980 – 2015. *Chaotic Modeling and Simulation (CMSIM)*, 2016, no. 3, pp. 317 - 331.

[4] Potapov A.A. The Textures, Fractal, Scaling Effects and Fractional Operators as a Basis of New Methods of Information Processing and Fractal Radio Systems Designing. *Proc. SPIE*, 2009, vol. 7374, pp. 73740E-1 - 73740E-14.

[5] Potapov Alexander A. New Conception of Fractal Radio Device with Fractal Antennas and Fractal Detectors in the MIMO Systems. Book of Abstracts 9th Int. Conf. (CHAOS' 2016) on Chaotic Modeling, Simulation and Applications (23 - 26 May 2016, London, U.K.). London, University of London, 2016, p. 85.

[6] Potapov A.A., German V.A. Detection of Artificial Objects with Fractal Signatures. *Pattern Recognition and Image Analysis*, 1998, vol. 8, no. 2, pp. 226 - 229.

[7] Potapov A.A., German V.A. Fractals, Fractal Target Selection and Fractal Antennas. Proc. 1st Int. Workshop on Mathematical Modeling of Physical Processes in Inhomogeneous Media (Mexico, Guanajuato, Gto., March 20 - 22, 2001). Guanajuato, 2001, pp. 44 - 46.

[8] Potapov A.A. New Information Radiophysical Technologies Fractal in Radiolocation: Fractal and Synergetic. Proc. of 28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies (Noordwijk, The Netherlands, 31 May - 03 June 2005). Noordwijk, ESTEC, 2005, pt. 2, pp. 1047 - 1050.

[9] Potapov A.A. Can We Build an Adaptive Fractal Radio System? Proc. PIERS 2009 in Moscow «Progress in Electromagnetics Research Symp.» (18 - 21 August, 2009, Moscow, Russia). Cambridge, MA, Electromagnetics Academy, 2009, pp. 1798 - 1802.

[10] Potapov A.A. The Global Fractal Method, Fractal Paradigm and the Fractional Derivatives Method in Fundamental Radar Problems and Designing of Revolutionary Radio Signals Detectors. Zbornik radova Konferencije MIT − Matematicke i informacione tehnologije (Vrnjackoj Banji od 5. do 9. septembra i u Becicima od 10. do 14. septembra 2013. godine). Kosovska Mitrovica, Prirodno-matematicki fakultet Ulverziteta u Pristini (Serbia), 2014, pp. 539 - 552.

[11] Potapov A.A. Fractals, Scaling and Fractional Operators in Modern Physics and Radio Engineering. Book of Abstracts of the Int. Conf. XIV Khariton's Topical Scientific Reading «High - Power Pulsed Electrophysics» (April 21 - 25, 2014, Sarov, Russia). Sarov, RFNC-VNIIEF Publ., 2014, pp. 80 - 81.

[12] Potapov Alexander A. Fractal Radar: Towards 1980 – 2015. Proc. of CHAOS 2015 Int. Conf. (26 - 29 May 2015, Paris, France). Paris, Henri Poincaré Institute, 2015, pp. 559 - 573.

[13] Haralick R.M., Shanmugan K., Dinstein I. Textural Features for Image Classification. *IEEE Trans.*, 1973, vol. SMC-3, no. 6, pp. 610 - 621.

[14] Du G. Detection of sea-surface radar targets based on fractal model. *Electronics Letters*, 2004, vol. 40, no. 14, pp. 906 - 907.

[15] Soumeya Cherouat, Faouzi Soltani, Françoise Schmitt, Franck Daout. Using fractal dimension to target detection in bistatic SAR data. *Signal, Image and Video Processing*, 2015, vol. 9, no. 2, pp. 365 - 371.

[16] Coopmans C., Malek H., Spencer E. Radiation and Impedance Characteristics of a Circular Loop Antenna Driven by Fractional Order Electronics. Proc. ASME 2013 Int. Design Engineering Technical Conf. & Computers and Information in Engineering Conf. IDETC/CIE (2013 August 4 - 7, 2013, Portland, USA). Portland, American Society of Mechanical Engineers, 2013, pp. V004T08A028 - V004T08A028.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Image restoration by using complex structure random fields model

Konstantin K.Vasiliev[1], Vitaly E. Dementiev[1], Nikita A. Andriyanov[1]
[1]*Ulyanovsk State Technical University*
Ulyanovsk, 432027, Russian Federation
nikita-and-nov@mail.ru

Abstract: *We consider the problem of image restoration. Particular attention is paid to the square areas of an image recovery based on doubly stochastic models. We investigate the accuracy of detection for different types of images, and how it depends on the base model choice. The text describes a comparative analysis of the detection accuracy in two cases: when we use a doubly stochastic model as base and when we use auto regression model as base. It is proposed to use the estimates obtained on the basis of random fields complex models with varying parameters to restore images. We show the possibility of non-homogeneous image recovery by simulating complex models.*

Keywords: *image processing, image restoration, random fields, doubly stochastic models, image models.*

Восстановление изображений методом имитации сложных случайных полей

[1]Васильев К.К., [1]Дементьев В.Е., [1]Андриянов Н.А.
[1]*Ульяновский государственный технический университет*
г. Ульяновск, 432027, Российская Федерация
nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация: *Рассмотрена задача восстановления отсутствующих фрагментов неоднородных изображений. Для восстановления предложено использовать оценки параметров изображений, описываемых с помощью дважды стохастических моделей. Исследованы характеристики погрешностей восстановления для различных типов изображений и базовых моделей. Проведен сравнительный анализ эффективности известных и предложенных алгоритмов. Показана возможность практического применения предложенных процедур для восстановления реальных изображений.*

Ключевые слова: модели и обработка изображений, восстановление изображений, случайные поля, дважды стохастические модели, имитация изображений.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

В настоящее время большой интерес вызывают задачи, связанные с обработкой многомерных данных. Среди них можно выделить статистическую обработку последовательностей изображений разного рода. Примером таких последовательностей являются результаты глобального мониторинга Земли. Современные спутниковые снимки представляют собой массивы данных, определяемые пространственными координатами, временем съемки и спектральным диапазоном. Широкое распространение подобных мультиспектральных и гиперспектральных систем регистрации участков земной поверхности приводит к накоплению значительного объема многомерных данных. Ручная обработка этого материала на практике чрезвычайно затруднительна или вообще невозможна. В связи с этим актуальной задачей является разработка алгоритмов автоматической обработки спутникового материала, которые с одной стороны должны обеспечивать необходимые характеристики эффективности, а с другой позволять вести обработку в режимах близких к реальному времени. Разработка таких алгоритмов тесно связана с решением задачи описания изображений, то есть с проблемой выбора адекватных математических моделей. В настоящее время предложено множество классов моделей [1-4], предназначенных для описания последовательностей изображений. Однако известные модели могут быть, как правило, применены только для однородных изображений. Когда же требуется обработка изображений, имеющих более сложную структуру, их применение может оказаться неэффективным. Для того, чтобы решить проблему описания неоднородных изображений были предложены дважды стохастические модели [5-7]. Основным преимуществом таких моделей является достаточная простота реализации в сочетании с возможностью адекватного описания неоднородного в пространстве и нестационарного во времени реального материала.

Одной из важных задач обработки является восстановление отсутствующих частей изображений [8-9]. Для ее решения может использоваться сингулярное разложение матриц с пропусками [9], но такой подход приводит к большим погрешностям и значительным вычислительным затратам.

В данной работе предлагается для восстановления фрагмента изображения осуществить оценивание параметров достаточно общей дважды стохастической модели [5-7], а затем выполнить интерполяцию с помощью имитационного моделирования.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Восстановление на основе оценивания в скользящем окне

Рассмотрим кадр изображения, который может быть представлен реализацией случайного поля (СП), описываемого авторегрессионной дважды стохастической моделью вида

$$x_{ij} = \rho_{1ij} x_{i-1,j} + \rho_{2ij} x_{i,j-1} - \rho_{1ij}\rho_{2ij} x_{i-1,j-1} + \xi_{ij}, \qquad (1)$$

где ρ_{1ij} - СП корреляционных параметров по строкам изображения; ρ_{2ij} - СП корреляционных параметров по столбцам изображения; $\{\xi_{ij}\}$ - СП независимых гауссовских случайных величин с математическим ожиданием $M\{\xi_{ij}\} = m_{\xi} = 0$ и дисперсией $M\{\xi_{ij}^2\} = \sigma_{\xi ij}^2 = \sigma_x^2(1-\rho_{1ij}^2)(1-\rho_{2ij}^2)$; σ_x^2 - дисперсия основного СП.

Пусть на имеющемся изображении определен квадратный участок (область D) с верхней левой точкой - *(l;k)* и нижней правой *(l+q;k+q)*. Будем использовать модель (1), чтобы восстановить изображение в области D. При этом яркость изображения описывается с помощью СП $\{Z_{ij}; i = 1,...,M_1; j = 1,...,M_2\}$, где M_1, M_2 - размеры изображения. Для восстановления участка длиной q с начальной (верхней левой) точкой (l,k) применим следующую модель

$$X_{ij} = \begin{cases} Z_{ij}, (i,j) \notin D, \\ \rho_{1ij}(X_{i-1j} - \overline{X}_{ij}) + \rho_{2ij}(X_{ij-1} - \overline{X}_{ij}) - \\ -\rho_{1ij}\rho_{2ij}(X_{i-1j-1} - \overline{X}_{ij}) + \xi_{ij} + \overline{X}_{ij}, (i,j) \in D, \end{cases} \qquad (2)$$

где ρ_{1ij}, ρ_{2ij} - оценки коэффициентов корреляции по строке и столбцу в точке (i,j), $\overline{X}_{ij}$ - оценка среднего значения в точке (i,j).

Будем производить оценивание параметров модели (2) с использованием скользящего окна. В случае дважды стохастической модели целесообразным является вычисление оценок на основе соседней с поврежденной областью окрестности. Это связано с тем, что в значения оценок параметров на основе всего изображения может быть внесен вклад из участка, сильно отличающегося по своей структуре от поврежденной области. Для окна размерностью N оценки находятся по формулам:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\bar{X}_{ij} = \frac{1}{N^2} \sum_{u=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \sum_{q=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} Z_{i+uj+q}, \qquad \sigma_{ij}^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{u=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \sum_{q=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} (Z_{i+uj+q} - \bar{X}_{ij})^2,$$

$$\rho_{1ij} = \frac{1}{\sigma_{ij}^2 N^2} \sum_{u=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \sum_{q=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} (Z_{i+uj+q} - \bar{X}_{ij})(Z_{i+u-1\,j+q} - \bar{X}_{ij}), \tag{3}$$

$$\rho_{2ij} = \frac{1}{\sigma_{ij}^2 N^2} \sum_{u=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \sum_{q=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} (Z_{i+uj+q} - \bar{X}_{ij})(Z_{i+u1\,j+q-1} - \bar{X}_{ij}).$$

Выполним оценивание в окрестности области D. При этом для повышения точности можно разбить область D на несколько подобластей, в каждой из которых может быть реализована модель с оцененными параметрами (3).

Система оценок (3) представляет собой оценки, полученные в ходе движения скользящего окна слева направо и сверху вниз. Таким образом, могут быть получены оценки еще для трех направлений движения скользящего окна. При этом полученные для разных начальных точек оценки могут отличаться друг от друга. Такое явление связано с неоднородностью исходного изображения, для которого на разных границах поврежденного участка могут находиться различные объекты.

Проведем статистическое моделирование, чтобы выполнить восстановление с использованием предложенных алгоритмов. При этом будем сравнивать результаты восстановления с помощью дважды стохастической модели (3) с результатами восстановления на основе обычной авторегрессионной модели с постоянными параметрами (модели Хабиби [5,8]).

На рис. 1 – рис. 3 представлены различные типы изображений, для которых выполнено восстановление: а – поврежденное изображение, б – восстановление (начальная точка - левый верхний угол), в – восстановление (начальная точка - правый верхний угол), г – восстановление (начальная точка - левый нижний угол), д – восстановление (начальная точка - правый нижний угол), е – восстановление моделью Хабиби (начальная точка - левый верхний угол).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

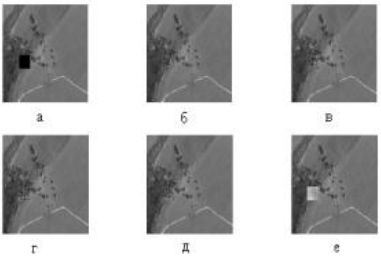


Рис. 1 Восстановление участка изображения на границе двух разнородных поверхностей
Fig. 1 Restoration of the image area on the border of two different surfaces

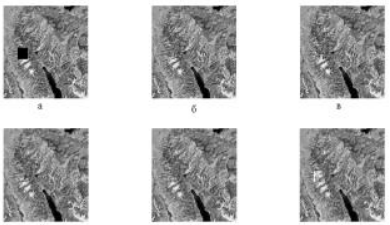


Рис. 2 Восстановление участка изображения, близкого к однородному
Fig. 2 Restoration of the image area which is close to a uniform image

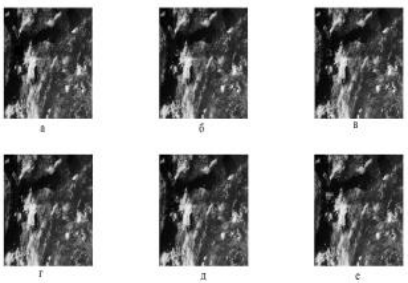


Рис. 3 Восстановление участка изображения, ограничиваемого разными структурами
Fig. 3 Restoration of the image restricting the different structures of the site

Наилучшего восстановления (рис. 1) удалось добиться во время оценивания параметров при движении скользящего окна из правого нижнего угла. Это связано с тем, что при таком подходе в базовую окрестность модели попадают точки, принадлежащие обеим структурам примерно равновероятно. Кроме того, очевидным является более точное восстановление по сравнению с алгоритмами на базе модели Хабиби, так как полученные оценки не согласуются с реальными корреляционными параметрами.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для рассмотренного примера (рис. 2) результаты восстановления достаточно близки в случае использования дважды стохастической модели. Это связано с тем, что окрестности поврежденного участка представляют собой материал, близкий к однородному. Использование модели Хабиби также, как и в первом случае, приводит к ухудшению результатов восстановления. Это связано с недостаточно точным оцениванием параметров. Однако на изображении, близком к однородному, среди моделей Хабиби получается самая маленькая дисперсия ошибки восстановления, так как реализация данной модели представляет собой однородное СП.

Исследование дисперсии ошибок показало, что в случае, когда поврежденный участок ограничен с разных сторон пикселями разной яркости (рис. 3), имеет значение, с какой стороны осуществляется восстановление. В таких условиях дважды стохастическая модель, в отличие от модели Хабиби, обеспечивает более качественное восстановление.

3. Восстановление на основе калмановского оценивания

Проведем аналогичные исследования, когда для оценки параметров дважды стохастической модели используется фильтр Калмана. Для фильтрации плоского изображения воспользуемся векторным (построчным) нелинейным фильтром Калмана. Для этого объединим элементы строки изображения в вектор $\bar{x}_i = (x_{i1}, x_{i2}, \ldots, x_{iN})^T$. Тогда модель изображения может быть записана в виде:

$$\bar{x}_i = diag(\bar{\rho}_{xi})\bar{x}_{i-1} + \upsilon(\bar{\rho}_{xi}, \bar{\rho}_{yi})\bar{\xi}_i, \quad \bar{\rho}_{xi} = r_{1x}\bar{\rho}_{x(i-1)} + \upsilon_{\rho x}\bar{\xi}_{xi}, \quad \bar{\rho}_{yi} = r_{1y}\bar{\rho}_{y(i-1)} + \upsilon_{\rho y}\bar{\xi}_{yi},$$

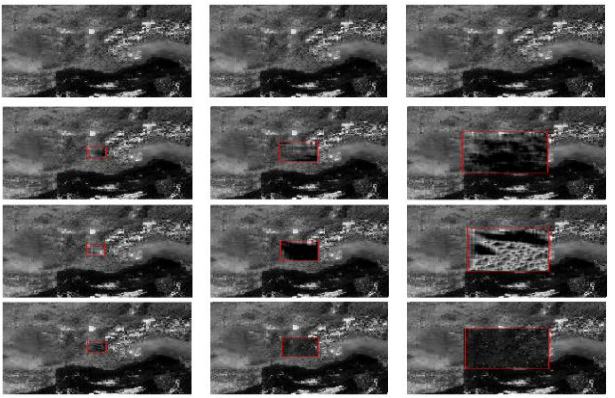
где $$diag(\bar{\rho}_{xi}) = \begin{pmatrix} \rho_{xi1} & \ldots & \ldots & 0 \\ 0 & \rho_{xi2} & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & \ldots & 0 & \rho_{xiN} \end{pmatrix}.$$

При этом процесс построчного оценивания может быть описан с помощью известных квазилинейных уравнений калмановской фильтрации:

$$\hat{\bar{x}}_{pi} = \hat{\bar{x}}_{эpi} + P_i \frac{\partial \Phi^T}{\partial \bar{x}_{pi}} V_n^{-1}\left(\bar{z}_i - \hat{\bar{x}}_{эpi}\right). \qquad (4)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Результаты восстановления с учетом (4), а также графики зависимости дисперсии ошибки от размера поврежденной области приведены на рис.4 - рис.5.



а) q=10 б) q=24 в) q=50

Рис. 4 Восстановление спутникового изображения (сверху вниз: реальное изображение, трехточечная модель восстановления, восьмиточечная модель восстановления, модель восстановления с изменяющимися параметрами).

Fig. 4. Restoration of the satellite image (from the top to the bottom: actual image, three-point restoration model, eight-point restoration model, restoration by model with variable parameters).

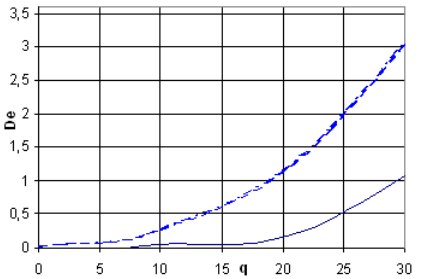


Рис. 5 Зависимость дисперсии ошибки восстановления от размера поврежденного участка для различных алгоритмов: сплошная линия – Калмановская фильтрация, штриховая – 3-точечная модель, штрихпунктирная – 8-точечная модель

Fig. 5.Restoration error variance dependence on the damaged area sizes for different algorithms: solid line - Kalman filtering, dashed - three-point restoration model, dotted - eight-point restoration model

Анализ графиков показывает, что восстановление на основе модели со сложной структурой при калмановском оценивании параметров обеспечивает выигрыш порядка 5-6 раз почти на всех размерах поврежденного

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

участка. При этом увеличение порядка модели (до 8 точек) не позволяет добиться качественного улучшения восстановления по сравнению с трехточечной моделью. Кроме того, значительное увеличение размеров поврежденного участка приводит к резкому росту дисперсии ошибки (при q>10 для 3 и 8-точечной моделей, при q>20 для фильтра Калмана, размер изображения 120x120).

Заключение

В докладе рассмотрены возможности повышения точности восстановления изображений с помощью реализации дважды стохастических случайных полей. Основное внимание уделено восстановлению участков на неоднородных изображениях. Проведен сравнительный анализ погрешностей восстановления для трех типов повреждений: участок, представленный двумя различными объектами; участок, близкий к однородному; участок, ограниченный различными структурами. Для каждого случая синтезированы алгоритмы восстановления в зависимости от начальной точки реализации сложного случайного поля. Результаты сравнения полученных алгоритмов с алгоритмами на базе авторегрессионных моделей показали, что применение моделей со сложной структурой, в частности, дважды стохастических, позволяет повысить точность восстановления для каждого из трех приведенных типов поврежденных участков (средний выигрыш по дисперсии ошибки восстановления: 6-8 раз для изображений со сложной структурой, 1,1-1,3 раза - для изображений, близких к однородным). Полученные результаты также позволяют сделать вывод о том, что правильный выбор начальной точки реализации модели приводит к наилучшему в смысле минимума дисперсии ошибки восстановлению изображения. Также повышения качества восстановления можно добиться за счет применения калмановских процедур оценивания параметров моделей. При этом достигается выигрыш для дисперсии ошибки восстановления порядка 5-6 раз вне зависимости от размеров поврежденного участка (при размерах меньше 1/6 от длины и ширины изображения).

Список литературы

[1]D.E. Dungeon and R.M. Mercereaw, Multidimensional Digital Signal Processing, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, Inc., 1984.

[2]Сейдж Э. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э. Сейдж, Дж. Мелс. — М. : Связь, 1976, 495 с.

[3] Шалыгин А.С., Палагин Ю.И. Прикладные методы статистического моделирования, Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1986. — 320 с.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[4] Woods J.W. Two-dimensional Kalman filtering //Topics in Applied Physics, Berlin, 1981, v.42, pp.155-208.

[5]K. K. Vasil'ev, V. E. Dement'ev, N. A. Andriyanov Doubly stochastic models of images // Pattern Recognition and Image Analysis, January 2015, vol. 25(1), pp. 105-110.

[6] Васильев К.К., Дементьев В.Е., Андриянов Н.А. Анализ эффективности оценивания изменяющихся параметров дважды стохастической модели // Радиотехника. 2015. № 6. С. 12-15.

[7]Vasil'ev K.K., Dement'ev V.E., Andriyanov N.A. Application of mixed models for solving the problem on restoring and estimating image parameters // Pattern Recognition and Image Analysis. 2016. vol. 26.(1). pp. 240-247.

[8] Васильев К.К., Крашенинников В.Р. Статистический анализ изображений. - Ульяновск: УлГТУ, 2014. 214 с.

[9] Ларионов И.Б. Кластеризация матриц с пропусками как метод восстановления графической информации // Математические структуры и моделирование, 2009, вып. 20, с. 97-106.

References

[1] D.E. Dungeon and R.M. Mercereaw, Multidimensional Digital Signal Processing, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, Inc., 1984.

[2]Sage E. and Mels G.[Estimation Theory and its application in communication and management]. - M: Communications, 1976, 495 p. (In Russian)

[3] Shalygin A.S., Palagin Y.I.[Applied methods of statistical modeling]. L .: Mechanical engineering. Leningrad. Dep-tion, 1986. - 320 p. (In Russian)

[4] Woods J.W. Two-dimensional Kalman filtering //Topics in Applied Physics, Berlin, 1981, v.42, pp.155-208.

[5]K.K. Vasil'ev, V. E. Dement'ev, N. A. Andriyanov Doubly stochastic models of images // Pattern Recognition and Image Analysis, January 2015, vol. 25(1), pp. 105-110.

[6] K.K. Vasiliev, V.E. Dementiev, N.A. Andriyanov [Analysis of the effectiveness evaluation of changing the parameters of a doubly stochastic model] // Radio engineering. 2015. № 6. pp. 12-15. (In Russian)

[7]Vasil'ev K.K., Dement'ev V.E., Andriyanov N.A. Application of mixed models for solving the problem on restoring and estimating image parameters // Pattern Recognition and Image Analysis. 2016. vol. 26.(1). pp. 240-247.

[8]Vasiliev K.K., Krasheninnikov V.R.[Statistical analysis of images]. - Ulyanovsk: Ulstu 2014. 214 p. (In Russian)

[9] Larionov I.B.[Clustering matrices with gaps as a method of recovery graphics] // Mathematical structure and modeling, 2009, vol. 20, p. 97-106.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Detection and imaging of moving objects using SAR

David T. Lobzhanidze[1], Vladimir V. Sazonov[1]
[1]*OJSC "Radio technical institute named after academician A.L. Mints"*
Moscow, 127083, Russian Federation
dlobzhanidze@rti-mints.ru

Abstract: *This paper gives a brief overview and comparative analysis of detection and imaging methods of moving objects by means of synthetic aperture radars (SAR). With decreasing of speed of the relative motion between SAR and observed object and objects RCS reduction, it is necessary to increase the number of channels in SAR. Multi-channel (three or more) SAR provides qualitative detection of moving objects (slow and fast) and clutter rejection. The most effectively moving target image generation provided by chirp scaling or by image processing algorithms based on keystone formatting.*

Keywords: *GMTI, Multi-channel SAR, DPCA, ATI, moving target detection, CSA, keystone formatting.*

Обнаружение и построение изображений движущихся объектов посредством РСА

[1]Лобжанидзе Д.Т., [1]Сазонов В.В.
[1]*ОАО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца»*
г. Москва, 127083, Российская Федерация
dlobzhanidze@rti-mints.ru

Аннотация: *Представлен краткий обзор и сравнительный анализ алгоритмов обнаружения и построения изображений движущихся объектов радиолокаторами синтезированной апертуры (РСА). С уменьшением скорости относительного движения «РСА-наблюдаемый объект» и ЭПР объекта необходимо увеличивать количество каналов в РСА. Наиболее эффективное построение изображений движущихся объектов обеспечивают алгоритмы обработки сигнала на основе ЛЧМ-масштабирования либо на основе кейстон-преобразования.*

Ключевые слова: Многоканальные РСА, РЛИ, режекция помехи, движущийся объект, ЛЧМ-масштабирование, кейстон-преобразование.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

На сегодняшний день обнаружение движущихся объектов осуществляется одноканальными, двухканальными и многоканальными РСА [1-3].

Алгоритмы обработки сигналов обычно подразделяют на две группы: алгоритмы обработки сигнала с учетом миграции сигнала через ячейки дальности и без учета такого эффекта [6,7]. К алгоритмам обработки сигнала без учёта миграции относят: алгоритм прямой свертки, алгоритм быстрой свертки, алгоритм гармонического анализа. К алгоритмам обработки сигнала с учетом миграции относят: алгоритм преобразования сигнала в дальностно-доплеровской области, алгоритм компенсации миграции дальности, алгоритм ЛЧМ масштабирования, алгоритм полярного преобразования и методы обработки на основе кейстон-преобразования.

Целью работы является исследование существующих методов обнаружения и построения изображений движущихся объектов посредством РСА и выбор структуры РСА, обеспечивающей эффективное обнаружение и построение изображений движущихся объектов.

2. Исследуемая модель системы обзора

Предположим, что радиолокатором на фоне подстилающей поверхности наблюдается объект, перемещающийся в воздушном пространстве. Синтезирование апертуры достигается за счет относительного движения наблюдаемого объекта и радиолокатора.

Будем считать, что наблюдаемый объект представляет собой совокупность из m блестящих точек, имеющих постоянный коэффициент отражения, не зависящий от угла обзора, ракурса, поляризации волны и других характеристик. Согласно принципу суперпозиции сигнал, отраженный от объекта, будет определяться суммарным вкладом каждой блестящей точки. В качестве зондирующего сигнала выберем линейно-частотно-модулированный (ЛЧМ) сигнал.

Сигнал, отраженный от m-ой блестящей точки наблюдаемого объекта, на входе приёмника тогда будет иметь следующий вид [6,7]:

$$\dot{S}_m(\hat{t} - t_m(t)) = S_m\big(\hat{t} - t_m(t)\big)e^{2\pi j\left[\left(f_н + K\frac{\hat{t}-t_m(t)}{2}\right)(\hat{t}-t_m(t))+\varphi_0\right]}, \quad (1)$$

где $f_н$ – частота несущей, K – скорость изменения частоты ЛЧМ сигнала, $\hat{t}$ – быстрое время, учитывающее быстроменяющиеся процессы, t – медленное время, учитывающее медленноменяющиеся процессы. S_m (t),

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$t_{\mathrm{m}}(\mathrm{t}) = \frac{2 \cdot R_m(t)}{\mathrm{c}}$ – амплитуда отраженного сигнала и время задержки фронта волны от m-ой блестящей точки, соответственно, φ_0 – начальная фаза.

Изменение амплитуды огибающей отраженного сигнала часто аппроксимируют следующим выражением:

$$S_m(t) \approx G_a(t) A_m; \qquad A_m = \sqrt{\frac{\lambda^2 P_e \sigma_m}{(4\pi)^3 {R_m}^4}}, \tag{2}$$

где $\mathrm{P_e}$, λ – пиковая мощность и длина волны зондирующего сигнала, соответственно, $\mathrm{G_a(t)}$ – коэффициент усиления (КУ) антенны, $\sigma_{\mathrm{m}}(\mathrm{t})$ – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) m-ой точки наблюдаемого объекта. ЭПР m-ой блестящей точки предполагается постоянной.

Следуя [6] получим, что фаза принятого сигнала будет иметь следующий вид:

$$\psi_m(\hat{t}, t) = \left(\frac{K}{2} \left(\hat{t} - \frac{2 \cdot R_m(t)}{\mathrm{c}} \right)^2 - f_{\mathrm{н}} \frac{4\pi}{\mathrm{c}} R_m(0) + 2\pi f_{D_{m0}} t - \pi \frac{B_{Dm}}{T_c} t^2 \right), \tag{3}$$

где $f_{D_{\mathrm{m0}}}$ – постоянная составляющая доплеровской частоты и B_{Dm} – полоса модуляции принимаемого сигнала, учитывающая длительность синтезирования апертуры [6,7]:

$$\begin{aligned} f_{D_{m0}} &= f_{\mathrm{н}} \frac{2}{\mathrm{c}} \dot{R}(0)_m, \\ B_{Dm} &= f_{\mathrm{н}} \frac{2}{\mathrm{c}} \ddot{R}(0)_m T_c, \end{aligned} \tag{4}$$

где $\dot{\mathrm{R}}(0)_m$ и $\ddot{R}(0)_m$ – скорость и ускорение относительного движения РСА и m-ой точки наблюдаемого объекта, соответственно, $\mathrm{T_c}$ – длительность синтезирования апертуры.

Таким образом, фаза (3) принимаемого сигнала состоит из двух слагаемых, первый сигнал соответствует передаваемому ЛЧМ сигналу, отраженному от m-ой блестящей точки наблюдаемого объекта, второй – соответствует ЛЧМ сигналу, являющемуся следствием относительного движения m-ой точки наблюдаемого объекта и радиолокатора.

3. Обнаружение движущихся объектов и режекция помехи

3.1 Обнаружение движущихся объектов одноканальными РСА

Обнаружение движущихся объектов одноканальными РСА подробно рассматривается в [1].

*Преимущества***:**

- простота реализации как программной, так и аппаратной части, а также высокая скорость получения результата обработки.

Недостатки:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

• отсутствие этапа режекции помехового сигнала, отраженного от подстилающей поверхности;

• проблема неоднозначности определения азимутального положения объекта;

• необходимость большого набора фильтров, учитывающих всевозможные значения $f_{D_{m0}}$ и B_{Dm}.

Ширина спектра помехи прямо пропорциональна удвоенной скорости движения носителя и обратно пропорциональна геометрическим размерам антенны [1].

Второй недостаток не позволяет точно измерить скорость движения объекта, так как скорость относительного движения зависит не только от векторной суммы скоростей РСА и наблюдаемого объекта, но и от положения объекта относительно линии пути носителя (см. формулу (4) [6]).

Современные одноканальные РСА в основном устанавливаются на малогабаритные беспилотные летательные аппараты, для которых важными параметрами являются: простота реализации, низкая стоимость и не высокие требования к вычислительным системам. Они не позволяют точно осуществить обнаружение и измерение характеристик движения низколетящих объектов, перемещающихся с малой относительной скоростью и с малым значением ЭПР на больших дальностях.

3.2 Обнаружение движущихся объектов двухканальными РСА

На текущий момент имеется два основных подхода к обнаружению движущихся объектов двухканальными РСА [3]:

• алгоритм обработки сигнала антенной решеткой со смещенными фазовыми центрами;

• алгоритм измерения продольной интерферометрической картины.

Преимущества первого метода обработки:

• высокая степень аттенюации сигнала, отраженного от подстилающей поверхности (теоретически порядка 30 [дБ] [3]), а также устранение неоднозначности определения азимутального положения объекта.

Недостатки первого метода обработки:

• необходимость выполнения требований к идентичности каналов;

• необходимость выполнения требования, которое определяет, что длительность повторения импульсов должна быть согласованна с временем пролёта носителя РСА на расстояние разнесения каналов антенны – d, $\delta t = \mathrm{T_п} = \frac{V}{d}$, где V – скорость движения носителя РСА, $\mathrm{T_п}$ – максимальный период повторения импульсов. Данное требование ограничивает

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

наибольшую однозначно определяемую относительную скорость «РСА-наблюдаемый объект».

Минимально возможная обнаруживаемая скорость относительного движения наблюдаемого объекта и РСА удовлетворяет неравенству: $v_r > \frac{\lambda}{8\delta t}$ [3].

Преимущества второго метода обработки:

- метод позволяет обнаруживать объекты, перемещающиеся с более медленной скоростью движения (минимальная обнаруживаемая скорость примерно равна $v_r > \frac{\lambda}{4\pi\delta t}$ [3]), и с малыми значениями ЭПР.
- высокая степень режекции помехи, а также устранение неоднозначности определения азимутального положения объекта.

Недостатками второго метода обработки являются:

- чувствительность к высоким уровням ложных тревог;
- ограниченность применения т.к. алгоритм позволяет обнаружить только те объекты, движение которых приводит к изменению интерферометрической картины.

Метод обнаружения движущихся объектов двухканальными РСА благодаря своим достоинствам широко применяются в современных РСА космического базирования [3,5].

3.3 Обнаружение движущихся объектов многоканальными РСА

Обнаружение движущихся объектов многоканальными РСА подробно рассматривается в работах [2,4,5].

Преимущества:

- с ростом количества каналов РСА повышается качество режекции помехи;
- для РСА с количеством каналов больше трех обеспечивается более точное определение координат наблюдаемого объекта;
- с ростом количества каналов в РСА снижается минимально обнаруживаемая скорость движения наблюдаемого объекта.

Недостатки:

- с ростом количества каналов в РСА повышаются требования к их идентичности и растёт сложность реализации системы обзора;
- с ростом количества каналов в РСА повышается вычислительная нагрузка, т.к. при обработке необходимо вычислять ковариационную матрицу помехи и проводить её обращение.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На данный момент многоканальные РСА наиболее часто применяются в воздушных системах обзора.

У одноканальных, двухканальных и многоканальных РСА на выходе соответствующих каналов обнаружения устанавливается приемник, стабилизирующий уровень ложных тревог (ПУЛТ), затем следует схема выбора максимального значения в соответствующем канале.

В соответствии с исследованиями, представленными в [6,7], наиболее эффективными алгоритмами построения изображений движущихся объектов являются: алгоритм преобразования сигнала в дальностно-доплеровской области с использованием кейстон-преобразования и алгоритм ЛЧМ-масштабирования. Наиболее качественные изображения позволяет получить алгоритм миграции дальности, но для его реализации повышаются требования к вычислительным средствам РСА.

4. Предлагаемые структуры РСА

Для обнаружения и построения изображений движущихся объектов предлагается использовать две схемы на основе многоканального РСА с применением кейстон-преобразования и с применением ЛЧМ-масштабирования.

С помощью первого подхода на первом этапе осуществляется кейстон-преобразование двумерного сигнала, позволяющее устранить миграцию сигнала, отраженного от всех движущихся объектов одновременно. Затем следует этап режекции помехи с последующей коррекцией фазы сигнала, целью которой является максимизация яркости либо минимизация энтропии выходного изображения. Преимуществом алгоритма является его универсальность. Для его реализации достаточно знать лишь порядок скорости движения наблюдаемого объекта.

С помощью второго алгоритма на первом этапе осуществляется режекция помехи в дальностно-доплеровской области, затем проводится обработка сигнала ЛЧМ-масштабированием в нескольких каналах. Количество каналов определяется предполагаемым значением относительного движения «РСА-наблюдаемый объект». Для учета всевозможных значений скорости движения объекта размерность обработки увеличивается пропорционально степени свободы относительного движения радиолокатора и наблюдаемого объекта. На выходе каждого канала используется ПУЛТ процессор, затем сигналы со всех выходов поступают на схему выбора максимального значения. Преимуществом алгоритма является его точность и математическая эффективность. Основными недостаткам яв-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ляются: многоканальность, а также зависимость размерности обработки от степени свободы относительного движения «РСА-наблюдаемый объект».

5. Заключение

Приведен обзор и сравнительный анализ наиболее распространенных алгоритмов обнаружения и построения изображений движущихся объектов. Для обнаружения низколетящих объектов, движущихся на фоне подстилающей поверхности, необходимо, чтобы РСА имел как минимум два канала. Предложены структуры РСА, позволяющие обнаруживать и проводить построения изображений движущихся объектов на основе алгоритма обработки сигналов ЛЧМ-масштабированием и кейстон-преобразованием.

Список литературы

[1] S. Barbarossa Detection an imaging of moving objects with synthetic aperture radar. Part 1. Optimal detection and parameter estimation theory // Proc. of IEEE – Radar Signal Processing. Feb. 1992. V. 139. No. 1. P. 79 - 88.

[2] J. Ward Space-Time Adaptive Processing for Airborne Radar // IEE Colloquium on Space-Time Adaptive Processing, Ref. No. 1998/241. 1998. P. 2/1–2/6.

[3] S. Chiu, C. Livingstone A Comparison of Displaced Phase Center Antenna and Along-track Interferometry Techniques for RADARSAT-2 Ground Moving Target Indication // Canadian Journal of Remote Sensing", V. 31. No. 1. 2005. P. 37-51.

[4] О.А. Карпов Оптимальные пространственно-временные алгоритмы радиолокационного картографирования в РСА с ФАР // Радиотехника. №12. 2007. С. 16-24.

[5] D. Cerutti-Maori, I. Sikaneta A Generalization of DPCA Processing for Multichannel SAR/GMTI Radars // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, V. 51, No. 1, 2013. P. 560-572.

[6] Лобжанидзе Д.Т., Сазонов В.В. Построение радиолокационных изображений движущихся объектов при синтезировании апертуры», Труды конференции: «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*-2015)», Том 3, 2015г., стр. 725-735.

[7] Лобжанидзе Д.Т., Сазонов В.В. Модификация классических алгоритмов формирования РЛИ при синтезировании апертуры для формирования изображений движущихся объектов, Труды конференции: «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*-2016)», Том 3, 2016г стр.1082-1096.

References

[4] O.A. Karpov [Optimal Space-time radar mapping algorithms in SAR with a phased array antennas] // *Radioelektronika.* №12. 2007. pp. 16-24. (In Russian).

[6] Lobzhanidze D.T., Sazonov V.V. Radar Imaging of Moving Objects by Means of SAR/ISAR Systems, RLNC*-2015, Vol. 3. 2015. pp. 725-735. (In Russian).

[7] Lobzhanidze D.T., Sazonov V.V. SAR Imaging Algorithms Modification for Imaging of Moving Objects, RLNC*-2016, Vol. 3, 2016 pp. 1082-1096 (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Adaptive restructuring response threshold detector of ultra-short pulses at subsurface probing

Anatolyi M. Bobreshov[1], Stanislav E. Neskorodov[1], Grigoriy K. Uskov[1]
[1]*Voronezh State University*
Voronezh, 394000, Russian Federation
bobreshov@phys.vsu.ru

Abstract: *The influence of the layer permittivity on the probability characteristics of receiving reflected ultrashort pulses from a layered medium is researched. There considered a model of the channel for subsurface ultra-short pulses radiolocation. The model allows antenna to radiate in pulse mode. The possibility of threshold level adaptation by the pulse energy, passed the layered medium is presented. The probability of missing a signal for each return pulse can be made constant by using threshold adaptation.*

Keywords: *ultra-wideband pulse, ultra-short pulse, ultra-wideband radiolocation, pulse radiating, ultra-short pulse receiver.*

Адаптивная перестройка порога срабатывания обнаружителя сверхкоротких импульсов при подповерхностном зондировании

[1]Бобрешов А.М., [1]Нескородов С.Е., [1]Усков Г.К.
[1]*Воронежский государственный университет*
г. Воронеж, 394000, Российская Федерация
bobreshov@phys.vsu.ru

Аннотация: *Исследуется влияние диэлектрической проницаемости слоя на вероятностные характеристики приема отраженных сверхкоротких импульсов при локации слоистой среды. Рассмотрена модель канала подповерхностной локации сверхкороткими импульсами, включающая в себя излучение антенн в импульсном режиме. Показана возможность учета изменения энергии импульса при прохождении слоистой среды путем изменения порогового уровня.*

Ключевые слова: сверхширокополосный импульс, сверхкороткий импульс, сверхширокополосная радиолокация, импульсное излучение, приемник сверхкоротких импульсов.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Задачи локации слоистых сред получили свое развитие в середине пятидесятых годов XX века в рамках работ по исследованию льда в сверхвысоких широтах и поиска полезных ископаемых. С уменьшением длительности импульсов стало возможным измерение параметров сельскохозяйственных посевов и слоев льда на реках, озерах и водохранилищах. Для повышения разрешающей способности потребовались еще более короткие импульсы, а системы на их основе нашли свое применение в приложениях охраны и гражданской обороны [1]. В начале XXI века появились радиолокаторы с разрешающей способностью до 3 см, однако их главным недостатком по настоящее время является необходимость калибровки перед каждым измерением [2]. Перспектива воплотить в жизнь достоинства сверхширокополосной импульсной радиолокации, подробно рассмотренные в [3], привлекает разработчиков аппаратуры во всем мире. В данной работе предложена модель радиолокационного канала и принцип изменения порога обнаружителя для преобразований импульса при отражении от слоев среды.

2. Модель радиолокационного канала

Рассмотрим радиоканал локатора подповерхностной слоистой среды, включающий в себя четыре слоя: слой воздуха, в котором находится РЛС на расстоянии r от трех плоскопараллельных бесконечных слоев с толщинами h_2, h_3, h_4. Импульсная радиолокационная станция имеет в своем составе генератор на диоде с накоплением заряда, описанный в [4-6], выходной сигнал которого можно рассчитать используя выражения, полученные в [7]. В данной работе для описания сверхкороткого импульса использовалась выражение, предложенное в [8], из-за простоты аналитической записи:

$$x(t) = \frac{A}{\pi}\left(\frac{t}{T}\right)^n \left[M^{m+1} e^{\frac{-Mt}{T}} - e^{\frac{-t}{T}} \right], \qquad (1)$$

где n=1, M=10, m=1. Сформированный импульс имеет форму, близкую к гауссовой и длительность T=500 пс по уровню 0.5 амплитуды. Сигнал в пространство излучается и принимается сверхширокополосной ТЕМ-рупорной антенной с диэлектрических заполнением, описанной в работах [9-10]. За счет свойств заполнения антенны можно применить приближение плоской волны к излученному сигналу, расчет распространения которого осуществляется по гибридному методу. К каждой спектральной ком-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

поненте импульсного сигнала применяются выражения для классического распространения радиоволн [11]. Такой подход позволяет упрощенно рассчитывать импульсные поля в дальней зоне антенн и уйти прямого расчета импульсного излучения, который достаточно сложен [12]. Тогда напряженность поля, падающей на границу первого и второго слоев можно записать выражением:

$$E(t)=\sum_i \frac{c\cdot\sqrt{F(w_i,\varphi,\gamma)}}{2w_i r} e^{j(\frac{2w_i}{c}r+2\chi(w_i,\varphi,\gamma))}\hat{s}_i \sin w_i t\,,$$

где c – скорость света в воздухе, $F(w_i,\varphi,\gamma)$ – коэффициент усиления излучающей антенны на циклической частоте w_i в направлении φ по азимуту, γ – по углу места, $\chi(w_i,\varphi,\gamma)$ – набег фазы в антенне, $\hat{s}_i$ – коэффициент разложения сигнала (1) в ряд Фурье. Распространение импульсного сигнала внутри плоскопараллельных слоев рассмотрено в [13]. При приеме сигнала воспользуемся подходом, аналогичным излучению. Будем считать, что $r>>h_2$, h_3.

Принятую реализацию можно записать как сумму отраженных сигналов, и первый отраженный сигнал определяется выражением:

$$y_1(t)=\sum_i \frac{c\cdot R_{12}(w_i)F(w_i,\varphi,\gamma)}{2w_i r} e^{j(\frac{2w_i}{c}r+2\chi(w_i,\varphi,\gamma))}\hat{s}_i \sin w_i t\,, \qquad (2)$$

где $R_{ij}(w_i)$ - коэффициент отражения на границе слоя i и слоя j. Примем за $T_{ij}(w_i)$ – коэффициент прохождения из i-той среды в j-тую. В общем случае $T_{ij}(w_i)\neq T_{ji}(w_i)$. Второй отраженный сигнал – отраженный от границы слоя 2 и слоя 3 записывается как:

$$y_2(t)=\sum_i \frac{c\cdot R_{23}(w_i)T_{12}(w_i)T_{21}(w_i)F(w_i,\varphi,\gamma)}{2w_i r} e^{j(\frac{2w_i}{c}r+\frac{2w_i h_2\sqrt{\varepsilon_2}}{c}+2\chi(w_i,\varphi,\gamma))}\hat{s}_i \sin w_i t\,. \quad (3)$$

По тому же принципу записывается и третий отраженный сигнал. Нетрудно заметить, что сигналы y_1 и y_2 разделены по времени длительностью двойного прохождения импульса в слое. Будем считать, что импульсный объем сигнала меньше толщины каждого из слоев.

Расчет толщины слоя и его диэлектрической проницаемости можно выполнить рекуррентно. В качестве нулевого приближения используем выражение

$$y_0(t)=\sum_i \frac{c\cdot F(w_i,\varphi,\gamma)}{2w_i r} e^{j(\frac{2w_i}{c}r+2\chi(w_i,\varphi,\gamma))}\hat{s}_i \sin w_i t\,.$$

Отметим, что в выражении (5) априорно известны все параметры. Нетрудно заметить, что отношение максимумов модулей $y_1(t)$ и $y_0(t)$ по-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

зволяет найти $R_{12}(w_i)$, далее можно вычислить ε_2, учитывая ε_1=1 (воздух). Если считать, что комплексная диэлектрическая проницаемость в слабо проводящих диэлектриках фактически совпадает с ε и не зависит от частоты, то $R_{ij}(w_i)=R_{ij}$, $T_{ij}(w_i)=T_{ij}$. Тогда максимумы будут соответствовать времени прихода каждого сигнала θ_i. Зная диэлектрическую проницаемость и время прихода отраженных сигналов $y_1(t)$ и $y_2(t)$ легко вычислить толщину слоя.

Отношение максимумов $y_2(t)$ к $y_1(t)$ записывается как

$$\frac{|y_2(\theta_2)|}{|y_1(\theta_1)|}=\frac{R_{21}T_{12}T_{21}}{R_{21}}. \qquad (4)$$

Поскольку коэффициенты, определяющие изменение сигнала на границе 1 и 2 слоев уже найдены, можно определить диэлектрическую проницаемость слоя 3. Аналогичные рассуждения можно провести и для остальных слоев среды. Определив диэлектрические проницаемости всех слоев, можно определить и их толщины. Для этого требуется обнаружить отраженный импульс. Правильное обнаружение позволит корректно определить величину максимума $|y_i(t)|$, что снизит ошибку в определении диэлектрической проницаемости и, соответственно, ошибку определения толщины слоя.

3. Адаптивная перестройка порога обнаружителя.

Перейдем к рассмотрению вероятностных характеристик приема сверхкоротких импульсов в модели канала. Теория расчета характеристик обнаружения сверхкоротких импульсов представлена в [14-15]. Пусть излучается одиночный импульс, тогда отраженный сигнал будет являться суперпозицией одиночных импульсов с разными априорно неизвестными временами прихода, прием производится на фоне ГБШ с дисперсией σ_n^2, R_{min} – минимально возможный коэффициент отражения, при котором возможно обнаружить отраженный импульс с заданной вероятностью пропуска сигнала β. Вероятность ложной тревоги α примем незначительной ($\alpha\to 0$). Проанализируем изменение порога решающего устройства с целью сохранения вероятности пропуска сигнала. Согласно [14] и с учетом $\alpha\to 0$ вероятность правильного обнаружения i-отраженного сигнала:

$$\beta_i=\Phi\left(\frac{q_i-S_{mi}}{\sigma_n}\right),$$

где $\Phi(x)$ – интеграл вероятности, q – уровень порога, а

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$S_{mi} = \max_{\theta} \int_{-\infty}^{+\infty} y_i(t-\theta_0) H(t-\theta) dt ,$$

где $H(t)$- импульсная характеристика входного фильтра, θ_0 – априорно неизвестное время прихода i-того отраженного импульса, $y_i(t)$ – i-тый отраженный импульс, определяемый выражениями (2)-(3). Так как $\beta_1=\beta_2=..=\beta$, то обозначим за X величину

$$X = \sigma_n \cdot \Phi^{-1}(\beta) ,$$

где $\Phi^{-1}(x)$ – обратная функция интеграла вероятности. Тогда

$$q_i = S_{mi} + X .$$

Проводя рассуждения аналогично (4) получаем:

$$q_1 = R_{12} S_{m0} + X ,$$

$$q_2 = T_{12} R_{12} R_{23} S_{m0} + X .$$

Аналогично для q_3, и т.д. Учтем, что в момент времени θ_1 коэффициент R_{12} неизвестен, а в момент времени θ_2 коэффициент R_{23} неизвестен, то для обеспечения нужных характеристик приема заменим R_{12} и R_{23} на R_{min}. Параметр S_{m0} вычисляется до измерений по настройке аппаратуры.

Таким образом, обнаружение отраженных импульсов происходит следующим образом – до обнаружения сигнала, отраженного от первого слоя выставляется порог q_1, при обнаружении сигнала происходит квантование реализации в момент времени θ_1, вычисляются коэффициенты R_{12} и T_{12}, T_{21}, выставляется порог q_2. Аналогичные действия проводятся и при обнаружении последующих отраженных сигналов.

4. Заключение

Таким образом, в работе рассмотрена модель радиоканала подповерхностной локации сверхкороткими импульсами. В рамках модели описание излучения сверхкоротких импульсов проведено с помощью упрощенного метода, позволяющему уйти от решения полной электродинамической задачи, но дающему неплохую сходимость. Рассмотрено отражение сверхкоротких импульсов от слоистой среды. Показано, что для сохранения вероятностных характеристик приема необходима адаптивная перестройка порога обнаружителя, которая позволяет учитывать потери энергии импульса на предыдущие отражения. Предложен алгоритм, осуществляющий требуемый операции. Практическая реализация решений возможна с применением стробоскопических методов, либо с помощью МВП (масштабно-временного преобразования).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для молодых российских ученых - докторов наук (МД-7902.2016.9) и гранта РФФИ (проект №16-42-360381р_а).

Список литературы

[1] Бугаев А.С., Ивашов С.И., Имможеев И.Я. Биорадиолокация. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2010. 396 с.

[2] Вопросы подповерхностной радиолокации. Коллективная монография / под ред. А. Ю. Гриднева. М.: Радиотехника, 2005. 416 с.

[3] Сверхширокополосные технологии в радиолокации / под ред. Д. Д. Тайлора. CRC Press, 2000. 60 с.

[4] Бобрешов А.М., Китаев Ю.И., Степкин В.А., Усков Г.К. Генерация сверхкоротких импульсных сигналов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т.14. №3. С. 103-108.

[5] Бобрешов А. М., Нескородов С. Е., Усков Г.К. Генератор сверхкоротких импульсов с одновременной накачкой заряда SRD и накопление магнитной энергии // Радиолокация, навигация, связь: XX Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 15-17 апр. 2014 г. Воронеж. 2014. Т.3. С. 1877-1882.

[6] Бобрешов А.М., Жабин А. С., Степкин В.А., Усков Г.К. Куанг Лэ Тук Генератор сверхкоротких импульсов с электронным управлением длительностью // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. №11. С. 24-28.

[7] Бобрешов А.М., Жабин А.С., Степкин В.А., Усков Г.К. Расчет генераторов субнаносекундных импульсов на основе диодов с накоплением заряда // Радиотехника. 2016. №2. С. 100-106.

[8] Стадник А.М., Ермаков Г.В. Искажения сверхширокополосных электромагнитных импульсов в атмосфере Земли // Радиотехника и электроника. 1995. Т. 40. № 7. С. 1009-1016.

[9] Ascama H.D.O.A., Hiramatsu R.K., de Oliveira A.M., Dionisio C.R.P., Kofuji S.T. Simulation and manufacturing of a miniaturized exponential UWB TEM horn antenna for UWB radar applications // J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl. 2013. V.12 No.2. P. 655-665.

[10] Бобрешов А.М., Кретов П.А., Сбитнев Н.С., Усков Г.К. Улучшение направленных свойств ТЕМ-рупора путем использования неоднородного диэлектрического заполнения между лепестками антенны // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий РЭУС-2016, Москва, 25-27 мая 2016. Москва. 2016. С. 150-153.

[11] Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. 2-е изд. пер. и доп. М.: Советское радио, 1972. 464 с.

[12] Бахрах Л.Д. Литвинов О.С. Морозов Н.Я. Перспективы разработок антенн, излучающих сверхкороткие импульсы // Антенны. 2006. т. 110. № 7. С. 85-91.

[13] Финкельштейн М.И., Мендельсон В.Л., Кутев В.А. Радиолокация слоистых земных покровов / под ред. М. И. Финкельштейнаю М.: Советское радио, 1977. 176 с.

[14] Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: Радиотехника, 2009. 288 с.

[15] Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. М.: Радио и связь, 1989. 192 с.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Bugaev A.S., Ivashov S.I., Immoreev I.Ja. *Bioradiolocation*. Moscow, Izd-vo MGTU im. N. Je. Baumana, 2010. 396 p. (In Russian).

[2] *Issues of subsurface radar*. (ed. by A. Ju. Gridnev). Moscow, Radiotekhnika, 2005, 416 p. (In Russian).

[3] James D. Taylor [ed.] *Ultra-wideband Radar Technology*. CRC Press, 2000, 60 p. (In Russian).

[4] Bobreshov A.M., Kitaev Y.I., Stepkin V.A., Uskov G.K. [Ultra-short pulse generation]. *Fizika volnovyh processov i radiotekhnicheskie sistemy*, 2011, vol. 14, no. 3, pp. 103-108/ (In Russian.)

[5] Bobreshov A.M., Neskorodov S.E., Uskov G.K. [UWB pulse generator with SRD charge pump and accumulation magnetic energy]. *Radiolocatsya, navigatsya, svyaz: XX Mezhdunarodnaja nauchno-tehnicheskaja konferencija, c. Voronezh, 15-17 apr. 2014*, Voronezh, 2014, vol. 3, pp. 1877-1882. (In Russian).

[6] Bobreshov A.M., Zhabin A.S., Stepkin V.A., Uskov G.K., Le Quang Tuc [Generator with electronic control of ultra-short pulse width]. Uspehi sovremennoi radioelektroniki, 2015, no. 11, pp. 24-28. (In Russian).

[7] Bobreshov A.M., Zhabin A.S., Stepkin V.A., Uskov G.K. [Analysis of subnanosecond pulse generator based on step recovery diode]. Radiotekhnika, 2016, no. 2, pp. 100-106. (In Russian).

[8] Stadnik A.M., Ermakov G.V. [Distortions of ultra-wideband electromagnetic pulses in the Earth's atmosphere]. *Radiotekhnika i elektronoka*, 1995, vol. 40, no. 7, pp. 1009-1016. (In Russian).

[9] Ascama H.D.O.A., Hiramatsu R.K., de Oliveira A.M., Dionisio C.R.P., Kofuji S.T. Simulation and manufacturing of a miniaturized exponential UWB TEM horn antenna for UWB radar applications. *J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl*. 2013, vol..12 no. 2, pp. 655-665.

[10] Bobreshov A.M., Kretov A.P., Sbitnev N.S., Uskov G.K. [Improving directed properties TEM mouthpiece by using inhomogeneous dielectric filling between antenna lobe]. *Radiojelektronnye ustrojstva i sistemy dlja infokommunikacionnyh tehnologij RJeUS-2016, Moskva, 25-27 may 2016*. Moscow, 2016, pp. 150-153. (In Russian).

[11] Chernyj F.B. *Propagation of radio waves. 2-e izd. per. i dop*. Moscow, Sovetskoe radio, 1972, 464 p. (In Russian).

[12] Bakhrakh L.D., Litvinov O.S., Morozov N. Ya. [The Outlook of an Antenna Development Radiating of Ultra Short Pulses]. *Antenny*, 2006, vol. 110, no. 7, pp. 85-91. (In Russian).

[13] Finkel'shtejn M.I., Mendel'son V.L., Kutev V.A. *Radiolocation layered earth covers*. (ed. by M.I. Finkel'shtejn). Moscow, Sovetskoe radio, 1977, 176 p. (In Russian).

[14] Radzievskij V.G., Trifonov P.A. *Processing of ultra-wideband signals and noise*. Moscow, Radiotekhnika, 2009, 288 p. (In Russian).

[15] Astanin L.Ju., Kostylev A.A. *Fundamentals of ultrawideband radar measurements*. Moscow, Radio i svjaz', 1989. 192 p.

Acknowledgements

The paper was conducted in the framework of the Grant of the President of Russian Federation for state support of young scientists - doctors (MD-7902.2016.9) and projects of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-42-360381r_a.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Аппаратно-программное моделирование произвольных фоно-целевых обстановок для испытаний радиолокаторов с синтезированной апертурой

Лепёхина Т.А., Николаев В.И.
Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»
г. Москва, 121170, Российская Федерация
vnikolaev65@inbox.ru

Аннотация: *Предложены методы аппаратно-программной имитации отражённых сигналов для моделирования произвольных фоно-целевых обстановок в качестве испытательных входных воздействий для проверок и отработки радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА). Рассмотрены особенности аппаратной реализации активного транспондера.*

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, радиоголограмма, активный транспондер, имитационное и полунатурное моделирование, фоно-целевая обстановка.

1. Введение

В связи с расширением режимов и функций современных радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) имитационное и полунатурное моделирование находит всё более широкое применение как одно из важнейших средств отработки и наземных испытаний радиолокационных комплексов и их составных частей на всех этапах жизненного цикла. Неотъемлемой частью РСА является подсистема цифровой обработки радиоголограмм, а также радиолокационных изображений (РЛИ). При разработке этих аппаратно-программных средств трудно обойтись без их отладки по образцам цифровых радиоголограмм (ЦРГ), максимально приближенным к результатам реальной съёмки, что даёт возможность оптимизировать выбор элементной базы, архитектуры процессора и алгоритмов, заложенных в основу встроенного программного обеспечения.

На этапе лётных испытаний и валидации моделирование фоно-целевых обстановок (ФЦО) с требуемыми характеристиками выполняется с помощью активного транспондера (АТ) [1], который целесообразно использовать также при отработке бистатического и мультистатических режимов радиолокационной съёмки.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Методы аппаратно-программной имитации отражённых сигналов и их реализация

Простейшим методом активной имитации одиночной точечной цели, находящейся на траверсе траектории носителя, является приём зондирующего сигнала радиолокатора и его обратная передача с помощью активного транспондера [2]. Для имитации группы точечных целей преобразование зондирующего сигнала (ЗС) выполняется в режиме реального времени параллельно в нескольких каналах с добавлением задержек и доплеровских сдвигов частоты, однако для проверки радиометрических характеристик РСА и функций системы обработки радиолокационных изображений по распознаванию природных фонов требуется имитация не только дискретных, но и поверхностно-распределённых целей (ПРЦ).

Для иллюстрации принципа моделирования испытательных воздействий следует привести краткое математическое описание процесса съёмки объектов произвольного вида с помощью РСА.

Объект съёмки (фоно-целевая обстановка) описывается как двумерное поле комплексного коэффициента обратного рассеяния

$$\dot{s}(x,r) = \sqrt{\sigma_0(x,r)} \cdot e^{i\varphi(x,r)}, \qquad (1)$$

где σ_0 – удельная эффективная площадь рассеяния элемента снимаемой поверхности, φ – сдвиг начальной фазы отражённого сигнала.

Формирование отражённого сигнала (ОС) является результатом трёх процессов:

1) генерации зондирующего сигнала как последовательности модулированных импульсов $\dot{u}_{snd}(t,\tau)$, где τ – «быстрое» время (аргумент комплексных функций, описывающих законы внутриимпульсной модуляции зондирующего и отражённого сигналов), t – «медленное» время, в котором описывается движение носителя;

2) отражения ЗС от каждого элемента ФЦО с комплексным коэффициентом рассеяния $\dot{s}(x,r)$;

3) формирования отражённого сигнала как суперпозиции элементарных отражённых сигналов с учётом суммарных задержек распространения ЗС и парциальных ОС на линиях вниз и вверх. Такая суперпозиция может быть представлена в виде свёртки комплексной огибающей зондирующего импульса с некоторой импульсной характеристикой

$$\dot{u}_{tr}(t,\tau) = \dot{u}_{snd}(t,\tau') * \dot{h}_{tr}(t,\tau-\tau'), \qquad (2)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где $\dot{h}_{tr}(t,\tau') = \sum_{m=1}^{N} L_m^2(t) \cdot e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}\rho(t,x_m,y_m,z_m)} \cdot \dot{s}_m \delta\left(\tau' - \frac{2\rho(t,x_m,y_m,z_m)}{c}\right)$, (3)

ρ – расстояние между фазовым центром антенны и m-ым элементарным отражателем в момент «медленного» времени t. Отражённый сигнал $\dot{u}_{tr}(t,\tau)$ может быть имитирован с помощью аппаратно-программного фильтра, имеющего импульсную характеристику $\dot{h}_{tr}(t,\tau')$ вида (3). Требуемая фильтрация осуществляется с помощью устройства имитации и регистрации сигналов (УИРС) совместно с системой формирования исходных данных [1].

Система формирования исходных данных осуществляет:

1) моделирование цели требуемого вида, описываемой (1);

2) расчёт закона изменения расстояния до каждого элемента цели как функции от «медленного» времени t и «быстрого» времени τ по известному закону движения носителя РСА;

3) расчёт законов изменения фазы как функции от (t,τ), амплитуды и задержки огибающей как функций от t отражённого сигнала для каждого элемента цели; расчёт семейства импульсных характеристик цифрового фильтра (3) для формирования имитированного отражённого сигнала (2);

4) вычисление построчной свёртки цифровой копии зондирующего сигнала (серии зондирующих импульсов), записанной с помощью АЦП УИРС, с предварительно рассчитанными импульсными характеристиками цифрового фильтра.

3. Аппаратная реализация УИРС

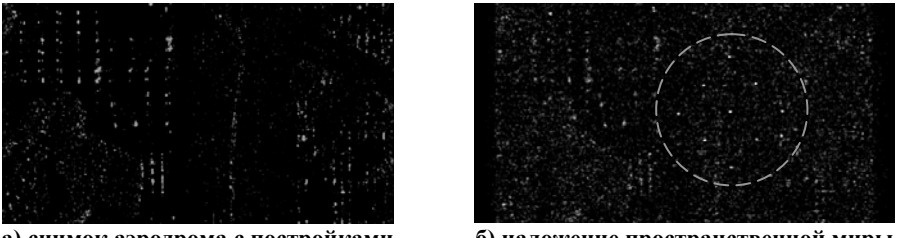
Основными элементами УИРС являются цифровые устройства генерации и регистрации сигналов. Для их объединения в систему необходимо обеспечение ряда дополнительных требований: 1) возможность загрузки и считывания данных оцифрованных сигналов в режиме стриминга; 2) симметричная схема преобразования сигналов в каналах приёма и передачи, при этом оба канала должны синхронизироваться от единых источников тактового сигнала и гетеродина; 3) объём накопителя цифровой информации, достаточный для временного хранения принятого зондирующего сигнала и заранее сформированной модели отражённого сигнала, соответствующей наиболее продолжительному сеансу; 4) возможность записи и считывания данных в импульсном (сегментированном) режиме с сохранением фазовой когерентности и временной синхронизации сигналов на

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

приём и передачу. Комплект аппаратуры УИРС разработан на основе стандарта PXIe и имеет полосу пропускания 200 МГц. Система помещена в амортизированный пылевлагозащищённый корпус для использования на автомобиле, летательном аппарате или во временном сооружении.

4. Экспериментальные результаты

Авторами проводились эксперименты по имитационному и полунатурному моделированию фоно-целевых обстановок для отработки алгоритмов моделирования и сжатия радиоголограмм.



а) снимок аэродрома с постройками **б) наложение пространственной миры**

Рис.1 – Результат моделирования ФЦО с использованием имеющегося снимка

В качестве примера имитационного моделирования ФЦО на рис. 1 приведен результат комбинирования модели многоточечной миры для определения пространственного разрешения РСА по методике, разработанной для программы «Открытое небо», и имеющегося радиолокационного снимка аэродрома с расположенными на нём постройками. Разработанное программное обеспечение позволяет выделить на РЛИ многоточечную миру и определить пространственное разрешение в координатах, привязанных к местности.

С использованием УИРС, содержащего генератор сигналов произвольной формы и высокоскоростной АЦП [1], проведено моделирование радиоголограмм для 10-точечной пространственной миры и специально разработанного тестового участка для определения радиометрической разрешающей способности [3]. В эксперименте был использован технологический комплект космического РСА «Кондор-Э», идентичный аппаратуре запущенного впоследствии радиолокатора. Результаты предварительной оценки сквозных характеристик были подтверждены во время лётных испытаний.

Таким образом, по результатам анализа особенностей устройства цифровой имитации и регистрации широкополосных радиосигналов, оп-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ределяющих достижимые характеристики проверяемых режимов съёмки в РСА и параметры имитируемых фоно-целевых обстановок, выработаны требования к аппаратуре и программному обеспечению активного транспондера, который в дальнейшем предполагается использовать для испытаний перспективных РСА на всех этапах жизненного цикла.

6. Заключение

Предложенные методы и их аппаратно-программная реализация позволяют имитировать фоно-целевые обстановки, необходимые для подтверждения пространственного разрешения и радиометрических характеристик РСА при наземной отработке, лётных и валидационных испытаниях, а также могут быть использованы для отладки программно-аппаратного обеспечения бортовых устройств обработки ЦРГ и анализа радиолокационных изображений.

Выбранная аппаратная реализация устройства имитации и регистрации сигналов имеет открытую архитектуру и допускает наращивание конфигурации применительно к решению разнообразных задач, возникающих при разработке перспективных систем РСА. Имеется возможность дополнения устройства одним или несколькими приёмными каналами для отработки двухполяризационных режимов съёмки и режимов селекции движущихся целей.

Устройство может быть использовано в составе активного транспондера. В отличие от большинства аналогов, предложенная конфигурация аппаратно-программных средств поддерживает ретрансляцию сигналов в режиме реального времени с возможностью цифровой фильтрации, а также воспроизведение и запись сигналов в непрерывном режиме в течение длительного времени.

Список литературы

[1] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Разработка и особенности использования активного транспондера для наземных и лётных испытаний, калибровки и валидации космических РСА // Информационно-измерительные и управляющие системы, 2014, №3.

[2] Jirousek M, Döring B.J, Looser P., Schwerdt M. Linearity Measurements of an Accurate Transponder for Calibrating Future Spaceborne SAR Systems // Proc. of 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar Conference EUSAR 2012, pp. 67-70.

[3] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Определение пространственного разрешения и радиометрических характеристик космических радиолокаторов с синтезированной апертурой методом цифровой имитации отражённых сигналов // Материалы Международной научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС-2014)». М.: МНТОРЭС им. А.С.Попова, 2014.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The comparative analyze of implementation methods of the terrain identification algorithm

Artem K. Sorokin, Vladimir G. Vazhenin
Ural Federal University n.a. B.N. Yeltsin
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
sorokinak@urfu.ru

Abstract: *The implementation methods of the terrain identification and the identification algorithms of the lengthened objects are presented in this paper. The base of the algorithm is the comparison of the reflected signal magnitude distributions, one of them is pattern distribution, which characteristics are known, and other is current distribution, which we want to compare with the pattern. In this paper presented two possibility of the algorithm realization: for the unsharpened and sharpened exposure spot. For the case of the sharpened exposure spot some realization variants are suggested, which allows to obtain additional information about the terrain type. It is suggested the sequence of these variants for increasing the information volume.*

Keywords: *signal processing, autonomous navigation, pulse radar altimeter.*

Сравнительный анализ способов реализации алгоритма идентификации типа подстилающих поверхностей

Сорокин А.К., Важенин В.Г.
Уральский федеральный университет им. Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
sorokinak@urfu.ru

Аннотация: *В статье рассмотрены способы реализации алгоритма идентификации типа подстилающей поверхности и протяженных объектов в их составе. В основе алгоритмов лежит сравнение распределений амплитуды отраженного сигнала, одно из которых представляет собой эталонное распределение с заранее известным типом подстилающей поверхности, другое – проверяемое распределение. Рассмотрены два способа реализации: для необуженного пятна облучения и обуженного. Для случая обуженного пятна облучения предложены вариации, позволяющие получить дополнительную информацию о типе подстилающей поверхности. Предлагается последовательность применения рассмотренных способов реализации с целью увеличения объема информации.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: обработка сигналов, автономная навигация, импульсный радиовысотомер.

1. Введение

В рамках более ранних работ [1, 2] исследовался алгоритм обнаружения границ подстилающих поверхностей средствами типового импульсного радиовысотомера в качестве датчика с несущей длиной волны 7 см, основное внимание было уделено практической составляющей реализации. В данной работе приведена систематизация разработанных алгоритмов с указанием их особенностей.

2. Стандартный алгоритм идентификации типа подстилающих поверхностей

В качестве исходных данных используются значения амплитуды отраженного сигнала. Как показано в [3, 4], амплитуда отраженного сигнала в большинстве случаев распределена по закону Рэлея, но в процессе смены типа подстилающей поверхности, задача обнаружения и идентификации подстилающей поверхности становится нестационарной и алгоритм обработки должен позволять решать задачу, не зависимо от закона распределения. Поскольку алгоритм работает только с распределениями амплитуд отраженного сигнала, далее, будем распределения амплитуд отраженного сигнала называть распределением. Также определим эталонное распределение, как распределение амплитуд отраженного сигнала, соответствующее типовой подстилающей поверхности. Эталоны объединены в базу эталонов. Другое распределение, которое необходимо сопоставить с типом подстилающей поверхности, определим как текущее. Задача обнаружения и идентификации типового протяженного объекта состоит из следующих этапов:

I. Определение пар типов подстилающих поверхностей, средняя вероятность общей ошибки различения которых не превышает заданный уровень;
II. Определение типа поверхности, которому соответствует проверяемая выборка значений амплитуды отраженного сигнала;
III. Определение момента пересечения границы между подстилающими поверхностями разного типа;
IV. Определение последовательности видов протяженных объектов по моментам пересечения границ типовых подстилающих поверхностей.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

I. На первом этапе из множества пар выбирались такие, которые потенциально могут быть обнаружены алгоритмом. Определим решающее правило. Для каждой пары подстилающих поверхностей поставим в соответствие пару функций $f_{j,l}(x)$, представляющих распределения эталона и текущего распределения. Предварительный отбор потенциальных пар осуществляется по контрасту и ширине ДОР в соответствии с [2]. В каждом случае необходимо оценить вероятность правильного различения ($P_{\text{пр.разл.}}$), что эквивалентно оценке общей ошибки $\gamma = \alpha + \beta$, где $P_{\text{пр.разл.}} = 1 - \gamma$. Также необходимо задать пороговое значение ошибки, превышение которого приводит к решению о невозможности различения. Порог обозначим Υ (Если вероятность мала, может быть принято решение о невозможности различения данного сочетания подстилающих поверхностей (например, $\Upsilon = 0,5$ обозначает, что $P_{\text{пр.разл.}} > 0,5$, иначе отвергаем данное сочетание). Здесь α – ошибка I-го рода; β – ошибка II-го рода. Минимальная ошибка γ обеспечивается в соответствии с критерием идеального наблюдателя (минимума общей ошибки). Тогда для решающего правила ($\Phi_{1...N}$ – решение о типе подстилающей поверхности)

$$\Phi_{1..N} = \int_{-\infty}^{\infty} \min\left(f_j(x); f_l(x)\right) dx \tag{1}$$

Критерий Λ, дополнив требованием удовлетворения минимальному уровню вероятности правильного различения, запишем как:

$$\Lambda = \begin{cases} \min\left[\Phi_{1..N}\right], \text{если} \min\left[\Phi_{1..N}\right] > \Upsilon \\ \varnothing, \text{если } \min\left[\Phi_{1..N}\right] \le \Upsilon \end{cases} \tag{2}$$

II. Второй этап заключался в определении типа поверхности, которому соответствует проверяемая выборка значений амплитуды отраженного сигнала. Для этого необходимо оценить «вероятность совпадения» $f_{j,l}(x)$ попарно.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Решающее правило $\Phi_{1..N} = \int_{-\infty}^{\infty} \min\left(f_{\ j}(x); f_l(x) \right) dx$

И критерий соответственно $\Lambda = \max\left[\Phi_{1..N} \right]$

III. Поскольку решение принимается в режиме реального времени, то введем дополнительное измерение t для решения $\Phi_k(t)$, найденного на этапе II. Здесь t – время, либо номер отсчета (в случае последовательности отсчетов, не привязанной ко времени $t \in [0; Q - M + 1]$, но ограниченной размерности). В случае смены типовой поверхности $\Phi_k(t) \neq \Phi_m(t_i + t_{i+1})$, принимается решение о наличии границы. Т.е. решение о смене типа подстилающей поверхности принимается по минимуму функции апостериорной вероятности. Здесь t_{i+1} – следующее значение времени (или следующий отсчет), Φ_m – решение, отличное от решения Φ_k. Участки подстилающей поверхности, на которых принято решение $\Phi_{k \in [1;N]}$ объединим в последовательность диаграмм следующего вида:

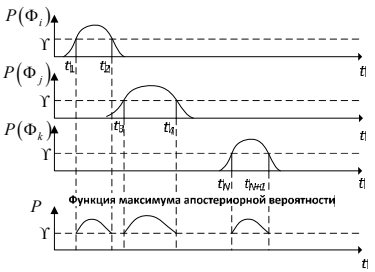


Рис. 1. Процесс формирования функции максимума апостериорной вероятности

Fig. 1. The forming process of the maximum a posteriori function

На рис. 1 обозначено $t_{1,..N+1}$ – отметки времени, в которые фиксируется смена решения; $\Phi_{i,j,k}$ – различные решения о наличии типовых подстилающих поверхностей.

IV. На четвертом этапе принимается решение о виде протяженных объектов на маршруте (полагаем, что существует два вида объектов: полоса и граница). Геометрически решение о типе объекта принимается на основе сравнения размера протяженного объекта с шириной пятна облучения, для удобства вместо линейных размеров используется временной эк-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

вивалент. Обозначим $f(x,t)$ – изменяющаяся во времени функция $f(x)$; T_0 – время пролета пятна облучения; Δt_k – интервал времени, на котором принято решение Φ_k (см. рис. 3); Φ_k – выбранное на II-м этапе решение.

Решение о типе объекта (3) принимается на основе сравнения интервалов Δt (например для Φ_i имеем $\Delta t_i = t_2 - t_1$, аналогично для других решений).

$$\Gamma = \begin{cases} \mu, \text{если } \Delta t \le T_0 \\ \eta, \text{если } \Delta t > T_0 \end{cases} \quad (3)$$

Здесь Γ – решение о типе протяженного объекта; μ – решение о том, что обнаружена полоса; η – решение о том, что обнаружена граница.

Результаты натурных испытаний [3] показали, что в типовых условиях применения обеспечивается обнаружение «воды» в 44% случаев, «леса» – 27% (поскольку «лес» – существенно неоднородная подстилающая поверхность), «луг» – 63%, и «поле» – 43%.

3. Способы повышения информативности алгоритма идентификации

В описанном выше алгоритме идентификации не определялся источник информации об амплитудах отраженного сигнала. Полагается, что отраженный сигнал принимается от всего пятна облучения, но данный алгоритм может быть модифицирован путем сужения пятна облучения. Стандартным способом сужением пятна облучения является доплеровская фильтрация. В [2] были показаны преимущества, которые дает использование доплеровской фильтрации. При этом, применение ДФ позволяет повысить вероятность обнаружения узких ПО (ширина ПО<1/4 ширины пятна облучения) типа «вода» на 15%, но при этом снижается вероятность обнаружения объектов типа «поле» и «луг», поскольку эти типы подстилающих поверхностей обладают широкой ДОР, что приводит к снижению вклада поверхностей данного типа в отраженный сигнал. Доплеровская фильтрация, в свою очередь может быть реализована несколькими способами. Здесь рассмотрен вариант многополосной доплеровской фильтрации (МДФ), представляющий собой вариант доплеровской фильтрации с одновременным анализом сигналов, отраженных сразу от множества доплеровских полос. МДФ может быть реализована с применением набора полосовых фильтров. Свойства полосовых фильтров определяются необхо-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

димой разрешающей способностью (количеством полос), уровнем помехи и количеством некоррелированных отсчетов сигнала за время пролета половины ширины полосы доплеровского фильтра с минимальной шириной. Преимущество МДФ по отношению к рассмотренному ранее алгоритму заключается в возможности более точного учета свойств отраженного сигнала. Как показано на рис. 3, МДФ позволяет идентифицировать протяженный объект типа «полоса» с большей вероятностью, чем однополосная ДФ.

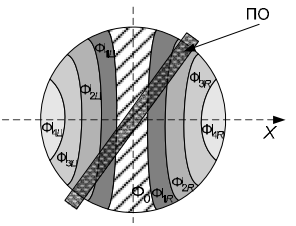


Рис. 2. Многополосная доплеровская фильтрация: $\Phi_{0-4(LR)}$ – полосовые фильтры

Fig. 2. The multi bands Doppler filtration: $\Phi_{0-4(LR)}$ – the filter's bands

Недостаток заключается в возрастании помехи и необходимости значительного количества накоплений отраженного сигнала. В силу малого количества независимых отсчетов в полосе доплеровского фильтра для диапазона λ=7 см (интервал корреляции $\lambda/2$=3,5 см) с целью исключения ложных срабатываний данный алгоритм не рассматривался в качестве основного. Но алгоритм МДФ может быть успешно применен в случае миллиметровых длин волн, когда интервал корреляции между волнами значительно меньше, что позволяет обеспечить большое число независимых накоплений.

В целом, рекомендуется проводить как типовую обработку, так и ДФ для повышения вероятности правильного обнаружения. Применение МДФ требует дальнейших исследований.

4. Заключение

Были получены следующие значимые результаты:

1. Показаны особенности применения последовательности решающих правил для реализации алгоритма идентификации протяженных объектов на подстилающей поверхности.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2. Разработана последовательность применения алгоритмов для идентификации протяженных объектов на подстилающей поверхности. Рассматривались следующие алгоритмы: применение алгоритма идентификации при необуженном пятне облучения и применение доплеровской фильтрации нескольких видов: однополосная и многополосная. Показано, что лучшие результаты можно получить последовательным применением рассмотренных алгоритмов. Наиболее просто можно реализовать последовательное применение однополосной доплеровской фильтрации и необуженного пятна облучения, что позволяет повысить процент обнаружения узких объектов типа «вода» на 20%.

References

[1] Sorokin, A. K. Algorithm of Border Detection of Underlying Surfaces by Pulse Altimeter Signal / A. K. Sorokin, V. G. Vazhenin // 2014 IEEE International Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA) Proceeding. Antibes, Juan-les-Pins, France. – 2014. – Pp. NMMS2.1.

[2] 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.

[3] Skolnik M. I.,"Radar Handbook", Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008. 1351p.

[4] Ulaby F. T. Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain. ARTECH HOUSE, 1989. 358p.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

About some electrical characteristics of the atmosphere in the areas of large fires and atmospheric-ionospheric interaction

Alexander M. Gokov

Kharkiv National University of Economics n.a. Semen Kuznets
Kharkiv, 61166, Ukraine
amg_1955@mail.ru

Abstract: *Considered the main characteristics of large fires. The formulas for estimating disturbances of the electrical characteristics of the surface layer of the atmosphere, based on the volume distribution model average mass concentration of smoke aerosol is given. Presented a possible model of atmospheric-ionospheric interactions. Briefly analyzed the main mechanisms of transmission the disturbances from the lower atmosphere into the ionosphere and magnetosphere. The possible ecological effects are considered.*

Keywords: *fires, the atmosphere, the ionosphere, the electrical characteristics of the atmosphere, model of atmospheric-ionospheric interaction, environmental effects.*

О некоторых электрических характеристиках атмосферы в районах крупных пожаров и атмосферно-ионосферном взаимодействии

Гоков А.М.

Харьковский национальный экономический университет имени Семена Кузнеца
г. Харьков, 61166, Украина
amg_1955@mail.ru

Аннотация: *Рассмотрены основные характеристики больших пожаров, на основе модели объемного распределения средней массовой концентрации дымового аэрозоля приведены формулы для оценки возмущений электрических характеристик приземного слоя атмосферы. Представлена возможная модель атмосферно-ионосферного взаимодействия, кратко проанализированы основные механизмы передачи возмущений из нижней атмосферы в ионосферу и магнитосферу, рассмотрены возможные экологические эффекты.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: пожары, атмосфера, ионосфера, электрические характеристики атмосферы, модель атмосферно-ионосферного взаимодействия, экологические эффекты.

1. Введение

Крупные пожары различного происхождения часто имеют место на нашей планете, охватывают большие площади и временные интервалы. Они оказывают не только огромный экологический ущерб, но и сильно модифицируют приземную атмосферу, существенно изменяют ее электрические характеристики, вызывают ряд волновых процессов. Волновые возмущения, в свою очередь, вызывают заметные и характерные изменения в ионосферном электричестве на высотах 50 – 80 км, что приводит к модификации ионосферной плазмы на этих высотах и, вероятно, выше, нарушению радиосвязи и ряду других проблем. В результате пожаров у поверхности Земли образуется плотный слой с большим не скомпенсированным зарядом, что приводит к формированию ионизированного слоя у поверхности Земли на площадях в десятки квадратных километров и толщиной в десятки-сотни метров и больше. Возможное влияние крупных пожаров на нижнюю ионосферу исследовано мало. Известно, что большие пожары сопровождаются генерацией акустического излучения в широком диапазоне частот [1]. Пульсирующие огненные факелы в районе пожара генерируют шумовое электромагнитное излучение в диапазоне частот ~1 Гц – 100 МГц с неравномерным спектром, в котором выделены спектральные составляющие. В результате преобразования энергии атмосферного электрического поля в энергию низкочастотного электромагнитного излучения возможны генерация или усиление излучения в низкочастотной части радиодиапазона. Также уже установлено, что часто при сильных ветрах, грозах, пылевых бурях и протяженных пожарах напряженность электрического поля в регионах может достигать 1000 В/м и более. В работе представлена возможная модель атмосферно-ионосферного взаимодействия, кратко проанализированы основные механизмы передачи возмущений из нижней атмосферы в ионосферу и магнитосферу

2. Модель атмосферно-ионосферного взаимодействия

Модель объемного распределения средней массовой концентрации дымового аэрозоля $<M>(x,y,z)$ с униполярным зарядом может быть построена на основе предположения, что распределение вещества по трем направлениям в зоне пожара происходит независимо по нормальному зако-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ну. Начало прямоугольной декартовой системы координат находится в условной середине линии пожара (ось OY); направление среднего ветра совпадает с положительным направлением оси OX, ось OZ - вертикальна к поверхности Земли. Зона плазмы (горения), как правило, занимает меньшую площадь, чем объемная зона аэрозоля, и потому, как основной источник рассматривается модификация атмосферного электричества условно равномерно пространственно распределенным дымовым аэрозолем. Рассеяние аэрозоля по вертикали рассматривается как бы в безграничном пространстве. Эволюция дымового шлейфа в модели обусловливается в основном турбулентными характеристиками атмосферы. Распределение объемного заряда аэрозоля $\rho(x,y,z)$ может быть получено из формулы для распределения $<M>(x,y,z)$. По известному распределению $\rho(x,y,z)$ можно рассчитать напряженность электрического поля $E(x,y,z)$ в произвольной точке пространства, окружающего дымовой шлейф пожара. Вблизи поверхности Земли силовые линии электростатического поля E имеют преимущественно нормальную составляющую E_z и тогда уравнение для $E_z(x_1)$, пригодное для проведения оценок, может быть представлено в виде:

$$E_z(x_1) = 4\rho_0(x_1)^2 \int_{x_1/2}^{3x_1/2} \frac{1}{x} \ln\left[\left(\frac{1+\sqrt{4A/\sigma_y^2(x)}}{1+\sqrt{4B/\sigma_y^2(x)}}\right)\sqrt{B/A}\right] dx, \qquad (1)$$

где $A = (x-x_1)^2 + (z^*+\sigma_z/2)^2$, $\quad B = (x-x_1)^2 + (z^*-\sigma_z/2)^2$.

Оценки показали, что для дымовых шлейфов пожаров, охватывающих эффективный объем $V \sim 5\times10^{10}$ м^3, максимальное отклонение градиента потенциала электрического поля атмосферы от фоновых значений составляет ± 10 кВ/м, что сравнимо с его изменениями во время пылевых бурь [2]. Уравнение (1) позволяет сделать оценки E_z: для $x_1 = 1$м $E_z \approx \cdot 10^3$ В/м, для x_1= 100 м – $E_z \approx 10^2$ В/м. Полученная оценка возмущений E_z сравнима с экспериментально полученными изменениями E_z перед землетрясениями (см., напр., [3]).

Вопрос передачи возмущений из нижней атмосферы в ионосферу и магнитосферу изучен мало. Рассмотрим кратко основные механизмы.

Возмущения вертикального электростатического поля. В [4] выполнен расчет проникновения в ионосферу электрического поля, генериру-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

мого локальной областью сейсмического источника в приземном слое атмосферы и показано, что эффективность проникновения поля сильно зависит от размера области локализации вертикального поля. Напряженность электрического поля на ионосферных высотах имеет заметное значение (0,3 – 0,7 В/м) только для источников с характерным размером более примерно 100 км при условии, что в эпицентре величина $|E_z| \approx 10^3$ В/м. Как видно из приведенных выше оценок, выполненных по формуле (1), такие поля могут быть реальными в зоне большого пожара и поэтому рассмотренный источник может приводить к изменениям напряженности поля на ионосферных высотах.

Изменения плотности атмосферного газа. Известно, что большие пожары сопровождаются генерацией акустического излучения в широком диапазоне частот, суммарная мощность которого возрастает в сотни раз по сравнению с невозмущенной условиями. Изменения плотности атмосферного газа у поверхности Земли в регионе пожара эффективно инициируют перенос возмущений из нижней части атмосферы в верхнюю на ионосферные высоты, где в результате взаимодействия с магнитоактивной плазмой происходит трансформация их в волны различных типов. Акустические эффекты в результате пожаров могут иметь не только локальные последствия, поскольку при распространении вверх волны диссипируют на высотах 100 – 250 км и меняют динамический режим средней и верхней атмосфер.

Возмущения параметров глобального электрической цепи. Пожары существенно изменяют электрические свойства приземной атмосферы. Проводимость огненного факела и горячего воздуха над ним значительно выше, чем вне очага пожара. Большая пространственная длина очага пожара приводит к заметному увеличению тока проводимости в возмущенных областях атмосферы. Поэтому передача возмущений в ионосферу может осуществляться также в результате возмущения параметров глобальной электрической цепи (см., напр., [5]). Характерное время, очевидно, может составлять ~ 10^3–10^4 с. Атмосферно-ионосферное электрическое взаимодействие в области больших пожаров будем рассматривать по методике [5]. Она основана на представлении мезосферы в качестве активного элемента глобальной атмосферной электрической цепи. Рост на один-два порядка тропосферной проводимости над регионом посредством тропосферного-мезосферних электрических связей приводит к падению напряженности мезосферного электрического поля и соответствующее изменение проводимости мезосферы, что может приводить к быстрой смене

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

условий распространения радиоволн в нижней ионосфере над регионом пожара. Значительное изменение электрического потенциала в мезосфере над районом пожара может вызвать изменение разницы мезосферних потенциалов между регионом пожара и удаленным районом наблюдения поэтому возможно развитие возмущений мезосферной плазмы и над районом наблюдения, которые могут регистрироваться радиофизическими методами [5].

3. Экологические эффекты

Под экологическими эффектами, как правило, понимаются заметные отклонения параметров среды от естественных невозмущенных значений, которые оказывают отрицательное воздействие на флору и фауну планеты. Здесь особенно нужно отметить, что условия крупных пожаров характеризуются относительной долговременностью факторов, воздействующих на среду обитания. Экологические последствия крупных пожаров связаны с: 1) массовыми выбросами в приземную атмосферу продуктов горения (дыма и сажи); 2) изменениями приземного атмосферного электрического поля и 3) генерацией и усилением электромагнитных и акустических волновых процессов. Рассмотрим кратко влияние перечисленных факторов.

Выбросы в атмосферу продуктов горения. Наиболее существенные экологические последствия связаны с выбросами пыли, дыма и сажи, которые экранируют солнечное излучение. Сильные пожары в регионе, создавая мощную вертикальную тягу, способствуют проникновению аэрозолей до высот стратосферы на большой площади, что приводит к сильному рассеянию и поглощению солнечного излучения. При этом образуется мощный поглощающий (экранирующий) слой. Масса аэрозолей может составлять ~ 10 – 100 кт. Время нахождения аэрозолей в стратосфере составляет десятки суток, что приводит к значительным экологическим последствиям. Важным является факт возможности стимуляции вторичных, значительно более энергичных, процессов. Они связаны с рассеянием аэрозолями и поглощением сажей солнечного излучения. Энергия вторичных процессов на 3 ÷ 5 порядков превосходит энергию первичного источника. Возникающие возмущения распространяются на расстояния ~ 1000 км и охватывают, по-видимому, кроме нижней атмосферы, ионосферу и магнитосферу [6]. В результате экранирования солнечного излучения земная поверхность недополучит, например, за 10 суток пожара около 10^{23}Дж энергии. Примерно такая же энергия выделится в атмосфере. Такие нарушения энергетического баланса имеют заметное значение для земной по-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

верхности и для атмосферы. Важно, что проявление экологических последствий будет заметным (и часто существенным и необратимым) далеко за пределами зоны пожара и в течение длительного времени после него.

Изменения приземного атмосферного электрического поля. Изменения приземного атмосферного электрического поля в регионе крупного пожара будут приводить к изменениям проводимости слоя атмосферы вблизи поверхности Земли на значительной площади. Поскольку этот слой атмосферы имеет наибольшее сопротивление в глобальной электрической цепи, то будут иметь место возмущения электрических параметров этой цепи, которые приведут к ряду вторичных процессов в атмосфере, ионосфере и магнитосфере Земли [4, 6]. Последние, в свою очередь, влияют на околоземную среду в глобальных масштабах. Не исключено, что их влияние на среду обитания может быть существенным.

Генерация и усиление электромагнитных и акустических волновых процессов. В результате генерации и усиления электромагнитных и акустических волновых процессов в регионе пожара поток мощности волнового излучения возрастает в сотни раз. Например, согласно [6] поток мощности акустического излучения в естественных условиях составляет $\Pi_{a0} \approx 0.3–1$ МВт/м^2. На площади в 50 км^2 будем иметь мощность акустического излучения $P_{a0} = \Pi_{a0} S \approx 15 – 50$ кВт. При пожаре на такой же площади мощность акустического излучения возрастает до $P_a \approx 10$ МВт. Отметим, что $P_a >> P_{a0}$. Большая часть энергии акустического излучения приходится на долю низкочастотных АГВ, которые эффективно проникают на высоты ионосферы до 300 км, диссипируют и играют заметную роль в изменении динамического режима средней и верхней атмосфер Земли.

4. Заключение

1. Таким образом, крупные пожары площадью не менее 2000 – 5000 га приводят к заметным, часто существенным и необратимым изменениям в системе Земля-приземная атмосфера-ионосфера. Проявление их в этой системе комплексное: они сильно влияют на экологическую обстановку, на распределение атмосферного электричества, на параметры глобальной электрической цепи, на тепловой баланс в атмосфере и ее динамику.

2. Вблизи зоны крупного пожара атмосферное электрическое поле в десятки-сотни раз превышает фоновое значение, может составлять $|E_z| \approx 10^3$ В/м и приводить к изменениям напряженности поля на ионосферных высотах и к регистрируемым возмущениям концентрации электронов.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Возрастание на один-два порядка тропосферной проводимости над регионом пожара посредством тропосферно-мезосферных электрических связей приводит к падению напряженности мезосферного электрического поля, что может приводить к быстрому изменению условий распространения радиоволн в нижней ионосфере над регионом.

4. Крупные пожары могут приводить к стимуляции вторичных, значительно более энергичных, процессов в глобальных масштабах. Они связаны с рассеянием солнечного излучения продуктами, выброшенными в стратосферу, Энергия вторичных процессов на 3 ÷ 5 порядков превосходит энергию первичного источника. Проявление экологических последствий будет заметным (и часто существенным и необратимым) далеко за пределами зоны пожара и в течение длительного времени после него.

Список литературы

[1] Гостинцев Ю.А., Иванов Е.А., Копылов Н.П. и др. Волновые возмущения атмосферы при больших пожарах // Физика горения и взрыва. 1983. Т. 19. № 4. С. 62-64.

[2] Смирнов В.В. Ионизация в тропосфере. СПб.: Гидрометеоиздат, 1992. 312 с.

[3] Пулинец С.А., Хегай В.В., Боярчук К.А. и др. Атмосферное электрическое поле как источник изменчивости ионосферы // УФН. 1998. Т. 168. № 5. С. 1022-1029.

[4] Ким В.П.В., Хегай В.В., Иллич-Свитыч П.В. Возможные эффекты в Е-области ионосферы перед сильными землетрясениями // В сб.: Построение моделей развития сейсмического процесса и предвестников землетрясений. 1999. Вып. 1. С. 87-93.

[5] Martynenko S.I., Clifford S.F. On the electrical coupling between the troposphere and the mesosphere // International Journal of Geomagnetism and Aeronomy, GI. 2007. V. 6. Pp. 1-6.

[6] Черногор Л.Ф. Физические процессы в околоземной среде, сопровождавшие военные действия в Ираке (2003 г.) // Космічна наука і технологія. 2003. № 2/3. С. 13-33.

References

[1] Gostintsev Yu.A., Ivanov E.A., Kopylov N.P.,et al. [Wave indignations of the atmosphere at heavy fires]. *Fizika goreniya i vzryva,* 1983, vol. 19, no. 4, pp. 62 -64. (In Russian).

[2] Smirnov V.V. *Ionization in the troposphere*. SPb.: Gidrometeoizdat, 1992, 312 p. (In Russian).

[3] Pulinets S.A., Hegay V.V., Boyarchuk K.A. et al. [Atmospheric electric field as source of variability of an ionosphere]. *UFN*, 1998, vol. 168, no. 5, pp. 1022 - 1029. (In Russian).

[4] Kim V.P., Hegay V.V., Illich-Svitych P.V. *Creation of models of development of seismic process and harbingers of earthquakes: sbornik nauchnykh trudov* [Possible effects in the E-area of an ionosphere before strong earthquakes]. 1999, Vyp. 1, pp. 87 - 93. (In Russian).

[5] Martynenko S.I., Clifford S.F. On the electrical coupling between the troposphere and the mesosphere. *International Journal of Geomagnetism and Aeronomy*, GI. 2007, vol. 6, pp. 1-6.

[6] Chernogor L.F. [The physical processes in the near-earth environment accompanying military operations in Iraq (2003)]. *Komichna nauka i tekhnologiya.* 2003, no. № 2/3, pp. 13 - 33. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The precipitation of high-energy charged particles in a middle latitude lower ionosphere during periods of disturbances at different nature. The results of experimental studies

Alexander M. Gokov

Kharkiv National University of Economics n.a. Semen Kuznets
Kharkiv, 61166, Ukraine
amg_1955@mail.ru

Abstract: *On the basis of long-term targeted experimental measurements (during 1982-2015) by method of partial reflections in the mid-latitudes near Kharkov the main parameters of the ionospheric D-region and characteristics of reflected HF signals and radio noise that was made in times of natural disturbances (strong earthquakes, thunderstorms, solar terminator, solar flares, magnetic storms, powerful processes in the atmosphere, and others) and anthropogenic origin, is shown authentically (confirmed) the possibility of precipitation of high-energy charged particles in the middle latitude lower ionosphere. Possible mechanisms is discussed. There are considered the estimates and calculations of particle flows, variations of the lower ionosphere parameters.*

Keywords: *method of partial reflections, the lower ionosphere, precipitation of high-energy charged particles, the disturbances of natural and anthropogenic origin, the particle flows.*

Высыпания высокоэнергичных заряженных частиц в среднеширотной нижней ионосфере в периоды возмущений разной природы. Результаты экспериментальных исследований

Гоков А.М.
Харьковский национальный экономический университет имени Семена Кузнеца
г. Харьков, 61166, Украина
amg_1955@mail.ru

Аннотация: *На основе длительных целенаправленных экспериментальных измерений (в период 1982–2015 гг.) методом частичных отражений в средних*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

широтах вблизи г. Харькова основных параметров D-области ионосферы и характеристик отраженных КВ сигналов и радиошумов, выполненных в периоды возмущений естественного (сильные землетрясения, грозы, солнечный терминатор, солнечные вспышки, магнитные бури, мощные процессы в атмосфере и др.) и антропогенного характера, достоверно показана (подтверждена) возможность высыпания высокоэнергичных заряженных частиц в среднеширотной нижней ионосфере. Обсуждаются возможные механизмы, приводятся оценки и расчеты потоков частиц, вариации параметров нижней ионосферы.

Ключевые слова: метод частичных отражений, нижняя ионосфера, высыпания высокоэнергичных заряженных частиц, возмущения естественного и антропогенного характера, потоки частиц.

1. Введение

Высыпающиеся из радиационных поясов энергичные электроны с энергией $\varepsilon \geq 40$ кэВ являются существенным источником дополнительной ионизации ионосферы (до широт ~45 – 60°) на высотах $z \simeq 80 – 100$ км. Кроме этого в период солнечных вспышек и магнитных бурь в спутниковых измерениях регистрируются повышенные по сравнению с невозмущенными условиями значения потоков протонов. Такие потоки протонов проникают до высот нижней части D-области ($z \simeq 55 – 75$ км) и могут вызывать заметное изменение ионизации в этой части ионосферы. В ХНУ имени В.Н. Каразина с помощью метода частичных отражений (ЧО) [1] в течение последних 30 лет проводятся регулярные исследования отклика среднеширотной D-области в периоды возмущений антропогенного (удаленные старты и полеты ракет) и естественного (сильные грозы, солнечные вспышки и магнитные бури (МБ), солнечный терминатор, сильные землетрясения, затмения Солнца, процессы в атмосфере и др.) характера (см., напр., [2-6]). Одной из главных особенностей исследований является то, что в периоды перечисленных событий статистически достоверно регистрировались характерные изменения характеристик ЧО КВ сигналов и радиошумов, возмущения концентрации электронов *N(z)* в среднеширотной D-области на ~ 50–150% (и более) с характерными периодами и длительностями, которые отсутствуют в невозмущенных условиях. Анализ большого числа экспериментальных данных и вариаций параметров космической погоды позволил интерпретировать такие вариации характеристик ЧО сигналов, радиошумов и *N(z)* с помощью гипотезы о высыпаниях высокоэнергичных электронов и протонов. Подтверждением этой гипотезы является то, что в ряде экспериментов в периоды сильных МБ в течение единиц–десятков минут визуально наблюдались (и регистрировались)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

свечения ночного неба типа «полярного» сияния. Оценки энергетических характеристик потоков заряженных частиц, выполненные по методике [7] по экспериментальным данным показали, что они сходы по величине и не противоречат известным литературным данным. В работе обсуждаются названные характерные особенности и возможность высыпаний высокоэнергичных заряженных частиц в среднеширотную D-область ионосферы.

2. Основные практические результаты

Далее рассмотрим характерный пример измерения амплитуд ЧО сигналов и радиошумов, выполненных в период МБ в декабре 2006 г [6]. Наблюдения проводились в течение 22 дней циклами до, в период и после МБ вблизи г. Харькова (географические широта 49° 38'N и долгота 36° 20' E) при помощи комплекса аппаратуры [1] методом ЧО. Важно, что эксперименты проводились и в периоды прохождений утреннего и вечернего солнечного терминаторов (УСТ и ВСТ соответственно). Во время эксперимента регистрировались высотно-временные зависимости амплитуд смеси ЧО сигнала и радиошума $A_{so,x}(z,t)$ (где t - время, индексы "о" и "х" соответствуют обыкновенной и необыкновенной поляризациям) с 22 высотных уровней, начиная с 60 км через $\Delta z = 3$ км. непрерывными сеансами длительностью единицы-десятки часов. Для выделения амплитуд ЧО сигналов $A_{o,x}(z,t)$ записывались также амплитуды радиошума $A_{no,x}(t)$, в моменты времени, предшествующие излучению зондирующего импульса.

Во время МБ 7 декабря в светлое время суток в интенсивные ЧО сигналы (отношение сигнал/помеха s = 15–70) наблюдались в области высот z < 70 км. В невозмущенных условиях ЧО сигналы с s >1 в средних широтах регистрируются редко с высот <70 км, что обусловлено малыми значениями концентрации электронов в этой области высот. В темное время суток почти во всей D-области эпизодически регистрировались ЧО сигналы с s >5 – 20. Эти два факта свидетельствуют о том, что в эти сутки ионизация в D-области, по-видимому, частично контролировалась потоками высыпающихся протонов (по крайней мере – на высотах ниже примерно 80 км, что не противоречит известным положениям [6]). Вариации концентрации электронов 7 декабря показаны на рис. 1. Отчетливо видно, что значения N в эти сутки на 63 – 84 км были повышенными по сравнению с невозмущенными (в темное время в первой половине суток имели

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

место как значительное повышение *N*, так ее и квазипериодические вариации во все D-области. Важно, что примерно такие же вариации *N(z,t)* имели место в предыдущие часы в темное время в предыдущие сутки.).

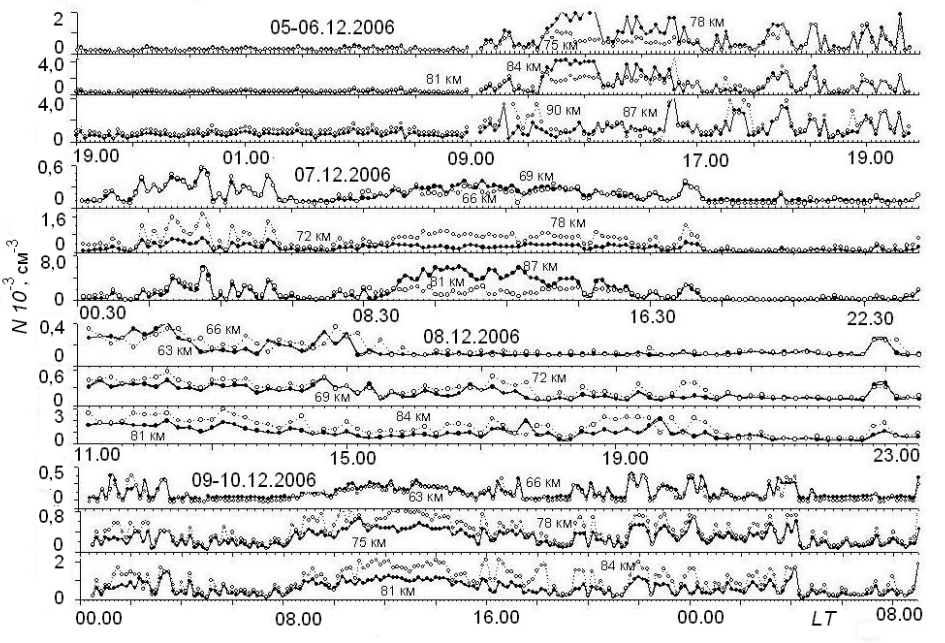


Рис. 1. Вариации концентрации электронов на фиксированных высотах в среднеширотной D-области 5 – 10 декабря 2006 г.

Fig. 1. Variations of the electron density at a fixed height in the mid-latitude D-region at 5 – 10 December, 2006

Ионизация в D-области, по-видимому, частично контролировалась потоками высыпающихся протонов. Отметим также, что в темное время во второй половине суток значения *N* были на уровне типичных для этого времени года невозмущенных фоновых значений. 9 и 10 декабря в течение всего светлого времени суток $s = 10 – 500$ на высотах 63–87 км. В темное время суток как утром, так и вечером $s = 1 – 50$ в течение нескольких часов. В эти периоды имели место квазипериодические вариации *N(z,t)* с амплитудой более 100%, периодом $T \approx 40 – 50$ мин и длительностью 1 – 3 периода. Характерно, что через 120 – 40 минут (63 – 87 км) после прохождения УСТ $s >> 1$. В период прохождения ВСТ и в течение десятков минут после него значения *s(z,t)*, как и в предыдущие сутки, сравнительно плавно

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

уменьшились до s = 0,5 – 2. Важно так же то, что в темное время суток через десятки–сотни минут (для 87 – 63 км) после прохождения ВСТ в течение 3 – 8 часов регистрировались интенсивные ЧО сигналы. Отметим, что такое поведение $s(z,t)$ не характерно для измерений в среднеширотной D-области, поскольку, как правило, в ночные часы в невозмущенных условиях концентрация электронов намного меньше, чем в светлое время суток и поэтому уровень ЧО сигналов мал по сравнению с уровнем радиошумов. Анализ геофизических данных показал, что наиболее вероятной причиной такого поведения ЧО сигналов, по-видимому, были высыпания высокоэнергичных частиц после МБ, которые могли быть инициированы прохождением ВСТ (т. е. является результатом проявления повторного взаимодействия системы ионосфера – магнитосфера в средних широтах). Отметим, что потоки протонов и электронов в этот день были еще высокими. В этот период концентрация электронов возрастала на высотах 66–84 км более, чем на 50 – 150% по сравнению с невозмущенными фоновыми значениями. Сходные результаты получены нами [6] и в других экспериментах. Было высказано предположение, что столь большое увеличение N вызвано высыпанием частиц из магнитосферы. Высыпание может возникнуть в результате перераспределения захваченных частиц по питч-углам, к чему приводят либо искривления конфигурации силовых линий поля, либо уменьшение "поперечной" энергии $\varepsilon_{\perp}$ заряженных частиц. При прохождении терминатора возможны существенные изменения тензора проводимости ионосферной плазмы и вариации компонент электрического поля E_p и E_r , а значит, и компонент $\varepsilon_{\perp}$. Возникающее высыпание электронов приводит к ионизации нейтральных частиц на высотах 80 – 95 км. Для обеспечения наблюдаемого роста N согласно [6, 7] требуются потоки электронов с плотностью $p \sim 10^7 – 10^8$ м$^{-2}$с$^{-1}$. По методике [7] на основе экспериментальных данных о вариациях N оценивались энергетические характеристики потоков электронов. Результаты расчетов показывают, что наблюдаемые вариации N в нижней ионосфере могут быть вызваны потоками электронов и протонов с $p \sim 10^7 – 10^9$ м$^{-2}$ с$^{-1}$. Такие значения плотности потоков электронов сходны по величине с их значениями в периоды возмущений другой природы и не представляются большими в условиях среднеширотной ионосферы [6].

В 23.00. LT 14 декабря на космодроме Vandenberg был произведен пуск космического аппарата (КА) Delta-2. После старта КА через $\Delta t \sim 10$ (на 84 – 90 км) и 50 мин (на 69 – 87 км) наблюдались кратковременные всплески-возрастания $N(z,t)$ на 50 – 150% длительностью 20 – 25 мин. Со-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

гласно [6] экспериментально обнаруженные возмущения *N(z,t)* в среднеширотной D-области через 10 – 15 мин после старта КА, исходя из времени задержки отклика, могут быть связаны с генерацией МГД-возмущений в ионосферной плазме, которые, при определенных условиях, воздействуя на радиационные пояса Земли, могут вызвать пульсирующие высыпания электронов высоких энергий. Последние могут вызывать наблюдаемые экспериментально изменения *N(z,t)* на больших удалениях от места старта КА. Подобный механизм ранее был предложен для объяснения экспериментальных результатов, полученных во время мощных удаленных землетрясений и сильных гроз (см., напр., [2 - 6]). Оценки плотности потоков электронов для рассматриваемого эксперимента для 84 км дают $p \approx 10^8$ м$^{-2}$с$^{-1}$, что не противоречит результатам [5, 6]. Наблюдаемое в период МБ увеличение *N* может быть вызвано ионизацией ионосферной плазмы в D-области средних широт потоками высыпающихся из магнитосферы энергичных заряженных частиц. В пользу гипотезы о высыпании заряженных частиц в среднеширотную ионосферу говорит и тот факт, что мы неоднократно визуально наблюдали (в основном в ночные часы) во время МБ (например, марте и апреле 2001 г., в октябре 2003 г., в апреле, июле и ноябре 2004 г, в январе и августе 2005 г.,) (см., напр., [2 - 6]) характерное, – типа «полярного» сияния, – свечение атмосферы (имеются фотоснимки таких явлений) длительностью 20 – 60 мин.

3. Заключение

Таким образом, в работе показано, что в периоды мощных природных явлений статистически достоверно регистрировались характерные изменения характеристик ЧО КВ сигналов и радиошумов, возмущения концентрации электронов *N(z)* в среднеширотной D-области на ~ 50–150% (и более) с характерными периодами и длительностями, которые отсутствуют в невозмущенных условиях. Анализ экспериментальных данных и вариаций параметров космической погоды позволил интерпретировать такие вариации характеристик ЧО сигналов, радиошумов и *N(z)* с помощью гипотезы о высыпаниях высокоэнергичных электронов и протонов. Подтверждением этой гипотезы является то, что в ряде экспериментов в периоды сильных МБ в течение единиц–десятков минут визуально наблюдались (и регистрировались) свечения ночного неба типа «полярного» сияния. Оценки потоков показали, что плотность потоков высыпающихся частиц составляет $p \sim 10^7 – 10^9$ м$^{-2}$ с$^{-1}$.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Tyrnov O.F., Garmash K.P., Gokov A.M. et al. The radiophysical observatory for remote sounding of the ionosphere. Turkish J. of Physics // 1994. V. 18. P. 1260-1265.

[2] Gokov A.M., Tyrnov O.F.Middle Latitude Ionospheric D-Region Responses to solar Events as Investigated by Partial Reflection Technique // Telecommunications and Radio Engineering. 2003. V. 59. No 3&4. Pp. 114-134.

[3] Гоков А.М., Гритчин А.И., Тырнов О.Ф. Экспериментальное исследование отклика среднеширотной D-области ионосферы на затмение Солнца 29 марта 2006 г. // Геомагнетизм и аэрономия. 2008. Т. 48. № 2. С. 241-249.

[4] Gokov A.M., Tyrnov O.F. Peculiarities of the Middle Latitude Ionospheric D-Region Dynamics, Caused by the Solar Terminator // Telecommunications and Radio Engineering. 2003. V. 60. No 3&4. P. 159-172.

[5] Гоков А.М., Тырнов О.Ф. Экспериментальные исследования методом частичных отражений отклика среднеширотной D-области ионосферы на удалённые старты и полёты космических аппаратов // Геомагнетизм и аэрономия. 2006. Т. 46. № 5. С. 690-697.

[6] Гоков А. М. Отклик среднеширотной D-области ионосферы на природные явления. Монография. Издатель: LAP LAMBERT Academic Publishing. Saarbrucken. 2014. 300 с. ISBN: 978-3-659-62182-6.

[7] Chernogor L.F., Garmash K.P.,. Rozumenko V.T. Flux Parameters of Energetic Particles Affecting the Middle Latitude Lower Ionosphere // Радиофизика и радиоастрономия. 1998. V. 3. No2. P. 191-197.

References

[1] Tyrnov O.F., Garmash K.P., Gokov A.M. et al. [The radiophysical observatory for remote sounding of the ionosphere]. *Turkish J. of Physics*, 1994, vol. 18, pp. 1260 - 1265.

[2] Gokov A.M., Tyrnov O.F. [Middle Latitude Ionospheric D-Region Responses to solar Events as Investigated by Partial Reflection Technique]. *Telecommunications and Radio Engineering*, 2003, vol. 59. no. 3&4, pp. 114 - 134.

[3] Gokov A.M., Gritchin A.I., Tyrnov O.F. [The experimental study of a response of middle-latitude D-region of an ionosphere to the Sun eclipse on March 29, 2006.]. *Geomagnetism i Aeronomiya*, 2008, vol. 48, no. 2, pp. 241 - 249. (In Russian).

[4] Gokov A.M., Tyrnov O.F. [Peculiarities of the Middle Latitude Ionospheric D-Region Dynamics, Caused by the Solar Terminator]. *Telecommunications and Radio Engineering*, 2003, vol. 60, no. 3&4, pp. 159 - 172.

[5] Gokov A.M., Tyrnov O.F. [The experimental studies by method of partial reflections of a response of middle-latitude D-region of an ionosphere to remote starts and flights of spacecrafts] *Geomagnetism i Aeronomiya*, 2006, vol. 46, no. 5, pp. 690 - 697. (In Russian).

[6] Gokov A.M. [Response of middle-latitude D- region of an ionosphere to the natural phenomena]. *Monograph*. Publisher: LAP LAMBERT Academic Publishing. Saarbrucken. 2014. 300 p. (In Russian).

[7] Chernogor L.F., Garmash K.P.,. Rozumenko V.T. [Flux Parameters of Energetic Particles Affecting the Middle Latitude Lower Ionosphere]. *Radiofizika i radiastronomiya*, 1998, vol. 3, no. 2, pp. 191 - 197.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Increase of efficiency of blurred image compensation by using nonlinear filtration of images

Boris T. Budai
Ural Federal University,
19, Mira str., Yekaterinburg, Russia, 620002
buda080316@gmail.com

Abstract: *Compensation of blurred image is usually carried out by nonlinear filters. These filters can be considered as Wiener filters and its modifications. It is shown that the application of these filters will lead to the rumours on the sharp edges of the recovered image signal. This rumour is stipulated by the fact that the cut out of the upper frequencies spectrum where the ratio of signal to noise is low. The significantly more efficient compensation method of blurred images was offered, it can be interpreted as nonlinear noise suppression, spectrum extrapolation in the area of upper frequencies, etc. The examples were given illustrating the application efficiency of the developed filter.*

Keywords: *Linear filters, compensation of blurred image, noise, rumour, nonlinear filters.*

Повышение эффективности компенсации «смаза» изображений путем применения нелинейной фильтрации изображений

Будаи Б.Т.
Уральский федеральный университет им. Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
buda080316@gmail.com

Аннотация: *Компенсацию «смаза» обычно осуществляют линейными фильтрами. Эти фильтры можно рассмотреть как фильтры Винера или его модификации. Показано, что применение этих фильтров приводит к «звону» на крутых фронтах восстанавливаемого сигнала изображений. Этот «звон» обусловлен тем, что происходит отрезание спектра верхних частот, где мало отношение сигнал/шум. Предложен значительно более эффективный метод компенсации «смаза» изображений, который может быть интерпретирован как нелинейное подавление шумов, экстраполяцию спектра в область верхних частот и пр. При-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ведены примеры, иллюстрирующие эффективность применения разработанного фильтра.

Ключевые слова: линейные фильтры, компенсация «смаза», шум, «звон», нелинейные фильтры.

1. Введение

Известно, что спектры $G_{см}(w)$ изображений объектов $G_{см}(w)$, формируемых как в оптическом, так и радиолокационном приемнике, можно представить как результат прохождения исходного сигнала от объекта $U_c(t)$ со спектром $G_c(w)$ через низкочастотный тракт распространения сигнала изображения с коэффициентом передачи (КП) $K_{тр}(w)$. Затем сигнал детектируется, причем при детектировании к сигналу добавляется аддитивный шум $U_ш(t)$ со спектральной плотностью $G_ш(w)$. Поэтому на выходе тракта распространения сигнала формируется аддитивная смесь $U_{см}(t)$ со спектральной плотностью [1, с.2]

$$G_{см}(w) = G_c(w) \cdot K_{тр}(w) + G_ш(w). \qquad (1)$$

Известно, что для компенсации смаза и шумовых помех традиционно используют фильтр Винера [1, с.270], [2,3], [4,с.41], [5]. В линейном приближении этот фильтр минимизирует ошибку фильтрации смазанного и зашумленного изображения $U_{см}(t)$ (1) и может быть представлен

$$K_в(w) = \frac{1}{K_{тр}(w)} \cdot \frac{K^2_{тр}(w) \cdot Q^2_c(w)}{1 + K^2_{тр}(w) \cdot Q^2_c(w)}, \qquad (2)$$

где $Q^2_c(w) = G^2_c(w) / \{G^2_ш(w)\}$, $\{...\}$ – символ статистического усреднения.

На рис.1а представлена эквивалентная структурная схема тракта распространения смеси сигнала и помехи, описывающая процесс формирования «смаза» и зашумления изображения и восстановление смеси фильтром Винера (1).

2. Анализ эффективности линейной фильтрации

Так как фильтр винеровский фильтр линейный, то ошибку фильтрации смеси можно представить, как аддитивную смесь суммарной ошибки фильтрации сигнала и шума. Причем суммарная ошибка фильтрации может быть представлена с учетом (1) и (2) как ошибка воспроизведения сигнала при отсутствии шума с КП ФНЧ (рис.2а)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$K_{ФНЧ}(w)=\frac{K_{mp}^2(w)\cdot Q_c^2(w)}{1+K_{mp}^2(w)\cdot Q_c^2(w)}. \quad (3)$$

А также как ошибка на выходе ФВЧ, обусловленная шумом при отсутствии сигнала. При этом КП ФВЧ

$$K_{ФВЧ}(w)\approx\begin{cases}\dfrac{1}{K_{mp}(w)}, w\le w_{cp},\\ 0, w>w_{cp},\end{cases} \quad (4)$$

где w_{cp} – частота среза ФВЧ.

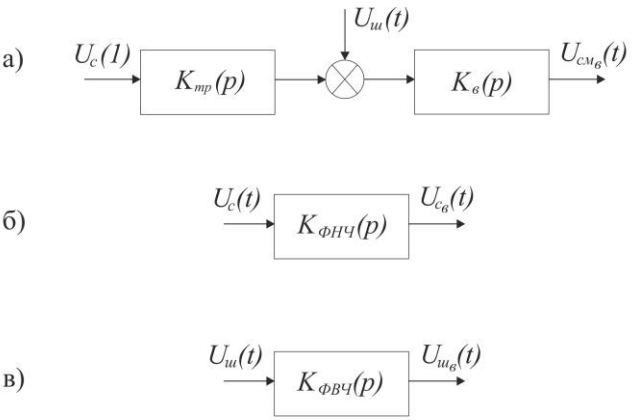


Рис.2. К вопросу анализа эффективности применения традиционного фильтра Винера для компенсации «смаза»

Fig. 1. On the analysis of the effectiveness of the traditional Wiener filter to compensate for the «blurring»

На выходе ФНЧ неизбежно возникает «звон» даже без шума в смеси (1), хотя этот звон асимптотически убывает (рис.3а) [5].

Но «звон» возникает из-за шума на выходе ФВЧ даже вне пределов изображения объекта или фона на частоте среза w_{cp}, где происходит подъем АЧХ КП фильтра Винера (рис.3б). Это происходит потому, что любой (случайный) импульс (шума) приводит к медленно затухающим колебаниям на выходе ФВЧ с КП (4).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

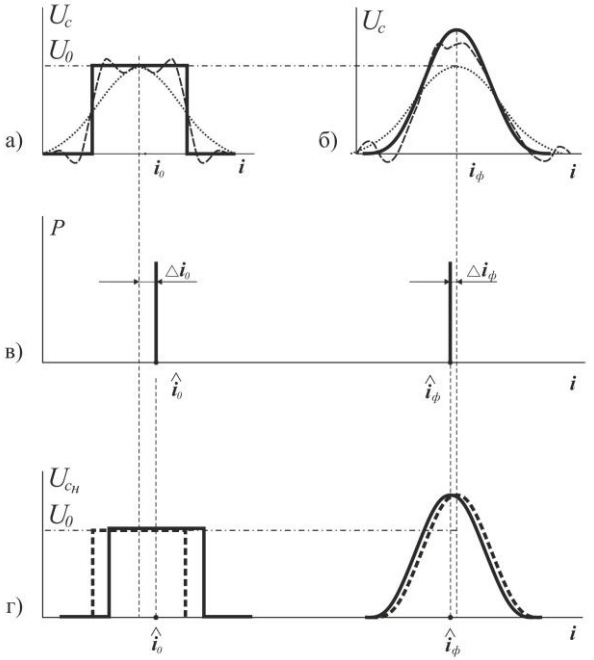


Рис.3. Сравнительный анализ эффективности линейной и нелинейной фильтрации

Fig. 1. Comparative analysis of efficiency of linear and nonlinear filtration

Таким образом, при применении фильтров Винера возникают медленно затухающие колебания не только при наличии в смеси шума, но даже и без шума. При наличии этих колебаний удается обнаруживать, но не распознавать сигнал. Например, не удается распознать восстановленный сигнал (рис.3б, штриховая линия): был ли сигнал прямоугольным или колоколообразным импульсом. Эти проблемы определяют интерес к поиску не только линейных, но и нелинейных алгоритмов восстановления изображений.

3. Применение нелинейной фильтрации для повышения эффективности компенсации «смаза» и подавления шумов

Известно, что фильтр Винера оптимален по критерию минимума среднеквадратической ошибки лишь в классе линейных фильтров. Если

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

же рассмотреть фильтрацию смеси (1) по критерию минимума среднеквадратической ошибки, то с учетом [6] получается

$$\hat{\vec{U}}_{об} = \frac{\sum_{j}^{J} \vec{U}_{об}(j) \cdot p_{апр}(j) \cdot P_{апост}\left(\vec{U}_{см} - \vec{U}_{об}(j)\right)}{\sum_{j}^{J} p_{апр}(j) \cdot P_{апост}\left(\vec{U}_{см} - \vec{U}_{об}(j)\right)}, \quad (5)$$

где $\hat{\vec{U}}_{об}$ – оценка вектора состояния объекта, $\hat{\vec{U}}_{об} = \left(\hat{U}_{об}(1), \hat{U}_{об}(2), \ldots, \hat{U}_{об}(N)\right)$, $p_{апр}(j)$ – априорная плотность распределения того, что из всех J вариантов в данной выборке реализуется вариант j, $P_{апост}\left(\vec{U}_{см} - \vec{U}_{об}(j)\right)$ – j – я апостериорная плотность распределения вектора смеси $\vec{U}_{см} = \left(U_{см}(1), U_{см}(2), \ldots, U_{см}(N)\right)$. Для удобства дальнейшего анализа выражение (5) удобно представить в виде

$$\hat{\vec{U}}_{об} = \sum_{j}^{J} \vec{U}_{об}(j) \cdot P(j), \quad (6)$$

где

$$P(j) = \frac{p_{апр}(j) \cdot P_{апост}\left(\vec{U}_{см} - \vec{U}_{об}(j)\right)}{\sum_{j}^{J} p_{апр}(j) \cdot P_{апост}\left(\vec{U}_{см} - \vec{U}_{об}(j)\right)}. \quad (7)$$

Обычно $U_{ш}(i)$ – гауссовский некоррелированный шум, поэтому [6]

$$P_{апост}\left(\vec{U}_{см} - \vec{U}_{об}(j)\right) = \prod_{i}^{N} \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma} \times exp\left(- \frac{\left(U_{см}(i) - U_{об}(i,j)\right)^2}{2 \cdot \sigma^2} \right). \quad (8)$$

В выражении (8) используется оценка сигнала, смазанного, как и в тракте распространения сигнала (1). Как и при синтезе фильтра Винера, будем считать, что сигнал от объекта известен, но смещен по времени. Тогда $p_{апр}(j)$ — априорная вероятность смещения сигнала от объекта. Поэтому в этом случае $J = N$.

Как и ранее, будем считать, что стоит задача распознавания зашумленного и смазанного сигнала, который изначально был прямоугольной формы (рис.3а, толстая сплошная линия). Предположим также, что имеется сигналоподобный фон колоколообразной формы (рис.3б, сплошная линия), также смазанный и зашумленный.

Исходное отношение сигнал/шум в рассматриваемом случае было (рис.3в)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$U_{об}/\sigma \approx \mathbf{1}, \quad (9)$$

размер прямоугольно объекта (рис.3а)

$$N_{об} = \mathbf{20}. \quad (10)$$

Столь малое отношение сигнал/шум (9) было выбрано для того, чтобы проявилась ошибка в появлении δ – функций, характеризующих появление прямоугольного и колоколообразного импульсов.

Следует отметить, шумовая реализация на рис.3б, при которой невозможно было распознать прямоугольник и колоколообразный импульс на выходе фильтра Винера, была сделана таком же размере объекта (10) и отношении сигнал/шум исходного изображения

$$U_{об}/\sigma = \mathbf{5}. \quad (11)$$

Таким образом, показано, что нелинейная фильтрация позволяет (6) достоверно распознавать смазанные и зашумленные объекты даже на фоне сигналоподобных помех. Выигрыш по сравнению с винеровской фильтрацией с учетом (1) и (11) минимум в 5 раз.

4. Заключение

Таким образом, показано, что фильтрация Винера заключается в низкочастотном ограничении спектра исходного сигнала на уровне, где отношение сигнал/шум больше 1 (3). Такое ограничение приводит к «звону» на фронтах сигнала, а также к подчеркиванию шумов фильтром верхних частот (4). Предложен алгоритм компенсации «смаза» (6), который позволяет распознавать объекты на фоне сигналоподобных помех даже при значительно меньших отношениях сигнал/шум.

Список литературы

[1] Василенко Г.И., Тараторин А.М. Восстановление изображений. М.: Радио и связь, 1984. 306 с.

[2] Кокошкин А.В. Компенсация краевых эффектов при восстановлении искаженных изображений [Электронный ресурс] // Радиоэлектроника. 2015. №2. URL: http://jre.cplire.ru/alt/feb15/5/text.html. (дата обращения: 24.06.2016).

[3] Зражевский А.Ю., Кокошкин А.В. Метод улучшения пространственного разрешения изображений [Электронный ресурс] // Радиоэлектроника. 2009. №9. URL: http://jre.cplire.ru/iso/sep09/4/text.html. (дата обращения: 24.06.2016).

[4] Алпатов Б.А. и др. Системы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. М.: Радиотехника, 2008, 174 с.

[5] Будаи Б.Т. Повышение эффективности компенсации «смаза» радиолокационных сигналов // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуника-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ционные технологии» (КрыМиКо'2015). Севастополь, 6-12 сентября 2015 г. : материалы конф. в 2 т. Севастополь: 2015. Т. 2. С. 1214-1215.

[6] Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.

References

[1] Vasilenko G.I., Taratorin A.M. [Recovery of images]. Moscow, 1984. 306 p. (In Russian).

[2] Kokoshkin A.V. [Compensation of edge effects in restoring the distorted image] [Electronic resource]. *Radioehlektronika,* 2015. №2. Available at: http://jre.cplire.ru/alt/feb15/5/text.html. (access date: 24.06.2016). (In Russian).

[3] Zrazhevsky A.Y., Kokoshkin A.V. [Method of improving the spatial resolution of the images] [Electronic resource]. *Radioehlektronika,* 2009, №9. Available at: http://jre.cplire.ru/iso/sep09/4/text.html. (access date: 24.06.2016). (In Russian).

[4] Alpatov B.A. and others. [System of automatic detection and tracking of objects]. Moscow, 2008. 174 p. (In Russian).

[5] Budai B.T. [Improved compensation «blurring» of radar signals]. *25-th International Crimean Conference «Microwave equipment and telecommunication technologies»* (KryMiKo'2015). Sevastopol, 6-12 September 2015: materials conf. 2 tons. Sevastopol, 2015. vol. 2. pp. 1214 - 1215. (In Russian).

[6] Tikhonov V.I., Kuhlman N.K. [Nonlinear filtering and quasi-coherent signal reception]. Moscow, 1975. 704 p. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Estimation of maximally unfavorable object trajectories

Boris T. Budai
Ural Federal University, 19, Mira str., Yekaterinburg, Russia, 620002
buda080316@gmail.com

Abstract: *Object trajectories are usually accepted with oversized dynamic characteristics. This will lead to the wide band control loops with a huge fluctuation error of automatic tracking of objects. Besides, when creating the drives of these control loops the required power is usually oversized. This leads to the bigger dimensions of the drives of control loops. The estimations of the most unfavorable object trajectories of the maneuvering objects were found out. It is shown that the application of these estimations allows to decrease significantly the error of automatic tracking including the maneuvering objects and also to decrease the required driver power applied in the control loops when tracking these objects.*

Keywords: *Speed, acceleration, driver control loops, trajectory.*

Оценка максимально неблагоприятных траекторий движения объектов

Будаи Б.Т.
Уральский федеральный университет им. Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
buda080316@gmail.com

Аннотация: *Траектории объектов обычно принимают с завышенными динамическими параметрами. Это приводит к широкополосным контурам управления с большой флюктуационной ошибкой автосопровождения объектов. Кроме того, при создании приводов этих контуров управления обычно завышают требуемую мощность. Это приводит к большим габаритам приводов контуров управления. Найдены оценки наиболее неблагоприятных траекторий движения маневрирующих объектов. Показано, что применение этих оценок позволяет значительно снизить ошибку автосопровождения, в том числе и маневрирующих объектов. Также можно уменьшить требуемые мощности приводов, применяемых в контурах управления при сопровождении этих объектов.*

Ключевые слова: скорость, ускорение, привода контуров управления, траектория движения.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

В контурах управления (КУ) систем регулирования, например, в КУ следящих оптико-электронных систем (ОЭС), возникает необходимость, во-первых, оценки ошибки управления; во-вторых, оценки мощности приводов КУ [1—4]. Обычно принимается, что ошибка управления является аддитивной суммой динамической и флюктуационной ошибок управления [4, с.152].

При этом входное возмущения КУ обычно выбирают с большим запасом динамичным [4, с.153]. В этом случае полосу пропускания КУ выбирают очень большой. При этом, во-первых, в пропорционально большой полосе возникает не адекватно большая флюктуационная ошибка. Во-вторых, привода для отработки очень динамичных возмущений очень мощными, которые имеют большие габариты и большую потребляемую мощность.

Для оптимизации полосы пропускания КУ и выбора приводов с адекватной развиваемой мощностью необходимо оценить параметры наиболее динамичных траекторий маневрирующих объектов.

На рис.1а) представлена типовая структурная схема КУ, где обозначено: $K_c(p,n), \Delta K_c(p,n)$ – коэффициенты передачи (КП) соответственно КУ и ошибки управления КУ как функций оператора Лапласа p и астатизма n – ого порядка, $K_{изм}(p)$ – коэффициент передачи измерителя рассогласования, $K_к(p)$ – коэффициент передачи корректирующего фильтра КУ, $K_{ПП}(p)$ – КП привода платформы (ПП) КУ, на которой обычно располагаются приемник и измеритель координат сопровождаемого объекта. Максимально неблагоприятные входные возмущения КУ $x_м(t)$ в КУ с малым КП $K_{ПП}(p)$ на выходе КУ не успевают воспроизвести эти возмущения $\hat{x}_м(t)$ $\Delta x_м(t) = x_м(t) - \hat{x}_м(t)$. И наоборот: слишком мощные ПП обусловливают не только пропорциональное увеличение массы ПП, но и приводят к нелинейным эффектам типа люфты и зоны нечувствительности [5, 6].

В связи с вышеизложенным, возникает задача оценки максимально неблагоприятных возмущений, в том числе определяющих мощность приводов КУ. При этом считается, что ошибки, обусловленные люфтами и силами трения, не превосходят флюктуационной ошибки.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

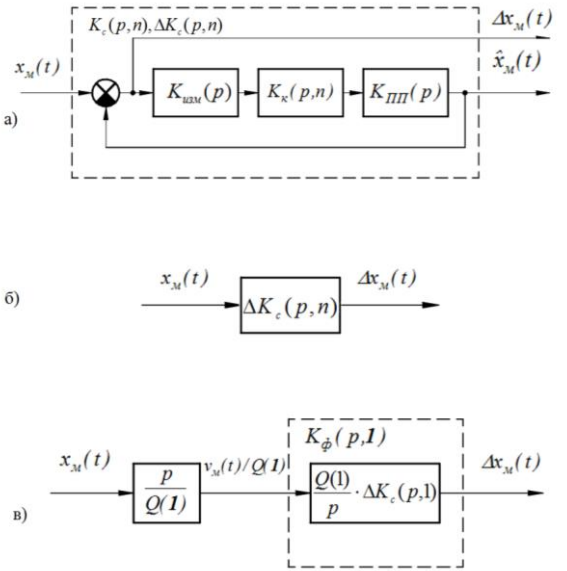


Рис.1. Эквивалентные преобразования КУ для определения максимально неблагоприятных входных возмущений

Fig. 1. Equivalent transformations of the control loop to determine most unfavorable input perturbation

2. Оценка максимально неблагоприятных траекторий движения объектов

Таким образом, возникает необходимость оценки максимальной амплитуды $\Delta A_м$ ошибки управления $\Delta x_м(t)$ [1], обусловленной максимально неблагоприятным входным возмущением $x_м(t)$ [2]

$$\Delta x_м(t) = x_м(t) \cdot K_{\Delta x}(p,n), \tag{1}$$

где

$$K_{\Delta x}(p,n) = \mathbf{1} - K_c(p,n), \tag{2}$$

p – оператор дифференцирования, $K_{\Delta x}(p,n)$ – интегро-дифференциальное преобразование (ИДП) входного возмущения $x_м(t)$ в ошибку $\Delta x_м(t)$, $K_c(p,n)$ – ИДП замкнутого КУ, n – порядок астатизма.

Ошибка (1) с учетом выражения (2) может быть представлена в виде

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\Delta x_{м}(t)=\frac{x_{м.t}^{(n)}(t)}{Q(n)}\cdot K_{ф}(p,n), \tag{3}$$

где $Q(n)-$ добротность КУ n – го порядка,

$$K_{ф}(p,n)=\frac{K_{\Delta x}(p,n)}{p^{n}}, \tag{4}$$

Преобразование (4) — преобразование спектра частот n – ой производной входного возмущения $x_{м}(t)$ [3]. Вид амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) коэффициента передачи (КП) $K_{ф}(w,n)=\left|K_{ф}(j\cdot w,n)\right|$ на частотах меньше и больше частоты среза КУ w_{1}

$$K_{ф}(w,n)=\begin{cases}1, w<<w_{1},\\ 0, w>>w_{1}.\end{cases} \tag{5}$$

На частотах $w\approx w_{1}$ вид АЧХ КП $K_{ф}(w,n)$ определяется запасами устойчивости КУ: при малых запасах устойчивости — подъем АЧХ $K_{c}(w,n)$ и $K_{\Delta x}(w,n)$ на частотах $w\approx w_{1}$ (рис.1а, поз.1 и поз.2), что обусловливает подъем и АЧХ $K_{ф}(w,n)$ КП $K_{ф}(j\cdot w,n)$ (рис.1а, поз.3); при больших запасах устойчивости нет подъема АЧХ $K_{\Delta x}(w,n)$ и $K_{ф}(w,n)$.

Представляет интерес определение вида экстремального возмущения, ограниченного по первым n производным или $(n+1)-й$ производной, при котором амплитуда $\Delta A_{м}$ ошибки максимальна, но не превышает предельно допустимой величины. Традиционно возмущение представляют в гармонической форме [2]

$$x_{м}(t)=A_{м}\cdot sin(w\cdot t), \tag{6}$$

где $A_{м}$ – амплитуда экстремального гармонического возмущения. Значения амплитуды на частоте w гармонического сигнала (6) такие, что ограничивают возмущение $x_{м}(t)$ по первым n производным, заданным максимальными значениями. Поэтому $A_{м}=A_{м}(w)$.

Например, для системы с астатизмом первого порядка имеем

$$A_{м}(w)=\begin{cases}\frac{v_{м}}{w}, w\le\frac{a_{м}}{v_{м}},\\ \frac{a_{м}}{w^{2}}, w\ge\frac{a_{м}}{v_{м}},\end{cases} \tag{7}$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где $v_м, a_м$ – максимальные значения производных возмущения $x_м(t)$ (6) по скорости и ускорению. Амплитуда ошибки $\Delta A_м$ ошибки $\Delta x_м(t)$ (3) [2]

$$\Delta A_м(w) \approx \begin{cases} \dfrac{v_м}{Q(1)}, w \le \dfrac{a_м}{v_м}, \\ \dfrac{a_м}{Q(2)}, w \ge \dfrac{a_м}{v_м}. \end{cases} \quad (8)$$

Традиционный подход к оценке экстремального возмущения не позволяет ответить на два важных вопроса: насколько гармоническое возмущение экстремально по сравнению с более сложными по виду возмущениями, и как влияют запасы устойчивости КУ на амплитуду ошибки.

Для ответа на эти вопросы рассмотрим КУ с астатизмом первого порядка с большим запасом устойчивости. При этом АЧХ КП (5) первоначально можно принять прямоугольной. Можно показать, что при ограничении возмущения только по скорости на выходе фильтра (4) амплитуда

$$\Delta A_м = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{v_м}{Q(1)} \quad (9)$$

ошибки $\Delta x_м(t)$ максимальна, если производная входного возмущения – меандр с амплитудой $v_м$ (рис.1б, поз.1)

$$\Delta x_{м.t}'(t) = v_м \cdot sign(sin(w \cdot t)), \quad (10)$$

и частотой

$$w = \left(\frac{1}{3} \cdot w_1, ..., w_1\right). \quad (11)$$

В этом случае амплитуда (9) — амплитуда первой гармоники меандра (10) (рис.2б, поз.2). Уменьшение частоты входного сигнала по сравнению с (11) приведет к попаданию и высших гармоник в полосу пропускания фильтра (5), в связи с чем произойдет уменьшение амплитуды ошибки с уровня (9) до уровня (8). Однако вследствие пологого спада АЧХ реального КП $K_ф(w,n)$ на частотах вне полосы пропускания $w > w_1$ даже выполнение условий (11) не приведет к полному подавлению высших гармоник. Поэтому наилучшее подавление высших гармоник в реальных КУ с большими запасами устойчивости на частотах $w \approx w_1$. Подъем АЧХ $K_ф(w,n)$ на частоте w_1 при малых запасах устойчивости КУ (рис.2а, поз.2) лишь усугубляет причины того, что ошибка максимальна при $w \approx w_1$.

Другая причина, которая может обусловить уменьшение амплитуды

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ошибки по сравнению с (9) — ограничение скорости изменения фронтов сигналов $\Delta x_{м.t}^{'}(t)$ (10) (рис.2в, поз.1) по ускорению: $\left|\Delta x_{м.t}^{''}(t)\right| \le a_м$. В результате этого ограничения с увеличением частоты w может уменьшится

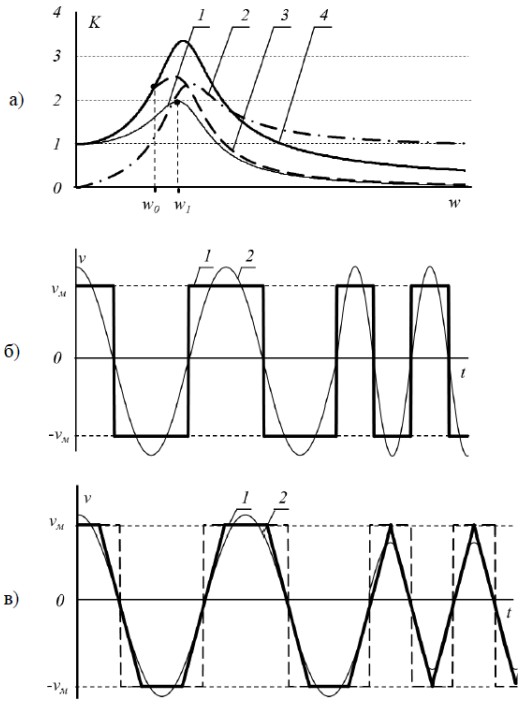


Рис.2 Оценка экстремальных входных возмущений контуров управления

Fig. 1. Estimation of extreme input perturbation control loops

не только крутизна фронтов и АЧХ $K_ф(w,n)$ (рис.2а, поз.4), но и амплитуда $\Delta A_м$ ошибки $\Delta x_м(t)$ (рис.2в, поз.2). Однако можно показать, что если $w_1 < a_м / v_м$, то амплитуда ошибки $\Delta A_м$ мало отличается от амплитуды ошибки (9), увеличение частоты $w_1 > a_м / v_м$ приводит к уменьшению амплитуды ошибки до уровня (8). Аналогичные результаты можно получить и при рассмотрении КУ с астатизмом более высокого порядка.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Заключение

Таким образом, найдены максимально неблагоприятные траектории движения объектов. При этом показано, что практически независимо от запасов устойчивости для КУ с астатизмом n – го порядка максимально неблагоприятно периодическое возмущение с частотой среза КУ при наличии разрывов n – й производной. Такое возмущение может приводить к увеличению амплитуды ошибки по сравнению с гармоническим возмущением той же частоты максимум в $4/\pi$ раз. Применение этого решения позволяет, во-первых, минимизировать ошибки в максимально неблагоприятных случаях; во-вторых, уменьшить габариты и массу приводов платформы КУ. Полученные оценки проверены и подтверждены на моделирующем стенде ГосНИИАС.

Список литературы

[1] Астапов Ю.И., Васильев Д.В., Заложнев Ю.И. Теория оптико-электронных следящих систем. М.: Наука. 1988. 328 с.

[2] Бесекерский В.А. Динамический синтез систем автоматического регулирования. М.: Наука. 1970. 576 с.

[3] Первозванский А.А. Курс теории автоматического управления. М.: Наука. 1986.

[4] Алпатов Б.А. Системы автоматического обнаружения и сопровождения. М.: Радиотехника. 2008. 176 с.

[5] Скойбеда А.Т., Кузьмин А.В., Макейчик Н.Н. Детали машин и основы конструирования. Минск: Высшая школа. 2006. 584 с.

[6] Куцеконь В.А., Шевченко-Грабский И.В. Расчет статических моментов и мертвых ходов в кинематических цепях точных приборов. М.: Машиностроение. 1968. 148 с.

References

[1] Astapov Y. I., Vasilyev D.V., Zalozhnev Y.I. [The theory of electro-optical tracking systems]. Moscow, 1988, 328 p. (In Russian).

[2] Besekersky V.A. [Dynamic synthesis of automatic control systems]. Moscow, 1970, 576 p. (In Russian).

[3] Pervozvanskii A.A. [The course of automatic control theory]. Moscow, 1986. (In Russian).

[4] Alpatov B.A. [Systems of automatic detection and maintenance]. Moscow, 2008, 176 p. (In Russian).

[5] Skoybeda A.T., Kuzmin A.V., Makeychik N.N. [Details of machines and basis of constructing]. Minsk, 2006, 584 p. (In Russian).

[6] Kutsekon V.A., Shevchenko-Grabski I.V. [A calculation of static moments and dead motions is in the kinematics chains of exact devices]. Moscow, 1968, 148 p. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Устройство пространственно-временной обработки сигналов для первичных когерентных радиолокационных станций

Ершов Г.А., Мясников С.А., Переломов В.Н., Синицын Е.А., Фридман Л.Б.
Акционерное общество «Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры» (АО «ВНИИРА»)
г. С-Петербург, 199106, Российская Федерация
esinit@yandex.ru

Аннотация: *Рассмотрены особенности построения и характеристики устройства пространственно-временной обработки сигналов для первичных когерентных радиолокационных станций управления воздушным движением. Получены выражения аналитической оценки выходных мощностей устройства пространственно-временной обработки при детерминированном сигнале и помехе с флюктуирующей от пачки к пачке амплитудой, с доплеровской частотой, флюктуирующей от импульса к импульсу в пачке, и с равномерно распределенной начальной фазой.*

Ключевые слова: пространственно-временная обработка, первичные радиолокационные станции, пассивные помехи, доплеровская частота, селекция движущихся целей.

1. Введение

Функционирование первичных радиолокационных станций (РЛС) управления воздушным движением затрудняется присутствием интенсивных пассивных помех (ПП), отличающиеся от полезных сигналов воздушных объектов (целей), спектральными и пространственными характеристиками [1]. Подавление ПП и выделение на их фоне полезных сигналов может быть достигнуто в первичных РЛС с помощью адаптивных фильтров селекции движущихся целей (СДЦ) [2], использующих различие доплеровских частот сигналов целей и помех, а также адаптивных антенных решеток (АР) [3], учитывающих различие направлений на источники сигналов и помех.

Пространственный тракт современных первичных РЛС может быть построен в виде АР с цифровым формированием приемной диаграммы направленности (ДН) антенны [4]. В РЛС с такими АР сигнал, принятый каждым элементом АР, преобразуется в аналого-цифровом модуле (АЦМ) в двоичный код, а формирование ДН и дальнейшая обработка радиолокационных сигналов производятся цифровым процессором. АЦМ содержит все основные блоки приемного тракта РЛС, включая цифровой фазовый детектор (ЦФД).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Алгоритмы частотной и пространственной селекции

В адаптивных фильтрах СДЦ и адаптивных АР целесообразно использовать алгоритмы, максимизирующие отношение мощностей сигнал/помеха плюс собственный шум [2, 3].

Оптимальные векторы весовых коэффициентов фильтров СДЦ и АР можно определить соответственно выражениями

$$W_t = \mu R^{-1} T_S^*, \quad W_S = \mu A^{-1} S^*,$$

где μ - комплексный коэффициент; $\mathbf{R}^{-1}$ и $\mathbf{A}^{-1}$ - матрицы, обратные соответственно межпериодной корреляционной матрице **R** помехи и корреляционной матрице **A** фазового распределения помехи на раскрыве АР; $\mathbf{S^t}$=‖1; exp(jπsinφ);...; exp[j(N-1]πsinφ] ‖ - транспонированный вектор фазового распределения сигнала на раскрыве АР (здесь φ - угол между нормалью к линии антенных элементов и направлением на источник сигнала, N - число антенных элементов эквидистантной линейной АР); $\mathbf{T_s^t}$=‖1; exp(j2πFT); ... ; exp[j(k-1]2πFT] ‖ - транспонированный вектор распределения доплеровской фазы сигнала на выходах АЦМ (здесь F - доплеровская частота сигнала, T - период повторения зондирующих импульсов в отраженной пачке импульсных сигналов); * - символ комплексного сопряжения; t (верхний индекс) - символ транспонирования.

Вектор $\mathbf{W_S}$ содержит N элементов, а вектор $\mathbf{W_t}$ - K элементов. Определение этих векторов требует оценки матриц **A** и **R**, а также последующего их обращения, что ведет к усложнению аппаратурной реализации. Кроме того, в адаптивных АР имеет место подавление сигнала при совпадении направлений на источники сигнала и помехи, а в адаптивных фильтрах СДЦ сигнал подавляется при равенстве доплеровских частот сигнала и помехи, поэтому представляют интерес устройства цифровой обработки, не требующие нахождения и обращения матриц A и R и сочетающие в себе свойства адаптивных антенных решеток и адаптивных фильтров селекции движущихся целей.

При использовании в РЛС фазированных АР с АЦМ появляется такая возможность, поскольку выходные сигналы АЦМ зависят как от фазового распределения на раскрыве решетки, так и от доплеровской фазы сигнала.

Дискретные отсчеты комплексных огибающих сигнала и помехи на выходах АЦМ можно представить векторами V_S и V_P, которые являются произведениями модулирующих функций $Q_S(l)$ и $Q_P(l)$ на векторы S и S_P фазового распределения сигнала и фазового распределения помехи на раскрыве антенны соответственно, причем,

$$Q_S(l) = A\exp\{j[2\pi(l-1)FT+\Phi]\},\ Q_P(l) = U_P\exp\{j[2\pi(l-1)F_pT+\Phi_p]\},$$

$$S_p^t = ‖1;\ \exp(j\pi\sin\varphi_p);\ \ ...;\ \exp[j(N-1]\pi\sin\varphi_p] ‖,$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где A, Up, F, F_P, Ф, $Ф_P$ - амплитуды, доплеровские частоты и начальные фазы сигнала и помехи; l=1÷K; φ_p - угол между нормалью АР и направлением на помеху.

Полагаем, что U_P и F_P представляют собой нормальные случайные величины с математическими ожиданиями m_U, m_F и дисперсиями σ_U^2, σ_F^2, причем величина U_P флюктуирует от пачки к пачке импульсов, а F_P - от импульса к импульсу.

3. Устройство пространственно-временной обработки сигналов

Известны устройства пространственной селекции, реализующие метод ортогонализации помехи и содержащие первый пространственный согласованный фильтр (ПСФ1), настроенный на направление прихода сигнала и имеющий вектор весовых коэффициентов $W_1 = S^*$, и второй пространственный согласованный фильтр (ПСФ2), настроенный на направление прихода помехи и имеющий вектор весовых коэффициентов $W_2 = S_p^*$. Входы ПСФI и ПСФ2 подключены к выходам АЦМ. Устройство включает в себя также комплексный умножитель и вычитатель. Недостатком подобных устройств, не учитывающих различие доплеровских частот, является подавление сигнала при совпадении направлений на источники сигнала и помехи.

Для устранения этого недостатка после ПСФ2 устанавливается резонансный цифровой фильтр (РЦФ), настроенный на частоту помехи (рис. 1) и выделяющий ее [5]. В качестве РЦФ предлагается использовать нерекурсивный цифровой фильтр первого порядка с весовым коэффициентом, величина которого определяется выражением $a_1=a_1^c + ja_1^s = \exp(j2\pi f_P T)$, где f_P - резонансная частота.

С целью оценки эффективности предложенного устройства найдем выражения для оценки мощностей сигнала и помехи на выходе устройства.

Комплексные отсчеты сигнала и помехи на выходах ПСФ1 и ПСФ2
$y_{1S}(l) = Q_S(l)\alpha_1$; $y_{1P}(l) = Q_P(l)\beta_1$; $y_{2S}(l) = Q_S(l)\alpha_2$; $y_{2P}(l) = Q_P(l)\beta_2$;
где $\alpha_1 = W_1^t S$; $\alpha_2 = W_2^t S$; $\beta_1 = W_1^t S_P$; $\beta_2 = W_2^t S_P$; W_1 и W_2 - векторы весовых коэффициентов ПСФ1 и ПСФ2, цифры в индексах указывают на номер ПСФ, а индексы s и p – соответственно на сигнал и помеху.

Величины α_1, α_2, β_1 и β_2 являются комплексными и зависят от φ и φ_P, а также от углов φ_1 и φ_2 между нормалью к линии антенных элементов и направлениями максимумов коэффициентов передачи ПСФ1 и ПСФ2 соответственно

$$a_1 = a_1^C + ja_1^S = \sum_{i=0}^{N-1} \exp[-j\pi i(\sin\varphi_1 - \sin\varphi)]; \quad a_2 = a_2^C + ja_2^S = \sum_{i=0}^{N-1} \exp[-j\pi i(\sin\varphi_2 - \sin\varphi)];$$

$$\beta_1 = \beta_1^C + j\beta_1^S = \sum_{i=0}^{N-1} \exp[-j\pi i(\sin\varphi_1 - \sin\varphi_P)]; \quad \beta_1 = \beta_2^C + j\beta_2^S = \sum_{i=0}^{N-1} \exp[-j\pi i(\sin\varphi_2 - \sin\varphi_P)].$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

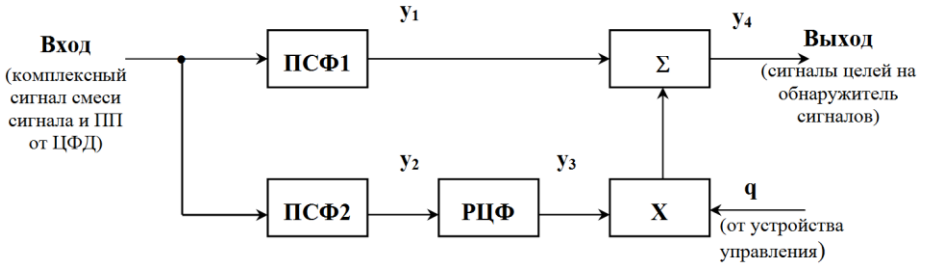


Рисунок 1 – Устройство пространственно-временной обработки радиолокационных сигналов

Комплексные отсчеты сигнала и помехи на выходе РЦФ

$$y_{3S}(l) = y_{2S}(l) + a_1 y_{2S}(l-1) \quad \text{и} \quad y_{3P}(l) = y_{2P}(l) + a_1 y_{2P}(l-1).$$

Комплексные отсчеты сигнала и помехи на выходе устройства

$$y_{4S}(l) = y_{1S}(l) - q y_{3S}(l) \quad \text{и} \quad y_{4P}(l) = y_{1P}(l) - q y_{3P}(l),$$

При настройке ПСФ2 на направление прихода помехи, т.е. при $\varphi_2=\varphi_p$, условием полной компенсации помех будет требование $q=\beta_1/2N$.

Мощность помехи $P_П$ на выходе определим путем усреднения произведения $y_{4P}(l)y^*_{4P}(l)$ по множеству реализаций

$$P_П = (m_U^2 + \sigma_U^2)\{(\gamma_1^C)^2 + (\gamma_1^S)^2 + (\gamma_2^C)^2 + (\gamma_2^S)^2 - 2\rho[\nu_1\cos(2\pi m_F T) + \nu_2\sin(2\pi m_F T)]\},$$ где

$\rho=\exp(-2\pi^2T^2\sigma_F^2)$ - модуль межпериодного коэффициента корреляции помехи;

$\nu_1=\gamma_1^c\gamma_2^c+\gamma_1^s\gamma_2^s$; $\nu_2=\gamma_1^c\gamma_2^s-\gamma_1^c\gamma_2^s$; $\gamma_1^c=\beta_1^c-q^c\beta_2^c+q^s\beta_2^s$; $\gamma_1^s=\beta_1^s-q^c\beta_2^s-q^s\beta_2^c$;

$\gamma_2^c=\beta_2^c(q^ca_1^c-q^sa_1^s)-\beta_2^s(q^ca_1^s+q^sa_1^c)$; $\gamma_2^s=\beta_2^s(q^ca_1^c-q^sa_1^s)+\beta_2^c(q^ca_1^s+q^sa_1^c)$.

Можно показать, что мощность сигнала P_c определяется выражением

$$P_C = A^2\{(\gamma_3^C)^2 + (\gamma_3^S)^2 + (\gamma_4^C)^2 + (\gamma_4^S)^2 - 2[\nu_3\cos(2\pi FT) + \nu_4\sin(2\pi FT)]\},$$

где $\nu_3=\gamma_3^c\gamma_4^c+\gamma_3^s\gamma_4^s$; $\nu_4=\gamma_3^c\gamma_4^s-\gamma_3^s\gamma_4^c$; $\gamma_3^c=\alpha_1^c-q^c\alpha_2^c+q^s\alpha_2^s$; $\gamma_3^s=\alpha_1^s-q^s\alpha_2^s-q^s\alpha_2^c$;

$\gamma_4^c=\alpha_2^c(q^ca_1^c-q^sa_1^s)-\alpha_2^s(q^ca_1^s+q^sa_1^c)$; $\gamma_4^s=\alpha_2^s(q^ca_1^c-q^sa_1^s)+\alpha_2^c(q^ca_1^s+q^sa_1^c)$.

4. Оценка коэффициента улучшения

На основе приведенных соотношений получена оценка зависимости коэффициента улучшения Ку отношения мощностей сигнал/помеха устройства пространственно-временной обработки радиолокационных сигналов от угловой расстройки ПСФ2 от направления на источник помехи $\Delta\varphi=\varphi_2-\varphi_P$ и частотной расстройки РЦФ от доплеровской частоты помехи $\Delta FT=(f_P-m_F)T$.

Для случая N=8, K=2, $m_F=F/2$, $\sigma_F T=1$, отношении мощностей сигнал/помеха минус 20 дБ и совпадении направления на источник сигнала с нормалью к линии антенных элементов АР, прохождения помехи через максимум бокового лепестка диаграммы направленности ПСФ1, настроенного на направ-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ление прихода сигнала, если доплеровская частота сигнала оптимальна (FT=0,5), подобная зависимость имеет максимум, равный 48 дБ при нулевых расстройках.

Полученная зависимость позволяет судить о влиянии ошибок в оценке параметров помехи на эффективность устройства пространственно-временной фильтрации. Анализ показывает, что при равенстве доплеровских частот сигнала и помехи, нулевых расстройках и сохранении значений других параметров коэффициент улучшения Ку снижается до 36 дБ. При совпадении направлений прихода сигнала и помехи, оптимальной доплеровской частоте сигнала, m_F=F/2 и нулевых расстройках $К_у$=33 дБ.

5. Заключение

1 Представлено устройство пространственно-временной обработки сигналов первичной когерентной РЛС, для которого требуется оценивание направления прихода сигнала и помехи, а также доплеровской частоты помехи. Реализация такого оценивания проще, чем использование алгоритмов оценки корреляционных матриц и последующего обращения этих матриц, что требуется при традиционном последовательном включении пространственного и временного фильтров.

2 Получены выражения аналитической оценки выходных мощностей устройства пространственно-временной обработки при детерминированном сигнале и помехе с флюктуирующей от пачки к пачке амплитудой, с доплеровской частотой, флюктуирующей от импульса к импульсу в пачке, и с равномерно распределенной начальной фазой.

3 Предложенное устройство пространственно-временной обработки, в отличие от устройств с традиционной последовательной пространственной и временной фильтрацией, позволяет выделить сигнал на фоне помех даже при их различии хотя бы по одному из параметров: доплеровской частоте или направлению на источники сигнала и помехи.

Список литературы

[1] Иванов Ю.В., Родионов Ю.В., Синицын В.А., Смирнов А.А. Методы обработки сигналов в когерентно-импульсных РЛС // Зарубежная радиоэлектроника. 1988. № 11. С.3-20.

[2] Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь.1986. 283 с.

[3] Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки / Пер. с англ. М.: Радио и связь. 1986. 448 с.

[4] Проблемы антенной техники / Под ред. Л. Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989. 368 с.

[5] Иванов Ю.В., Синицын Е.А. Алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов в радиотехнических системах// Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОВР. 1990. Вып. 14. С. 52-60.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Pseudo gradient algorithms for estimating the parameters of image models

Nikita A. Andriyanov[1]
[1]*Ulyanovsk State Technical University University*
Ulyanovsk, 432027, Russian Federation
nikita-and-nov@mail.ru

Abstract: *We consider the problem of image parameters assessment. The very difficult task is to estimate inner correlation coefficients in doubly stochastic models. We suggest to use pseudo gradient search procedures to estimate this coefficients. The text describes comparative analysis of estimating by pseudo gradient with different model parameters.*

Keywords: *image processing, parameters identification, parameters estimation, doubly stochastic models, pseudo gradient search.*

Псевдоградиентные процедуры в задачах оценивания параметров моделей изображений

[1]Андриянов Н.А.
[1]*Ульяновский государственный технический университет*
г. Ульяновск, 432027, Российская Федерация
nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация: *Рассматривается задача оценки параметров изображения. При этом большие сложности связаны с оценкой внутренних коэффициентов корреляции в дважды стохастических моделях изображений. Мы предлагаем использовать процедуры псевдоградиентного поиска для оценки этих параметров. Текст описывает сравнительный анализ точности оценок, полученных с помощью псевдоградиента при разных параметрах модели.*

Ключевые слова: обработка изображений, идентификация параметров, оценивание параметров, дважды стохастические модели, псевдоградиентные процедуры.

1. Введение

В докладе описывается алгоритм псевдоградиентного поиска оценок внутренних параметров сложных моделей случайных полей (СП). Применение данного алгоритма обусловлено необходимостью наличия началь-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ных условий для решения ряда прикладных задач обработки изображений, среди которых важное место занимают задачи фильтрации и обнаружения сигналов [1-4]. Действительно, при работе с реальными изображениями необходимо выполнить их аппроксимацию с помощью какой-либо модели. После выбора модели возникает задача идентификации ее параметров. В случае использования дважды стохастических моделей изображений возникают значительные трудности при определении параметров внутренних СП. Однако псевдоградиентные процедуры оценивания позволяют получить весьма удовлетворительные результаты. В докладе синтезирован модифицированный алгоритм псевдоградиентного поиска, получены оценки при различных параметрах модели, а также выполнен сравнительный анализ точности данных оценок в зависимости от области значений, в которой они находятся. Кроме того, рассчитан выигрыш вычислительных затрат, которые могут быть достигнуты с учетом использования синтезированного модифицированного алгоритма псевдоградиентного поиска. Сам же поиск заключается в разделении двух внутренних СП и определении частных оценок.

2. Дважды стохастическая модель

Рассмотрим простейшую дважды стохастическую модель, которая может быть записана следующим образом

$$x_{ij} = \rho_{1ij} x_{i-1,j} + \rho_{2ij} x_{i,j-1} - \rho_{1ij}\rho_{2ij} x_{i-1,j-1} + \xi_{ij}, \qquad (1)$$

где ρ_{1ij} - поле корреляционных параметров по строкам изображения; ρ_{2ij} - поле корреляционных параметров по столбцам; $\{\xi_{ij}\}$ - случайное поле независимых гауссовских случайных величин с математическим ожиданием $M\{\xi_{ij}\} = m_{\xi} = 0$ и дисперсией $M\{\xi_{ij}^2\} = \sigma_{\xi ij}^2 = \sigma_x^2(1-\rho_{1ij}^2)(1-\rho_{2ij}^2)$; σ_x^2 - дисперсия основного случайного поля.

В модели (1) корреляционные параметры представляют собой реализацию СП. Будем считать, что СП ρ_{1ij} и ρ_{2ij}

$$\rho_{1ij} = \widetilde{\rho}_{1ij} + m_{\rho 1},\ \widetilde{\rho}_{1ij} = r_{11}\widetilde{\rho}_{1i-1,j} + r_{12}\widetilde{\rho}_{1i,j-1} - r_{11}r_{12}\widetilde{\rho}_{1i-1,j-1} + \varsigma_{1ij},$$
$$\rho_{2ij} = \widetilde{\rho}_{2ij} + m_{\rho 2},\ \widetilde{\rho}_{2ij} = r_{21}\widetilde{\rho}_{2i-1,j} + r_{22}\widetilde{\rho}_{2i,j-1} - r_{21}r_{22}\widetilde{\rho}_{2i-1,j-1} + \varsigma_{2ij}, \qquad (2)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где $m_{\rho 1}$ и $m_{\rho 1}$ определяют среднее значение коэффициентов корреляции основного СП по строке и по столбцу соответственно, а СП $\{\widetilde{\rho}_{1ij}\}$ и $\{\widetilde{\rho}_{2ij}\}$ являются реализациями известной модели Хабиби [5] с постоянными параметрами r_{11}, r_{12}, отвечающими за корреляцию первого базового СП (корреляция по строке), и параметрами r_{21}, r_{22}, отвечающими за корреляцию второго базового СП (корреляция по столбцу).

На рис. 1 представлен пример реализации дважды стохастической модели (1) с учетом (2).

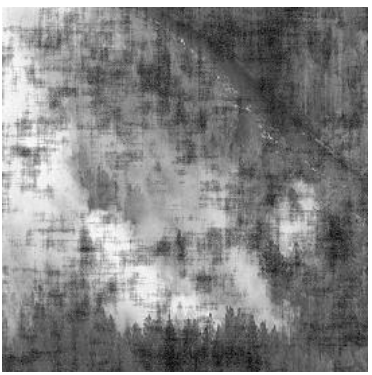


Рис. 1 Реализация дважды стохастической модели изображения
Fig. 1 Doubly stochastic model of the image

Таким образом, правильный выбор всех внутренних параметров модели позволяет строить неоднородные изображения, достаточно близкие к реальным снимкам. Однако возникает задача точного оценивания данных параметров, удовлетворительное решение которой затруднительно получить, основываясь только на применении скользящего окна.

3. Псевдоградиентное оценивание внутренних коэффициентов корреляции дважды стохастической модели

Для того, чтобы эффективно оценить параметры моделей (2), будем использовать широко известные процедуры псевдоградиентного поиска [4]. Тогда получим оценки постоянных корреляционных параметров r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22}. Повышение точности оценок может быть достигнуто путем

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

повторения псевдоградиентных процедур поиска несколько раз после чего считается среднее значение по полученным оценкам. Однако это требует значительных вычислительных затрат и не всегда является целесообразным.

В связи с этим разобьем модель (2) на исходные СП $\{\widetilde{\rho}_{1ij}\}$ и $\{\widetilde{\rho}_{2ij}\}$, для каждого из которых поочередно выполним оценивание постоянных корреляционных параметров.

Процедуру псевдоградиентного оценивания будем выполнять в соответствии со следующим общим выражением [4]:

$$\hat{\alpha}_{t+1} = \hat{\alpha}_t - \Lambda_{t+1}\beta_{t+1}(J(Z_{t+1}, \hat{\alpha}_t), \tag{3}$$

где α - оцениваемый вектор параметров; t -номер итерации; Λ – матрица приближения; β – псевдоградиент целевой функции J, которая характеризует качество оценивания; Z_t - локальная выборка наблюдений, используемая на t-ой итерации.

Для того, чтобы основываясь на (3), определить оценки коэффициентов r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22} сначала примем все оценки, равными какому-либо значению, например, 0.5. Для данных значений r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22} выполним моделирование дважды стохастического СП и, зная реальные значения, найдем дисперсию ошибки для заданных параметров. Затем поочередно будем увеличивать или уменьшать значения r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22}. При этом также производим реализацию СП. Находим из всех дисперсий ошибки минимальную и записываем соответствующие ей параметры. Продолжаем движение из новой точки. Таким образом, на каждой итерации выполняется сравнение ошибок и поиск оптимального направления движения при переходе от (s-1)-го шага к s-му шагу. Можно записать модель корреляционных параметров для s-го шага в следующем виде:

$$\begin{gathered}\{\widetilde{\rho}_{1ij}\} = \min_{(z-\hat{x})^2}(a_1 \quad b_1 \quad c_1 \quad d_1 \quad e_1 \quad f_1 \quad g_1 \quad h_1 \quad k_1), \\ \{\widetilde{\rho}_{2ij}\} = \min_{(z-\hat{x})^2}(a_2 \quad b_2 \quad c_2 \quad d_2 \quad e_2 \quad f_2 \quad g_2 \quad h_2 \quad k_2)\end{gathered}, \tag{4}$$

где направление, для которого происходит уменьшение каждого параметра описывается выражением

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$(a_1) = (r_{11s} - \Delta r_{11s})\widetilde{\rho}_{1i-1,j} + (r_{12s} - \Delta r_{22s})\widetilde{\rho}_{1i,j-1} -$$
$$-(r_{11s} - \Delta r_{11s})(r_{12s} - \Delta r_{12s})\widetilde{\rho}_{1i-1,j-1} +$$
$$+\sigma_1\sqrt{1-(r_{11s} - \Delta r_{11s})^2}\sqrt{1-(r_{12s} - \Delta r_{12s})^2}\varsigma_{ij},$$

- направление, для которого происходит уменьшение корреляции по строке и не изменяется корреляция по столбцу описывается выражением

$$(b_1) = (r_{11s} - \Delta r_{11s})\widetilde{\rho}_{1i-1,j} + r_{12s}\widetilde{\rho}_{1i,j-1} -$$
$$-(r_{11s} - \Delta r_{11s})r_{12s}\widetilde{\rho}_{1i-1,j-1} +$$
$$+\sigma_1\sqrt{1-(r_{11s} - \Delta r_{11s})^2}\sqrt{1-r_{12s}^2}\varsigma_{ij},$$

Аналогичные выражения могут быть записаны и для всех оставшихся направлений. Кроме того, аналогично строятся и пути изменений коэффициентов для корреляции по столбцу.

Интересно, что в результате выполнения алгоритма (4) будут найдены частные оценки корреляционных параметров СП, применяемых в качестве коэффициентов корреляции по строке и по столбцу в дважды стохастической модели. При этом данный подход позволяет сократить вычислительные затраты по сравнению с алгоритмом, когда совместно учитывается изменение всех четырех параметров. Действительно, в (4) оценка СП происходит отдельно, т.е. оценивается сначала $\{\widetilde{\rho}_{1ij}\}$, а потом $\{\widetilde{\rho}_{2ij}\}$. При этом достигается выигрыш в 4,5 раза по вычислительным затратам, а полученные оценки весьма близки к реальным.

4. Заключение

Таким образом, в работе предложен псевдоградиентный алгоритм оценивания внутренних параметров дважды стохастических моделей, позволяющий как эффективно выполнять оценивание, так и обеспечивать сокращение вычислительных ресурсов. При этом в предлагаемом алгоритме необходимо выполнить в 4,5 раза меньше вычислительных процедур, чем в случае, когда псевдоградиентный поиск учитывает одновременно изменение корреляции двух СП.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] D.E. Dungeon and R.M. Mercereaw, Multidimensional Digital Signal Processing, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, Inc., 1984.

[2] Сейдж Э. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э. Сейдж, Дж. Мелс. — М. : Связь, 1976, 495 с.

[3] K. K. Vasil'ev, V. E. Dement'ev, N. A. Andriyanov Doubly stochastic models of images // Pattern Recognition and Image Analysis, January 2015, vol. 25(1), pp. 105-110.

[4] Vasil'ev K.K., Dement'ev V.E., Andriyanov N.A. Application of mixed models for solving the problem on restoring and estimating image parameters // Pattern Recognition and Image Analysis. 2016. vol. 26.(1). pp. 240-247.

[5] Васильев К.К., Крашенинников В.Р. Статистический анализ изображений. - Ульяновск: УлГТУ, 2014. 214 с.

References

[1] D.E. Dungeon and R.M. Mercereaw, Multidimensional Digital Signal Processing, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, Inc., 1984.

[2] Sage E. and Mels G. [Estimation Theory and its application in communication and management]. - M: Communications, 1976, 495 p. (In Russian)

[3] K.K. Vasil'ev, V. E. Dement'ev, N. A. Andriyanov Doubly stochastic models of images // Pattern Recognition and Image Analysis, January 2015, vol. 25(1), pp. 105 - 110.

[4] Vasil'ev K.K., Dement'ev V.E., Andriyanov N.A. Application of mixed models for solving the problem on restoring and estimating image parameters // Pattern Recognition and Image Analysis. 2016. vol. 26.(1). pp. 240-247.

[5] Vasiliev K.K., Krasheninnikov V.R. [Statistical analysis of images]. - Ulyanovsk: Ulstu 2014. 214 p. (In Russian)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Особенности цифровой обработки сигналов и синхронизации при испытаниях радиолокаторов с синтезированной апертурой с использованием активной контрольной станции

Лепёхина Т.А., Николаев В.И.
Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»
г. Москва, 121170, Российская Федерация
vnikolaev65@inbox.ru

Аннотация: *Рассмотрен метод формирования входных воздействий для испытаний радиолокаторов с синтезированной апертурой путём аппаратно-программной имитации отражённых сигналов с использованием активной контрольной станции. Выявлены проблемные вопросы синхронизации, возникающие при обмене сигналами радиолокатора и имитатора. Предложены аппаратные средства и алгоритм программного управления ими для стабилизации задержки воспроизведения ответного сигнала.*

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, радиоголограмма, активная контрольная станция, имитационное и полунатурное моделирование, синхронизация, корреляционный дискриминатор, линия задержки, фазовращатель.

1. Введение

Имитация отражённых сигналов взамен съёмки реальных целей всё чаще используется при решении различных задач, связанных с наземными и лётными испытаниями радиолокаторов, устанавливаемых на летательных и космических аппаратах [1]. Для испытаний и калибровки радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) широкое применение нашёл активный ретранслятор (транспондер), имитирующий отражение зондирующего сигнала (ЗС) от одиночной точечной цели. Для имитации группы точечных целей, в том числе движущихся, были разработаны устройства [2, 3], выполняющие в режиме реального времени преобразование демодулированного ЗС параллельно в нескольких каналах. Высокопроизводительная многопроцессорная система для наземной отработки самолётного РСА среднего разрешения [4] обеспечивала моделирование входного воз-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

действия, соответствующего съёмке участков земной поверхности с природными покровами и городской застройкой.

При отсутствии технической возможности цифрового преобразования сигнала в режиме реального времени имитация сложных фоно-целевых обстановок может быть выполнена путём замены ретранслированного сигнала сигналом, воспроизводимым из предварительно подготовленного массива данных.

2. Имитация отражённых сигналов в разомкнутом режиме

Для имитации отражённых сигналов потребуется два сеанса взаимодействия РСА и контрольной станции (при лётных испытаниях) или активного имитатора (при наземной отработке). В течение первого сеанса записывается зондирующий сигнал РСА. Формирование массива данных имитированного отражённого сигнала выполняется в перерыве между сеансами путём операций, обратных двумерному сжатию радиоголограммы, с использованием предварительно записанного зондирующего сигнала, заданного закона движения носителя и заранее построенной модели имитируемой фоно-целевой обстановки [5]. Во втором сеансе имитированный отражённый сигнал воспроизводится из предварительно сформированного массива в импульсном (сегментированном) режиме, при этом запуск очередного импульса должен выполняться с фиксированной задержкой относительно зондирующего импульса.

Как правило, при реальном полёте носителя момент приёма зондирующего импульса в каждом текущем периоде циклограммы отличается от расчётного на случайную величину, обусловленную совокупностью факторов: нестабильностью траектории носителя, расстройкой частот опорных генераторов радиолокационной станции и имитатора и т. п. Отклонения приводят к дополнительному шуму на изображении или к невозможности синтеза изображения из-за полной потери в искажённой радиоголограмме информации о начальной фазе принятых импульсов, необходимой для сжатия по азимуту.

3. Требования по точности синхронизации

Оценку требований к стабильности задержки импульса обратного сигнала, передаваемого имитатором, можно провести из условия ограничения остаточного шума на изображении имитированной одиночной точечной цели (функции отклика). Оценку характеристик такого изображения, а именно, ширины главного лепестка и уровней боковых лепестков,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

можно считать качественной, если относительный уровень шумовой составляющей по амплитуде не будет превышать 0,01, или минус 40 дБ. Для этого среднеквадратическое отклонение (СКО) случайной составляющей начальной фазы воспроизводимых импульсов должно быть не более 1,4°. Например, для взаимодействия имитатора с РСА X-диапазона, ширина спектра сигнала которого не превышает 200 МГц, это соответствует СКО задержки не более 0,4 пс, что при частоте преобразования 250 МГц составляет 10^{-4} периода дискретизации.

4. Аппаратные средства коррекции задержки и фазы

Структурная схема активного имитатора радиомишеней приведена на рис. 1. Основными функциональными элементами являются аналого-цифровой и цифро-аналоговый преобразователи видеосигналов, синхронизируемые от общего тактового генератора, и переносчики частот, использующие общий сигнал гетеродина.

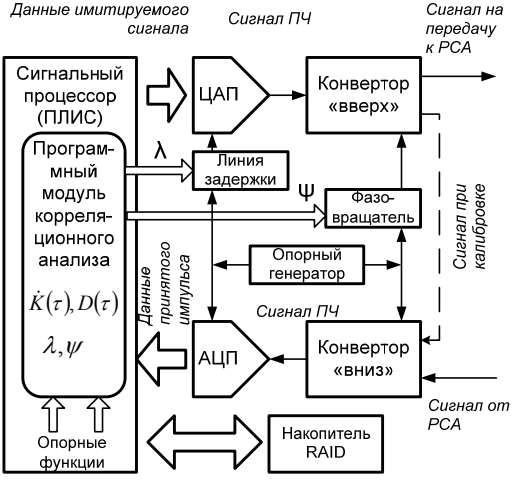


Рис. 1. Структурная схема активного имитатора произвольных радиомишеней

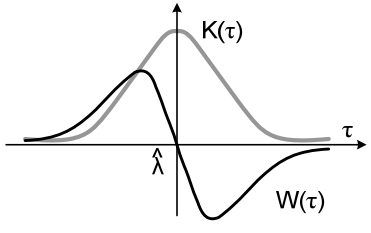


Рис. 2. Определение задержки и начальной фазы принятого импульса по дискриминационной характеристике

Для стабилизации задержки и поворота начальной фазы имитируемого отражённого импульса относительно принятого зондирующего предусмотрены следующие элементы: 1) управляемая линия задержки в цепи тактового сигнала ЦАП для грубой коррекции задержки видеосигнала; 2) управляемый фазовращатель в цепи гетеродина переносчика вверх для

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

коррекции начальной фазы; 3) аппаратно-программный анализатор зондирующего импульса, позволяющий в режиме реального времени (до начала воспроизведения очередного импульса) определить смещение его огибающей и отклонение начальной фазы от расчётных и сформировать управляющие коды для внесения соответствующих коррекций.

Управляемая дискретная линия задержки может быть реализована как набор коаксиальных или микрополосковых линий возрастающей длины, подключенных между выходами и входами мультиплексоров логических сигналов. Для коррекции начальной фазы сигнала на передачу в диапазоне 0…360° предлагается использовать прецизионный фазовращатель [6, 7], управляемый постоянным напряжением с выхода 12-разрядного ЦАП. Переключения задержки и фазы осуществляются в паузах между излучением импульсов.

5. Программные средства синхронизации

Для определения задержки (опережения) принятого зондирующего импульса относительно расчётного момента приёма удобно использовать корреляционно-экстремальные алгоритмы, известные из теории автоматического управления [8]. При этом модуль функции отклика $\dot{K}(\tau)$, полученной при сжатии принятого импульса по дальности, подвергается свёртке с дискриминационной характеристикой (ДХ) – нечётной функцией $W(\tau)$ [9] (рис. 2). Оценка $\hat{\lambda}$ искомой задержки λ получается решением уравнения $D(\hat{\lambda}) = 0$, где $D(\tau) = W(\varsigma) * \left|\dot{K}(\tau - \varsigma)\right|$. Затем начальная фаза принятого импульса определяется как фаза максимума комплексной функции отклика: $\psi = \arg\left(\dot{K}(\hat{\lambda})\right)$.

Управляющий код для установки фазовращателя формируется с учётом данных калибровки дискретной линии задержки по вносимому сдвигу начальной фазы. Калибровка осуществляется до начала сеанса с помощью коммутируемой пассивной цепи, подключаемой между выходом передатчика и входом приёмника.

6. Заключение

Таким образом, в работе показана возможность реализации аппаратно-программного имитатора произвольных радиомишеней для испытаний и отработки радиолокаторов с синтезированной апертурой при наличии

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ограничений по производительности сигнального процессора. Коррекция задержки и фазы при воспроизведении ответного сигнала может быть выполнена с удовлетворительной точностью с помощью разработанных в России прецизионных фазовращателей, управляемых по результатам корреляционного анализа принятого импульса в режиме реального времени.

Выражение признательности

Авторы выражают благодарность д.т.н. В.П. Мартыновой (АО «Ижевский радиозавод») за внимание, проявленное к настоящей работе, и представленные материалы разработок прецизионных фазовращателей, выполненных ею за годы работы в НПО «ЭЛАС» и ГУП НПЦ «Спурт».

Список литературы

[1] Радиолокационные станции воздушной разведки, дешифрование радиолокационных изображений/Под ред. Л.А. Школьного. – М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008.

[2] Боков А.С., Важенин В.Г., Воробьев Л.П., Дядьков Н.А., Моисеев В.В., Мухин В.В., Нестеров Ю.Г., Сиротин А.И. Имитация радиолокационного сигнала, отраженного от движущейся цели // Вестник УГТУ–УПИ. Сер. радиотехн., Теория и практика радиолокации земной поверхности. 2005. № 19 (71). 235 с.

[3] Галашин М.Е., Лисовская Т.В., Кочеров А.Н., Болдырев Н.А. Формирование изображения протяжённой ложной цели на экране радиолокаторов с помощью устройства формирования сигнала // Сб. научн. трудов ЦНИРТИ им. академика А.И.Берга, т. 5, М.:, 2011. С. 233–253.

[4] Wen L., Tao Z. Design and Implementation of Real-time SAR Echo Simulator for Natural Scene // Proc. of 8th European Conference on Synthetic Aperture Radar Conference EUSAR 2010 (Aachen, Germany, 2010). P. 657-660.

[5] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Алгоритм цифровой имитации траекторных сигналов для испытаний радиолокаторов с синтезированной апертурой высокого разрешения // 15-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2013». М.: РНТОРЭС им. А.С.Попова, 2013. С.418-422.

[6] Егоров Е.Н., Жохов Л.К., Лебедев Ю.В., Мартынова В.П., Сапрыкин В.Г. Микрополосковый фазовращаель на основе МДП варакторов // Специальная электроника. 1979, серия 10, вып.2(6).

[7] Сурин Ю.В., Петручук И.И., Спиридонов А.Б., Мартынова В.П. Варикап. Патент на полезную модель № 114807, приоритет от 21.12.2011 г.

[8] Белоглазов И.Н., Тарасенко В.П. Корреляционно-экстремальные системы. – М.: Радио и связь, 1974.

[9] Радиоавтоматика: Учеб. пособие / Бесекерский В.А., Елисеев А.А., Небылов А.В. и др.; Под ред. В.А. Бесекерского. – М.: Высш. шк., 1985. – 271 с., ил.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

A technique for evaluation of InSAR processing stages efficiency

Andrey V. Sosnovsky, Victor G. Kobernichenko
Ural federal university n.a. B.N. Yeltsin
Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
sav83@e1.ru, vgkobern@mail.ru

Abstract: *An experimental study of the efficiency of the radar data interferometric processing algorithms is complicated by the fact that a quantitative result can be obtained only after the entire processing procedure is finished, so it is difficult to estimate the effectiveness of the first processing stages – the multilooking and of phase noise suppression. A method for accuracy estimation of the results of interferometric processing by various algorithms at different stages based on the inverse transformation is proposed. The results of the method implementation for ALOS PALSAR data with different baselines are presented.*

Keywords: *Interferometric synthetic aperture radars, InSAR, phase noise filtering, accuracy evaluation, digital elevation models*

Методика экспериментальной оценки эффективности этапов интерферометрической обработки сигналов РСА

Сосновский А.В., Коберниченко В.Г.
Уральский федеральный унверситет им. Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
sav83@e1.ru, vgkobern@mail.ru

Аннотация: *Экспериментальное исследование эффективности алгоритмов интерферометрической обработки радиолокационных данных осложняется тем, что количественный результат можно получить только по завершении всей процедуры обработки, что затрудняет оценку эффективности первых её этапов – некогерентного накопления и подавления фазового шума. Предложена методика оценки точности результатов интерферометрической обработки, основанная на обратном преобразовании эталона и позволяющая оценивать эффективность различных алгоритмов обработки на разных этапах. Приведены результаты использования методики на примере данных ALOS PALSAR с различными значениями длин интерферометрической базы.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: интерферометрические радиолокаторы с синтезированной апертурой, подавление фазового шума, методика оценивания точности, цифровые модели рельефа

1. Введение

Технологическая схема построения цифровых моделей рельефа при интерферометрической обработке данных космических радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) включает следующие этапы: синтез пары комплексных радиолокационных изображений (РЛИ), пространственное совмещение радиолокационных изображений одной и той же области поверхности; формирование интерферограммы путем поэлементного комплексного перемножения двух РЛИ; компенсация фазового набега по опорной поверхности; фильтрация интерферограммы; устранение фазовой неоднозначности (развертывание фазы); построение цифровой модели местности – пересчет интерферометрической разности фаз в высоты рельефа и геокодирование. Экспериментальное исследование эффективности алгоритмов, применяемых на каждом этапе, осложняется тем, что количественный результат можно получить только по завершении всей процедуры обработки, что затрудняет оценку эффективности первых её этапов – некогерентного накопления и подавления фазового шума [1,2,5].

Настоящая работа посвящена разработке методики оценивания точности результатов, получаемых на различных этапах интерферометрической обработки радиолокационных данных при использовании различных алгоритмов (и их параметров). На примере данных, полученных радиолокатором ALOS PALSAR, исследованы результаты обработки на этапах некогерентного накопления и подавления фазового шума.

2. Методика оценивания точности результатов интерферометрической обработки радиолокационных данных

Для экспериментального исследования эффективности алгоритмов, используемых на различных этапах интерферометрической обработки радиолокационных данных, разработана методика преобразования эталона в порядке, обратном порядку интерферометрической обработки. Преобразование проводится в три этапа:

1) перепроецирование координат элементарных ячеек эталона из географической системы координат $h_i\{B,L\}$ в полётную систему координат

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

первого РЛИ «азимут-наклонная дальность», пересчитанную к номерам элементов разрешения РЛИ $h_i\{m,n\}$ (значения высот не изменяются).

2) преобразование полученного эталона высот в эталон абсолютных фаз по соотношению:

$$\psi_{0i}\ m_i,n_i\ = 2\pi\left[h_{0i}\ m_i,n_i\ / h_A\ n_i\ \right], \tag{1}$$

где h_{0i} – эталонные высоты, h_A – высота неоднозначности, т.е. расстояние в вертикальном (относительно поверхности референц-эллипсоида) направлении, за которое разность фаз интерферограммы изменяется на 2π. Высота неоднозначности с достаточной точностью может быть определена по орбитальным данным, а её зависимостью от наклонной дальности иногда можно пренебрегать.

3) преобразование полученного эталона высот в эталон относительных фаз по соотношению:

$$\varphi_{0i}(m_i,n_i) = \arg\ \exp\ \psi_{0i}(m_i,n_i) \quad . \tag{2}$$

После создания эталона относительных фаз методика оценивания точности данных на разных этапах интерферометрической обработки будет содержать следующие этапы:

1. Оценка среднеквадратичного отклонения относительной фазы после некогерентного накопления:

$$\sigma[\varphi^*] = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_i \left\{ \arg\left[\frac{\exp\ j\varphi_i^* \times \exp(-j\varphi_{0i})}{\exp\ j\overline{\varphi^*} \times \exp\ -j\overline{\varphi_0}} \right] \right\}^2} \tag{3}$$

где φ_i^* – значения фаз интерферограммы после некогерентного накопления, N – число оцениваемых элементов. При этом из подсчёта требуется исключить участки, содержащие антропогенные объекты; если есть возможность, то желательно здесь и далее для территорий, содержащих крупную растительность, вести расчёт отдельно от остальных территорий.

Получаемое значение с.к.о. позволяет, с одной стороны, оценить подавление фазового шума при накоплении, а с другой – найти оптимальное значение коэффициента накопления, при превышении которого начинают преобладать ошибки, связанные со снижением частоты пространственной дискретизации данных.

2. Оценка среднеквадратичного отклонения относительной фазы после подавления фазового шума $\sigma[\varphi^f]$ – вычисляется аналогично преды-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

дущей по формуле (3), исходными данными в которой берутся отсчёты интерферограммы после подавления фазового шума. Получаемое значение с.к.о. позволяет охарактеризовать эффективность работы различных алгоритмов подавления фазового шума при различных рабочих параметрах, также оно является исходным для оценки качества работы алгоритмов развёртывания интерферометрической фазы. Кроме того, это значение будет предельно достижимым для обрабатываемых данных: оно теоретически может быть получено только при идеальном развёртывании фазы и идеальном перепроецировании.

3. Оценка среднеквадратичного отклонения абсолютной фазы:

$$\sigma[\psi]=\sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_i \left(\psi_i-\psi_{0i}\right)^2}, \qquad (4)$$

где ψ_i – значения абсолютных фаз после операции развёртывания.

Получаемое значение с.к.о. характеризует эффективность развёртывания фазы и интерферометрической обработки в целом, а также позволяет оценить точность перепроецирования данных.

4. Оценка среднеквадратичного отклонения высот ЦМР $\sigma[h]$ – вычисляется аналогично предыдущей (формула (4)). В отличие от предыдущих этапов, это вычисление выполняется в географических координатах и служит оценкой качества интерферометрического метода получения цифровых моделей рельефа в целом.

3. Исследуемые данные и методы

Радиолокационные данные получены космическим аппаратом ALOS (радиолокатор PALSAR) и представлены тремя образцами (интерферометрическими парами РЛИ) одной и той же территории. Образцы №№ 1 и 2 получены в режиме двух поляризаций (ГГ- и ГВ-поляризации соответственно), поле фазы имеет высоту неоднозначности 17,2 м (на ближнем крае сцены); образец № 3 получен в режиме одной поляризации (ГГ, из-за чего он имеет в 2 раза лучшее разрешение по дальности), высота неоднозначности – 122 м. Оба образца получены в зимнее время года.

Эталонная ЦМР тестового участка имеет шаг дискретизации 5 м и вертикальную точность 1,7 м. Районы горных работ исключены из рассмотрения в виду отсутствия высокоточных актуальных данных о высоте.

Исследовались следующие алгоритмы:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

1) для некогерентного накопления: обычное безвесовое и взвешенное (билинейная интерполяция отсчётов в окрестности 2x2);

2) для подавления фазового шума: обычное безвесовое усреднение (mean) и адаптивный частотный фильтр Гольдштейна [3,4].

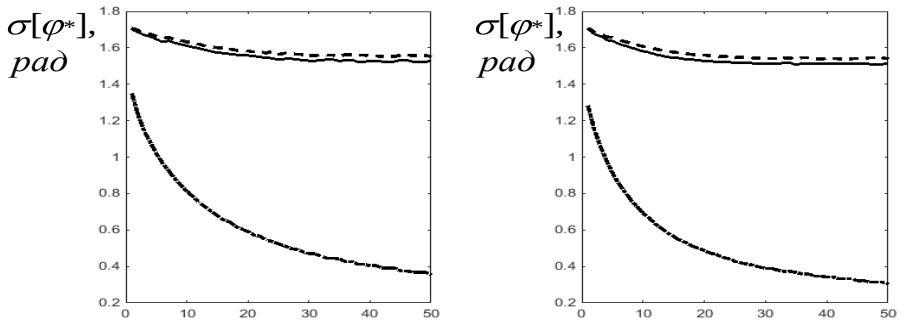
4. Экспериментальные результаты

В результате применения методики к указанным данным были получены значения показателей точности – среднеквадратичных отклонений фазы и/или высоты на различных этапах интерферометрической обработки, которые приведены на рис. 1-2.

Для образцов данных №№1 и 2 значение с.к.о., вычисленное по всей сцене, составило 1,70 и 1,72 рад соответственно, что лишь немного менее с.к.о. равномерно распределённой случайной фазы ($\pi / \sqrt{3}$ *рад*). Применение безвесового некогерентного накопления позволяет уменьшить с.к.о. до значений порядка 1,55 и 1,58 рад. Для образца данных №3 соответствующее значение с.к.о. составило 1,38 рад, по мере некогерентного накопления оно уменьшается до 0,39 рад. Использование билинейной интерполяции позволяет выигрывать в точности дополнительно 0,1-0,2 рад для каждого образца (рис.1).

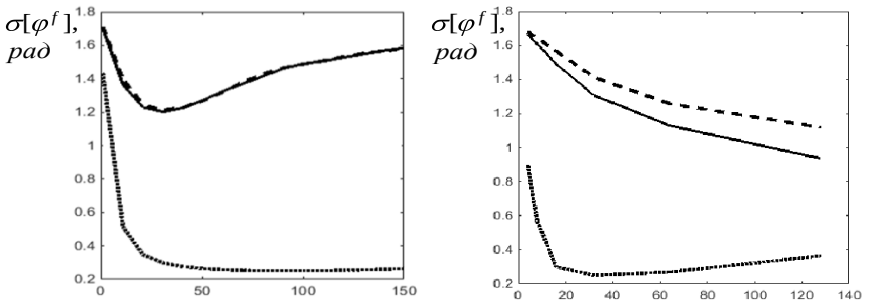
Подавление фазового шума улучшает точность данных. Результаты применения алгоритмов подавления фазового шума при различных размерах окон сведены в графики на рис. 2, из которых видно, что лучшие результаты для образцов №№ 1 и 2 демонстрирует фильтр Гольдштейна при размере окна 128x128 (0,95 и 1,05 рад соответственно, для образца №№ 3 – он же при окне 32x32 (0,22 рад). Несмотря на то, что образцы №№ 1 и 2 имеют худшие показатели с.к.о. фазы, их с.к.о. по высоте (2,6 и 2,9 м соответственно) лучше, чем у образца № 3 (4,2 м) т.к. они имеют в несколько раз меньшую высоту неоднозначности. Данные значения с.к.о. (в пересчёте к высотам) являются минимально достижимыми для интерферометрической обработки и при последующих этапах при сравнении с соответствующими эталонами могут только ухудшиться.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а б

Рис. 1 – Зависимость с.к.о. фазы $\sigma[\varphi^*]$ от количества некогерентных накоплений N_R: а) безвесовое накопление, б) накопление с билинейной интерполяцией; сплошная линия – образец данных № 1, прерывистая – образец данных № 2, точечная - образец данных № 3



а б

Рис. 2 – Зависимость с.к.о. фазы $\sigma[\varphi^f]$ от размера окна фильтра ($n \times n$) после подавления фазового шума: а) усредняющий фильтр, б) фильтр Гольдштейна; сплошная линия – образец данных № 1, прерывистая – образец данных № 2, точечная - образец данных № 3

5. Заключение

В результате работы была разработана и исследована методика оценки точности результатов интерферометрической обработки, основанная на обратном преобразовании эталонной ЦМР. Получены оценки точности интерферометрических данных при использовании различных видов некогерентного накопления и различных методов подавления фазового шума для данных PCA ALOS PALSAR в трёх разных режимах съёмки. Показа-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

но, что точность (в смысле с.к.о. значений высот) после этапа подавления фазового шума в режиме одиночной поляризации при короткой интерферометрической базе может достигать 3,4 метров.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке в рамах постановления Правительства Российской Федерации № 211, контракт № 02.A03.21.0006. Авторы благодарят ОАО «Уралгеоинформ» (г. Екатеринбург) и ООО «Компания «Совзонд» за предоставленные материалы радиолокационной космической съемки.

Список литературы

[1] И.В.Елизаветин И.В., Ксенофонтов Е.А. Результаты экспериментального исследования возможности прецизионного измерения рельефа Земли интерференционным методом по данным космического РСА // Исследования Земли из космоса, 1996, № 1, с. 75-90.

[2] I.R. Joughin, F. K. Li, S.N. Madsen, E. Rodrigues, R.M. Goldstein. Synthetic Aperture Radar Interferometry // IEEE Proc., vol. 88, № 3, 2000

[3] Richard M. Goldstein and Charles L. Werner. Radar interferogram filtering for geophysical applications // Geophysical Research Letters, 25(21), pp. 4035-4038

[4] I. Baran, M. P. Stewart, B. M. Kampes, Z. Perski et al. A Modification to the Goldstein Radar Interferogram Filter // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 41, no. 9, September 2003, P. 2114-2118

[5] A.V. Sosnovsky. A Phase Unwrapping Algorithm for Interferometric Phase Images // Communications in Computer and Information Science, vol. 542, 2015, P. 146-150

References

[1] Elizavetin I.V., Ksenofontov E.A. Investigation results of precision evaluation Earth surface relief possibility using SAR interferometry data. *Issledovanie Zemli iz Kosmosa*, 1996, no. 1, pp. 75 - 90 (In Russian).

[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] Richard M. Goldstein and Charles L. Werner. Radar interferogram filtering for geophysical applications. *Geophysical Research Letters*, 1998, no. 25(21), pp. 4035 - 4038

[4] I. Baran, M. P. Stewart, B. M. Kampes, Z. Perski 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.V. Sosnovsky. A Phase Unwrapping Algorithm for Interferometric Phase Images. *Communications in Computer and Information Science*, 2015, vol. 542, pp. 146 - 150

Acknowledgements

This work was supported by the Ural Federal University's Center of Excellence in "Quantum and Video Information Technologies: from Computer Vision to Video Analytics" (according to the Act 211 Government of the Russian Federation, contract 02.A03.21.0006). The authors are grateful to JSC «Uralgeoinform» (Ekaterinburg) и Sovzond Company for radar data provided.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The algorithm for determining the characteristics of short-channel radio channel at simulation modeling

Roman A. Sushentsov, Natalya V. Ryabova
Volga State University of Technology
Yoshkar-Ola, 424000, Russian Federation
sushentsovra@volgatech.net

Abstract: *We study the characteristics of decameter radio channels in the propagation of signals. We consider models of HF channels. We list the results of theoretical studies to determine the structural characteristics of short-wave communication channels. It is shown the results of experimental studies define these characteristics, with the help of the developed algorithm.*

Keywords: *simulation modeling, ionosphere, impulse response, Watterson model, structural radio function.*

Алгоритм определения характеристик коротковолнового канала при имитационном моделировании

Сушенцов Р.А., Рябова Н.В.
[1] *Поволжский государственный технологический университет*
г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
sushentsovra@volgatech.net

Аннотация: *Приведены результаты теоретических исследований по определению структурных характеристик коротковолновых каналов связи. Рассмотрены модели КВ каналов. Разработан алгоритм и получены результаты экспериментальных исследований характеристик при использовании данных наклонного радиозондирования ионосферных радиолиний.*

Ключевые слова: имитационное моделирование, ионосфера, импульсная характеристика, модель Ваттерсона, структурные функции радиоканала.

1. Введение

Ионосфера Земли широко используется в качестве среды распространения сигналов радиоэлектронных систем. Но она обладает рядом различных негативных свойств. В связи с эти, задача оценки искажений

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

радиосигналов в процессе распространения в ионосфере имеет важное значение. Для снижения затрат на проведение натурных испытаний используются методы имитационного моделирования. Модели ионосферных радиоканалов применяются в имитаторах для облегчения разработки и испытаний новых устройств систем передачи, приема и обработки информации. Поэтому важной задачей является развитие моделей канала, а также методик измерения их характеристик. При этом необходимо учитывать сложность имитационной модели и ее адекватность при описании физических процессов, происходящих в ионосфере.

В данной работе представлен алгоритм обработки сигналов, прошедших через декаметровый канал связи, с использованием методов имитационного моделирования.

2. Имитационные модели

В качестве моделей КВ каналов чаще всего используется модель Ваттерсона, которая является типовым изображением КВ канала в имитаторах в течение многих лет. Эта модель предполагает, что замирание канала описывается релеевским распределением амплитуды и что доплеровский сдвиг каждой моды распространения имеет гауссовскую спектральную функцию. Модель Ваттерсона рассматривает канал как идеальную дискретную линию задержки, где на каждом отводе задержанный сигнал модулируется функцией увеличения отвода.

Модель, разработанная Воглером и Хоффмайером, представляет собой расширение модели Ватерсона на широкополосный случай. Расширение состояло в том, что для каждого отвода линии задержки модели Ватерсона (для каждой моды распространения) вводилась изменяющаяся во времени импульсная реакция канала, которая учитывает профиль задержки мощности с целью имитации размытия сигнала во времени из-за рассеяния на неоднородностях ионосферы и изменяющийся с задержкой доплеровский сдвиг.

3. Практические результаты

В качестве модели КВ канала согласно рекомендации Международного союза электросвязи ITU-R F.1487 используется модель Ваттерсона. Имитатор обеспечивает возможность моделирования процесса прохождения произвольных сигнально-кодовых конструкций по многолучевому нестационарному каналу с шириной спектра до 24 кГц для выбранной мо-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

дели. Диапазон изменения параметров канала подбирался в соответствии с рекомендациями по тестированию КВ оборудования.

В связи с особенностями подачи сигналов входным сигналом для исследования импульсных характеристик будет предварительно созданный в программе Mathcad аудио файл формата WAV, представляющий собой последовательность дельта-импульсов с амплитудой 1 В, периодом следования импульсов 10 мс, битрейтом 16 бит и частотой дискретизации 48 кГц (что необходимо для работы по условиям эксплуатации имитатора). Алгоритм проведения испытаний и получения импульсной характеристики представлен на рисунке 1.

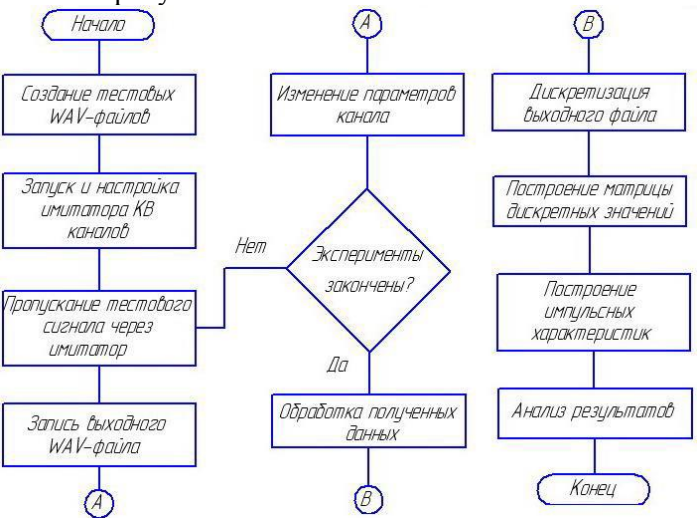


Рис. 1. Алгоритм проведения исследования.
Fig. 1. The algorithm of conducting research.

На основе экспериментальных данных для получения необходимых параметров из имеющихся импульсных характеристик в алгоритм были добавлены элементы, реализующие переход к амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристикам.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Таким образом, в работе по исследованию распространения декаметровых сигналов в ионосферных каналах был разработан методика определения характеристик коротковолнового радиоканала, основанная на использовании программно-аппаратного имитатора коротковолновых каналов. Чтобы структурировать последовательность манипуляций в ходе проведения моделирования, был разработан необходимый алгоритм действий, учитывающий особенности работы самого имитатора каналов. Также был создан программный аппарат обработки выходных данных для визуального построения результатов исследования. Используемый алгоритм позволил провести экспериментальные исследования узкополосных коротковолновых каналов и автоматизированную обработку данных с последующим построением импульсных, амплитудно-частотных характеристик и функции рассеяния каналов, используя классификацию ITU, оценить эффективность применения данного алгоритма для решения задач мониторинга состояния ионосферных радиоканалов. В дальнейшем планируется расширить функциональные возможности алгоритма, включив в него возможность использования сигналов со сложной частотно-временной структурой.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 15-07-05280; 15-07-05294; 16-35-50083; 16-37-60068; грантов министерства образования и науки РФ: № 3.2695.2014 / К, № 8.2697.2014 / К; Российского научного фонда № 15-19-10053.

Список литературы

[1] Рябова Н.В. Диагностика и имитационное моделирование помехоустойчивых декаметровых радиоканалов. Йошкар-Ола. МарГТУ. 2003. 292 с.

[2] Иванов В.А., Рябова Н.В., Иванов Д.В., Сушенцов Р.А., Рябова М.И., Чернов А.А. Исследование влияния моделей многолучевости на структурные функции ионосферных декаметровых каналов радиосвязи. // Вестник ПГТУ. Сер. Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2015. №4(28). С. 6-17.

[3] Иванов В.А., Рябова Н.В., Иванов Д.В., Сушенцов Р.А., Рябова М.И., Чернов А.А. Имитационные модели ионосферных радиоканалов с различной частотно-временной структурой. // Вестник ПГТУ. Сер. Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2016. №1(29). С. 6-17.

[4] Рябова Н.В., Сушенцов Р.А., Мальцев А.В. Алгоритм исследования характеристик коротковолновых каналов с использованием имитатора // Материалы X международ-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ной молодежной научной конференции «Научному прогрессу – творчество молодых». 2015. С. 233-234.

[5] Сушенцов Р. А., Рябова Н. В. Имитационное моделирование характеристик коротковолнового канала связи // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Двадцатая междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов (27—28 февраля 2014 г., Москва). Т. 1. Издательский дом МЭИ. 2014. С. 106.

[6] Recommendation ITU-R F.1487 (05/2000). Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators. ITU. 2000.

References

[1] Ryabova N.V. [Diagnostics and simulation modeling anti-interference decameter radio channels]. Yoshkar-Ola. MarGTU. 2003. 292 p. (In Russian).

[2] Ivanov V.A., Ryabova N.V., Ivanov D.V., Sushentsov R.A., Ryabova M.I., Chernov A.A. Investigation of the influence of multipath models on structure functions of ionospheric decameter channels of radio communication. // Vestnik PGTU. Ser. Radiotehnicheskie i infokommunikacionnye sistemy. 2015. №4(28). pp. 6-17.

[3] Ivanov V.A., Ryabova N.V., Ivanov D.V., Sushentsov R.A., Ryabova M.I., Chernov A.A. Simulation models of ionospheric radio channels with a various time-and-frequency structure. // Vestnik PGTU. Ser. Radiotehnicheskie i infokommunikacionnye sistemy. 2016. №1(29). pp. 6-17.

[4] Ryabova N.V., Sushentsov R.A., Malcev A.V. [Algorithm study of short-wave channel characteristics using a simulator] // Materialy X mezhdunarodnoj molodezhnoj nauchnoj konferencii «Nauchnomu progressu – tvorchestvo molodyh». 2015. pp. 233-234. (In Russian).

[5] Sushentsov R.A., Ryabova N.V. [Simulation modeling of short-wave communication channel characteristics] // Radioelektronika, elektrotehnika i energetika: Dvadcataja mezhdunar. nauch.-tehn. konf. studentov i aspirantov (27—28 fevralja 2014 g., Moskva). T. 1. Izdatel'skij dom MEI. 2014. p. 106. (In Russian).

[6] Recommendation ITU-R F.1487 (05/2000). Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators. ITU. 2000.

Acknowledgements

This work was supported by grants of RFBR: No. 15-07-05280; 15-07-05294; 16-35-50083; 16-37-60068; by Russian Education and Science Ministry: № 3.2695.2014 / K, № 8.2697.2014 / K; by Russian Science Foundation № 15-19-10053.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Correlation dimension estimation by optimal scan of image

Alexander Y. Parshin[1], Yuri N. Parshin[1]
[1]*Ryazan State Radio Engineering University*
Ryazan, 390005, Russian Federation
parshin.a.y@rsreu.ru, parshin.y.n@rsreu.ru

Abstract: *An algorithm of correlation dimension estimation is considered for two-dimensional image by maximum likelihood method. A formation of time series based on given image is performed by image scan using chosen optimality criterion. A class of algorithms and trajectories for scanning is created based on data from different papers: row scanning, Peano and Hilbert curves, adaptive scan based on correlation optimization, adaptive scan based on geometric figures detection, scan based on segmentation, hierarchical scan, semiadaptive scan. A class of considered images is given by fractal Brownian surface. An optimization of scan trajectory is performed by exhaustion of considered trajectories class and by parametric optimization using adaptive algorithms in programming environment MatLab. Usage of optimal scan trajectory allows forming time series with high linear and non-linear dependency of samples. Value of embeddings space dimension decreases and estimated value of correlation dimension and relative estimation error decrease as well.*

Keywords: *maximum likelihood algorithm, correlation dimension, fractal analysis, samples series, image processing, optimal scan.*

Оценивание корреляционной размерности методом оптимального сканирования изображения

[1]Паршин А.Ю., [1]Паршин Ю.Н.
[1]*Рязанский государственный радиотехнический университет*
г. Рязань, 390005, Российская Федерация
parshin.a.y@rsreu.ru, parshin.y.n@rsreu.ru

Аннотация: *Рассмотрен алгоритм оценивания корреляционной размерности двумерного изображения методом максимального правдоподобия. Для формирования временного ряда на основе данного изображения предложено проводить сканирование изображения в соответствии с выбранным критерием оптимальности. Класс алгоритмов и траекторий сканирования сформирован на основе*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

данных различных источников: построчное сканирование, кривые Пеано и Гильберта, адаптивное правило сканирования на основе корреляционной оптимизации, адаптивное сканирование на основе выделения геометрических фигур, сканирование на основе сегментации, иерархическое сканирование, частично адаптивное сканирование. Класс исследуемых изображений задан в виде фрактальной броуновской поверхности. Оптимизация траектории сканирования производилась как методом полного перебора на классе рассматриваемых траекторий, так и путем параметрической оптимизации с помощью адаптивных алгоритмов среде программирования MatLab. Показано, что применение оптимальной траектории сканирования позволяет получить временной ряд с высокой степенью линейной и нелинейной зависимости отсчетов. В результате уменьшается значение размерности пространства вложения, а также оцениваемая величина корреляционной размерности и относительная ошибка оценивания корреляционной размерности.

Ключевые слова: максимально правдоподобный алгоритм, корреляционная размерность, фрактальный анализ, последовательность отсчетов, обработка изображений, оптимальное сканирование.

1. Введение

Текстурная обработка широко применяется при обнаружении объектов на цифровых изображениях, а также выделении границ обнаруженных объектов [5-7]. При этом изображение разбивается на несколько отдельных кадров, по данным каждого из которых выполняется вычисление текстурного признака. При этом выполняется замена кадра соответствующим значением текстурного признака. В этом случае снижается разрешение изображения, однако становится возможным различение малоконтрастных объектов.

Расчет текстурного признака выполняется путем анализа пикселей и их взаимосвязей в выбранном кадре. Для этого необходимо представить изображение в виде одномерной последовательности пикселей, получаемой путем сканирования изображения. В обработке изображений применяются различные методы сканирования. Среди них можно выделить простые методы, которыми являются сканирования в горизонтальном, вертикальном и диагональных направлениях. Однако, во многих случаях такие методы не позволяют сохранить корреляционные связи между пикселями.

Альтернативой вышеуказанным методам являются статические и адаптивные методы сканирования, называемые кривыми, заполняющими пространство [4]. Эти методы обеспечивают сохранение корреляционных связей между пикселями при выстраивании их в одномерную последова-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тельность. Изображение полностью покрывается кривыми, траектория сканирования выбирается отдельно для каждого изображения. При использовании статических методов выбирается одна кривая для всего изображения, она не меняется для различных кадров. При использовании адаптивных методов вид кривой меняется в зависимости от кадра и свойств пикселей в пределах этого кадра [4].

Среди кривых, заполняющих пространство, существуют класс кривых, которые имеют фрактальные свойства. Одной из них является кривая Гильберта (Пеано), показанная на рисунке 1.

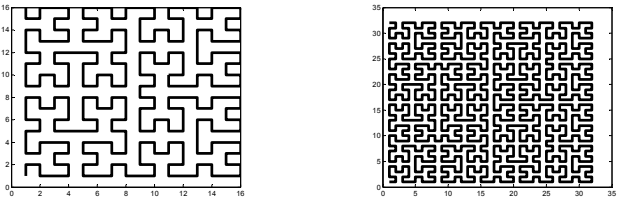


Рисунок 1. Кривая Гильберта различных порядков

Фрактальные свойства и параметры, которые являются показателями таких свойств, являются перспективными по сравнению с другими текстурными признаками. Такие параметры численно оцениваются значением фрактальной размерности [1, 2]. Тем не менее, кривая Гильберта имеет заранее заданную траекторию, которая не меняется при сканировании в зависимости от выбранного кадра.

Целью работы является повышение эффективности текстурной обработки изображения с использованием фрактальных свойств анализируемого фрагмента изображения, а также алгоритма оценивания фрактальной размерности, оптимального по критерию максимального правдоподобия. Усовершенствование методов и алгоритмов выполняется путем учета статистической и геометрической зависимости данных.

2. Статистическая модель и оптимальные алгоритмы оценивания корреляционной размерности

Применение метода максимального правдоподобия обеспечивает асимптотическую эффективность, состоятельность и несмещенность оценок корреляционной размерности [8, 9]. Методика оптимального оценивания корреляционной размерности приведена в работе [10]. При условии нормировки расстояний $r_m = l_m / l_{\max}$, $m = 1,..,M$ закон распределения вероятности расстояний между векторами имеет вид $F(r) = r^d$, где d - корре-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ляционная размерность, а плотность распределения вероятностей $w(r) = \frac{dF(r)}{dr} = d \times r^{d-1},\ 0 < r < 1$ [11].

В работе [8] многомерная плотность распределения вероятностей расстояний между векторами получена при условии, что измеренные расстояния между векторами в псевдофазовом пространстве являются статистически независимыми. При условии, что все M расстояний $\mathbf{r} = \{r_m, m = 1,...,M\}$ между векторами независимы, а корреляционная размерность равна D совместная плотность распределения вероятностей расстояний имеет вид [9]

$$w(\mathbf{r}/D) = \begin{cases} \prod_{m=1}^{M} D r_m^{D-1}, \mathbf{r} \in [0,1) \\ 0, \mathbf{r} \notin [0,1) \end{cases}. \quad (1)$$

Эта функция корреляционной размерности может быть функцией правдоподобия. Максимально правдоподобная оценка корреляционной размерности равна [8]:

$$\hat{D} = \arg \max_{0<D<D_E} w(\mathbf{r}/D) = -\frac{M}{\sum_{m=1}^{M} \ln r_m}.$$

Термин «зависимые расстояния» означает, что положения всех векторов, кроме первого, определяются расстояниями от первого вектора. В общем случае расстояния от первого вектора до остальных являются независимыми, а все остальные – зависимыми. Совместная плотность распределения вероятностей для независимых расстояний от второго вектора до остальных имеет вид:

$$w_2(\mathbf{r}_2/\mathbf{r}_1, D) = \begin{cases} \prod_{m=N}^{2N-3} \frac{D}{r_{\max k} - r_{\min k}} (r_m - r_{\min k})^{D-1}, \\ r_m \in [r_{\min k}, r_{\max k}),\ k = 3,...,N \\ 0, r_m \notin [r_{\min k}, r_{\max k}),\ k = 3,...,N, \\ m = N + k - 3. \end{cases} \quad (2)$$

Оптимальные оценки корреляционной размерности должны учитывать как статистическую, так и геометрическую зависимости векторов, что отражено в функции правдоподобия (2). Максимально правдоподобная оценка определяется выражением:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\hat{D} = -(3N-3)\left[\sum_{m=1}^{N-1} \ln r_{1m} + \sum_{m=N}^{2N-3} \ln\left(r_m - r_{\min k}\right)\right]^{-1}.$$

3. Результаты сканирования изображения и оценивания корреляционной размерности

Для анализа предлагаемых алгоритмов необходимо выбрать модель изображения. Фрактальное броуновское движение (ФБД) широко используется в качестве модели хаотического сигнала. Отсчеты ФБД формируются одним из известных методов [3] и характеризуются интенсивностью σ^2 и показателем Херста H. Дисперсия приращений ФБД в диапазоне времени $t_2 - t_1$ равна $\sigma^2 |t_2 - t_1|^{2H}$, а корреляция приращений в различных диапазонах времени описывается выражением:

$$\mathbf{M}\{(X(t_2) - X(t_1))(X(t_4) - X(t_3))\} =$$
$$= 0{,}5\sigma^2\left[-(t_2 - t_4)^{2H} + (t_2 - t_3)^{2H} + (t_1 - t_4)^{2H} - (t_1 - t_3)^{2H}\right].$$

Предлагается выполнять построение последовательности пикселов изображения путем непосредственного выбора координат векторов. Выбор направления считывания выполняется по максимуму корреляции координат выбранного вектора с предыдущим. Алгоритм формирования вектора в пространстве вложения размерностью равной трем для кадра размером 5x5 пикселей следующий:

- первый вектор состоит из трех пикселей изображения в первой строке;

- от последнего пикселя первого вектора рассматривается 32 варианта направления последующего вектора из трех координат;

- вычисляется коэффициент корреляции для пары векторов – предыдущего и каждого из рассматриваемых 32 вариантов – по формуле:

$$R_{X,Y} = \frac{M[XY] - M[X]M[Y]}{\sqrt{M[X^2] - (M[X])^2}\sqrt{M[Y^2] - (M[Y])^2}},$$

где X, Y – координаты пары векторов, $M[\bullet]$ - знак оконного усреднения;

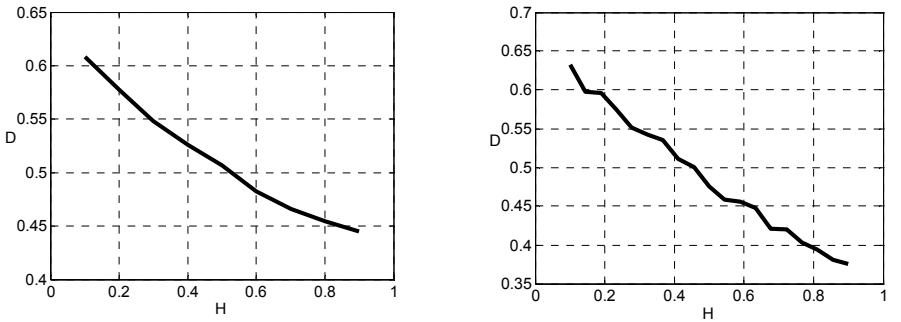
- по максимальному значению выбираются координаты вектора и направление движения;

- выполняется переход на новый пиксель, который является концом выбранного вектора.

Проведено сравнение результатов оценивания корреляционной размерности при использовании различных методов сканирования: по горизонтали, по вертикали, по диагонали, по спирали, по кривой Гильберта и с использованием критерия максимального коэффициента корреляции. Ре-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

зультаты оценивания представлены на рисунке 2 в виде зависимостей значения усредненной оценки корреляционной размерности от величины показателя Херста исходного изображения при различных методах сканирования.



а) сканирование по кривой Гильберта

б) сканирование по критерию максимума коэффициента корреляции

Рисунок 2. Зависимости оценки корреляционной размерности от значения показателя Херста

4. Заключение

Результаты анализа предложенного алгоритма сканирования показали, что применения максимально правдоподобного алгоритма требует обеспечения максимальной корреляции между пикселями изображения при выстраивании их в одномерную последовательность. Сканирование по критерию максимума коэффициента корреляции обеспечивает большее различие между значениями оценок корреляционной размерности, что облегчает решение задачи обнаружения объектов на изображении по сравнению с другими рассмотренными методами сканирования.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда (проект 14-19-01263) в Рязанском государственном радиотехническом университете.

Список литературы

[1] Сосулин Ю.Г., Русскин А.Б. «Фрактальное обнаружение протяженных малоконтрастных объектов на изображениях // Радиотехника. 2009. №12. С. 48-57.

[2] Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Топология выборки. / М.: Университетская книга, 2005.

[3] R.M. Crownover, Introduction to Fractals and Chaos. Jones and Bartlett, 1995.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[4] T. Ouni, M. Abid, “Scan Methods and their Application in Image Compression”, International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition, vol. 5, No. 3, 2012, pp. 49-63

[5] R.Gonzales, R.Woods, Digital Image Processing. Prentice Hall, 2007. 976 p.

[6] W. Pratt, Digital Signal Processing. Wiley-Interscience, 2007. 812 p.

[7] Новейшие методы обработки изображений / под ред. Потапова А.А, М.: Физматлит, 2008. 496 с.

[8] Luciana De Luca, Dario Luzio, Massimo Vitale, “A ML Estimator of the Correlation Dimension for Left-hand Truncated Data Samples,”, Pure and Applied Geophysics, vol.159, pp. 2789-2803, 2002.

[9] A. Yu. Parshin, Yu. N. Parshin, “Usage of non-Gaussian statistics for RF Signals Detection by Complex Energy and Fractal Detector,” International Radar Symposium, IRS 2013, Proceeding, vol. I, II, pp. 779-784, Drezden, Germany, German institute of navigation, 2013.

[10] A. Yu. Parshin, Yu. N. Parshin, “Analysis of Maximum Likelihood Estimation of Fractal Dimension by Independent and Dependent Data”, 5th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO), 2016, pp: 172 – 175.

[11] F. Takens, “Detecting Strange Attractors in Turbulence”, Lecture Notes in Mathematics, vol. 898, 1981, pp. 366-381.

References

[1] Yu.G. Sosulin, A.B. Russkin. [Fractal detection of extensive low in contrast objects in images]. *Radiotechnika*, 2009, № 12, pp. 48-57.

[2] A.A. Potapov. [Fractals in radio physics and radiolocation: selection topology]. *Moscow: Universitetskaya kniga*, 2005.

[3] R.M. Crownover. [Introduction to fractals and chaos]. *Jones and Bartlett,* 1995.

[4] T. Ouni, M. Abid. [Scan methods and their application in image compression]. *International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition*, vol. 5, No. 3, 2012, pp. 49-63

[5] R.Gonzales, R.Woods. [Digital image processing]. *Prentice Hall*, 2007. 976 p.

[6] W. Pratt. [Digital signal processing]. *Wiley-Interscience*, 2007. 812 p.

[7] [A newest methods of image processing]. Edited by A.A. Potapov. *Fizmatlit, Moscow*, 2008. 496 p.

[8] Luciana De Luca, Dario Luzio, Massimo Vitale. [A ML estimator of the correlation dimension for left-hand truncated data samples]. *Pure and Applied Geophysics*, vol.159, pp. 2789-2803, 2002.

[9] A. Yu. Parshin, Yu. N. Parshin. [Usage of non-Gaussian statistics for RF signals detection by complex energy and fractal detector]. *International Radar Symposium, IRS 2013, Proceeding*, vol. I, II, pp. 779-784, Drezden, Germany, German institute of navigation, 2013.

[10] A. Yu. Parshin, Yu. N. Parshin. [Analysis of maximum likelihood estimation of fractal dimension by independent and dependent data]. *5th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO)*, 2016, pp: 172 – 175.

[11] F. Takens. [Detecting strange attractors in turbulence]. *Lecture Notes in Mathematics*, vol. 898, 1981, pp. 366-381.

Acknowledgements

Investigation was carried out with the Russian Science Foundation support, project number 14-19-01263.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Signal Acquisition in RSA Against the Background Returns

Leonid. G. Dorosinskiy
Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, 620002, st. Mira, 19 Ekaterinburg, Russian Federation
L.Dorosinsky@mail.ru

Abstract: *The algorithm of multiple-unit target acquisition against the background of structurally similar disturbance and the method of algorithm analysis have been proposed. The proposed algorithm allows increasing of the signal detection accuracy within close sources of disturbances even in cases when disturbances are not set according to the angular coordinates*

Keywords: *Algorithm, detection, the target, noise, the probability.*

Обнаружение сигналов в РСА на фоне мешающих отражений

Доросинский Л.Г.

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г, Екатеринбург, 620002, ул. Мира, 19 Россия
L.Dorosinsky@mail.ru

Аннотация*. Предложен алгоритм обнаружения многоэлементной цели на фоне структурно подобной помехи и методика его анализа. Предложенный алгоритм позволяет повысить эффективность обнаружения сигналов при близко расположенных источниках помех, даже в тех случаях, когда помехи не разрешаются по угловым координатам*

Ключевые слова*: Алгоритм, обнаружение, цель, помеха, вероятность*

1. Введение

Проблема построения оптимального алгоритма обнаружения сигналов в радиолокаторе с синтезированной апертурой при наличии мешающих отражений от местных предметов, а также разработка методики оценки эффективности такого обнаружения является одной из основных при проектировании и построении систем дистанционного мониторинга

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

земной и водной поверхности воздушными и космическими средствами наблюдения с синтезированной апертурой.

2. Разработка алгоритма

В работах [1,2], посвящённых проблемам обработки сигналов в радиолокационной станции с синтезированной апертурой (РСА), основное внимание уделялось исследованию алгоритмов обнаружения при действии помех, вызванных отражениями от подстилающей поверхности и шумом.

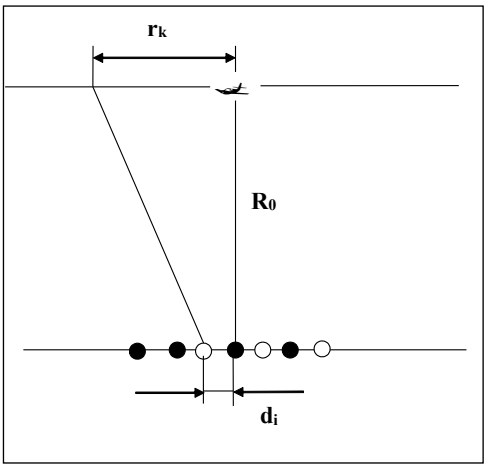


Рис.1 Геометрия задачи

В ряде практических ситуаций вместе с полезным сигналом, отраженным от многоэлементной цели, в диаграмме направленности (ДН) РСА могут присутствовать достаточно мощные помеховые сигналы, вызванные отражениями от мешающих объектов, В этих случаях алгоритм обработки должен строиться с учётом как распределённого характера цели, так и наличия помех. Определение основных принципов построения таких алгоритмов и методов их анализа составляет содержание данной работы.

Предположим, что РЛС бокового обзора перемещается по прямолинейной траектории. Полезные и мешающие сигналы в одном элементе разрешения по дальности формируются отдельными отражателями, отстоящими на расстоянии $\mathbf{d_i^c\ (i=\overline{1,n})}$ и $\mathbf{d_i^n\ (i=\overline{1,N})}$ от начала координат, причём n и N – числа соответственно сигнальных и помеховых отражателей (рис. 1). При дискретной во времени обработке вектор наблюдаемых данных может быть представлен в следующем виде:

$$\mathbf{Y}=\beta_{\mathbf{c}}\mathbf{A_c}+\beta_{\mathbf{п}}\mathbf{A_п}+\mathbf{N_ш}, \qquad (1)$$

где

$$\beta_c=\left\|\mathbf{X}(d_1^c),\ldots\ldots\ldots,\mathbf{X}(d_n^c)\right\|$$

- матрица (M×n), состоящая из векторов

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\mathbf{X}(d_i^c) = \left\| \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda R_0} r_k^2 - j\frac{4\pi}{\lambda R_0} d_i^c r_k \right) \right\|, \qquad (3)$$

задающих фазовое распределение сигнала, отражённого от i-го элемента цели, по точкам синтезированной апертуры, имеющим координаты r_k, $k = \overline{1,M}$ (λ - длина волны); $\mathbf{A}_c$ и $\mathbf{A}_п$ – векторы (n × 1) и (N × 1) комплексных амплитуд сигналов (помех), представляющие собой нормальные случайные величины с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями σ_{ci}^2 и $\sigma_{пi}^2$ соответственно; матрица $\boldsymbol{\beta}_п$ определяется аналогично (2) и (3), $\mathbf{N}_ш$ – вектор комплексных амплитуд гауссовского шума.

При записи наблюдаемых данных в виде (1) достаточной статистикой для обнаружения полезного сигнала является квадратичная форма

$$\alpha = Y^{*T}\theta Y, \qquad (4)$$

где $\theta = R_п^{-1} - R_{СП}^{-1}$ - весовая функция обработки,

$$\mathbf{R}_{сп} = \beta_c \mathbf{Q}_c \beta_c^{*T} + \mathbf{R}_п \qquad (5)$$

$$\mathbf{R}_п = \beta_п \mathbf{Q}_п \beta_п^{*T} + \mathbf{R}_ш \qquad (6)$$

корреляционные матрицы вектора (1) при наличии и отсутствии полезного сигнала

$$\mathbf{Q}_c = \mathbf{diag}\,(\sigma_{c1}^2, \ldots\ldots \sigma_{cn}^2) \qquad (7)$$

$$\mathbf{Q}_п = \mathbf{diag}\,(\sigma_{п1}^2, \ldots\ldots \sigma_{пN}^2) \qquad (8)$$

$$\mathbf{R}_ш = \sigma_ш^2 \mathbf{E} \qquad (9)$$

где * - комплексное сопряжение, T - знак транспонирования, E - единичная матрица, без ограничения общности в дальнейшем считаем дисперсию шума $\sigma_ш^2 = 1$.

Используя равенство Вудбери для определения оптимальной весовой функции, запишем выражение достаточной статистики в виде

$$\alpha = \mathbf{Z}^{*T}\mathbf{P}\mathbf{Z}, \qquad (10)$$

где

$$\mathbf{P} = (\mathbf{E} + \mathbf{Q}_c \beta_c^{*T} \mathbf{R}_п^{-1} \beta_c)^{-1} \mathbf{Q}_c, \qquad (11)$$

$$\mathbf{R}_п^{-1} = \mathbf{E} - \beta_п (\mathbf{E} + \mathbf{Q}_п \beta_п^{*T} \beta_п)^{-1} \mathbf{Q}_п \beta_п^{*T}, \qquad (12)$$

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Y}^T \mathbf{R}_п^{-1} \beta_c^* = \mathbf{Y}^T \mathbf{X}^*(\mathbf{d}_i^c) - \sum_{l=1}^{N} \chi_{li} \mathbf{Y}^T \mathbf{X}^*(\mathbf{d}_l^n) \qquad (13)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\chi_{li} = \sum_{t=1}^{n} p_{lt} X^{T}(d_t^n) X^{*}(d_i^n) \qquad (14)$$

p_{lt} - элемент матрицы (11).

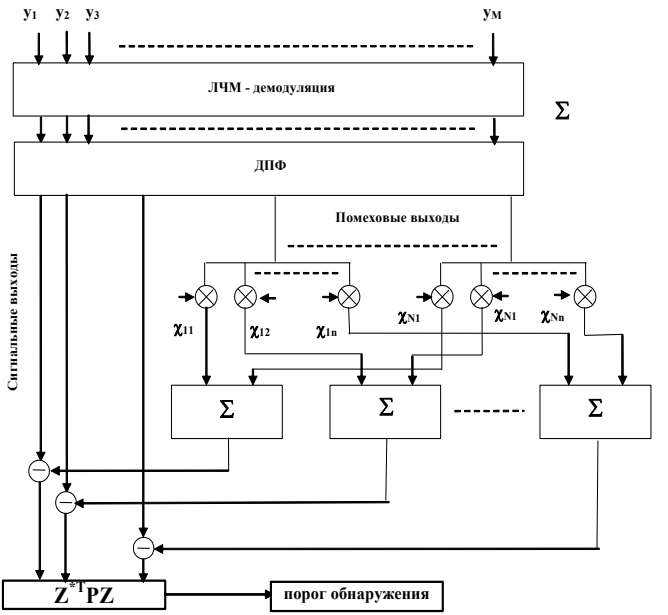


Рис. 2 Оптимальный алгоритм

Структурная схема, реализующая оптимальный алгоритм (10), показана на рис. 2.

Основная функциональная операция, входящая в (13):

$$Y^{T}X^{*}(d_i) = \sum_{k=1}^{M} y_k \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda R_0} r_k^2 + \frac{4\pi}{\lambda R_0} d_i r_k\right), \qquad (15)$$

представляет собой ЛЧМ-демодуляцию и ДПФ, вычисляемое для пространственных частот $(2/\lambda R_0)d_i$, соответствующих всем элементам цели (помех).

Применение оптимальной обработки (10)-(14) позволяет существенно повысить эффективность обнаружения малоразмерных объектов на фоне мощных мешающих отражений. Так, например, при наличии по-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

мехи (отношение мощностей помеха/шум $\mathbf{M}\,\sigma_{\text{п}}^2 \big/ \sigma_{\text{ш}}^2 = 10^3$), угловое направление на которую совпадает с границей главного лепестка синтезированной ДН по уровню половинной мощности, выигрыш в отношении сигнал/шум при оптимальной обработке составляет более 23 дБ по сравнению с обычно используемой в РСА согласованной обработкой [3]. При этом требуемая точность измерения координат помех не превышает 5-10% от ширины главного лепестка ДН.

3. Анализ алгоритма

Относительный выигрыш оптимальной обработки по сравнению с традиционной в РСА не позволяет оценить абсолютные значения характеристик обнаружения при многоэлементных источниках сигнала и помех. С другой стороны, точный расчёт названных характеристик связан с значительными вычислительными трудностями, возникающими при определении и интегрировании распределённой статистики (10). В связи с этим для оценки эффективности рассматриваемого алгоритма использована методика, основанная на границе Чернова [3], в соответствии с которой вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги могут быть рассчитаны по формулам:

$$\mathbf{P_D} = 1 - \mathbf{exp}\left\{\gamma\left[\nu(\mathbf{s}) + (1-\mathbf{s})\dot{\nu}(\mathbf{s}) + 0{,}5(1-\mathbf{s})^2\ddot{\nu}(\mathbf{s})\right]\right\} \times \mathbf{erfc}\left[(1-\mathbf{s})\sqrt{\gamma\ddot{\nu}(\mathbf{s})}\right], \tag{16}$$

$$\mathbf{P_F} = \mathbf{exp}\left\{\gamma\left[\nu(\mathbf{s}) - \mathbf{s}\dot{\nu}(\mathbf{s}) + 0{,}5\mathbf{s}^2\ddot{\nu}(\mathbf{s})\right]\right\} \times \mathbf{erfc}\left[\mathbf{s}\sqrt{\gamma\ddot{\nu}(\mathbf{s})}\right], \tag{17}$$

где

$$\nu(\mathbf{s}) = \mathbf{ln}\int_{-\infty}^{\infty}\!\!\ldots\int_{-\infty}^{\infty}\left[\mathbf{P}\left(\mathbf{Y}/\mathbf{c}+\mathbf{п}\right)\right]^{\mathbf{s}}\left[\mathbf{P}\left(\mathbf{Y}/\mathbf{п}\right)\right]^{1-\mathbf{s}}\mathbf{dY} \tag{18}$$

$\dot{\nu}(\mathbf{s})$ и $\ddot{\nu}(\mathbf{s})$ - первая и вторая производные от (18), $\mathbf{s} = 0 \div 1$ - фиктивный параметр, γ - число независимых испытаний (практически для РСА – это количество используемых частот при многочастотном зондировании или число некогерентно суммируемых синтезированных изображений при частично когерентном режиме работы РСА), $P(\mathbf{Y}/\text{с+п})$, $P(\mathbf{Y}/\text{п})$ - плотности вероятностей наблюдаемого вектора при наличии и отсутствии полезного сигнала.

Для случая, рассматриваемого в работе, выражение (18) имеет вид

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\nu(s)=\sum_{i=1}^{M}\ln\frac{\lambda_i^{1-s}}{s+\lambda_i(1-s)} \qquad (19)$$

где λ_I - собственные значения матрицы $\widehat{\Phi}_0^T R_{сп}\widehat{\Phi}_0^*$

$$\widehat{\Phi}_0=\Delta_0^{1/2}\Phi_0, \qquad \Delta_0=diag(\lambda_{01},.....\lambda_{0M})$$

$\lambda_{0}i$, Φ_{0i} - собственные значения и собственные векторы матрицы (6).

4. Заключение

По формулам (16) и (17) с учётом выражения (19) и его производных рассчитаны характеристики обнаружения многоэлементной цели (n=5) на фоне многоэлементной помехи (N=5). Каждая из представленных четырёх характеристик обнаружения (рис.3) соответствует помеховой ситуации, показанной на рис. 4, где указано взаимное угловое расположение цели и помехи в долях нормированной координаты

$$\mu=\frac{L}{\lambda}\sin\theta,$$

где L - длина участка когерентного накопления, λ - длина волны, θ = arctg (d/R_0) - угловое направление на источник сигнала или помехи. Число когеренто суммируемых импульсов8, количество некогерентно суммируемых участков 21. По оси абсцисс отложено отношение сигнал/помеха $q=\sigma_c^2/\sigma_п^2$. Из представленных кривых следует, что даже при попадании как цели, так и помехи в главный лепесток синтезированной ДН (μ<1) вероятность правильного обнаружения P_D>0,9 при q < 1. При расположении элементов источника помехи в пределах двух первых лепестков ДН (кривая 4) P_D>0,9 при q < 0,1, что свидетельствует о высокой эффективности оптимальной обработки.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

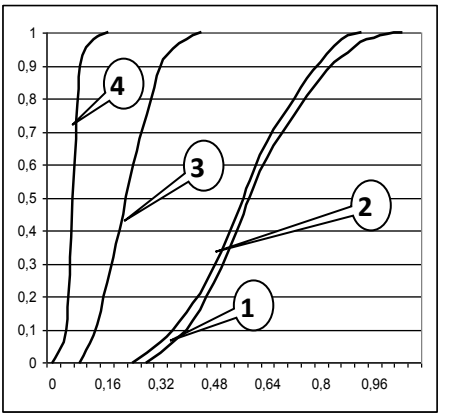


Рис. 3 Характеристики обнаружения

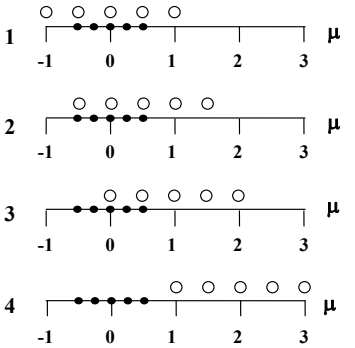


Рис.4 Расположение сигналов и помех

References

1. Dorosinskiy L.G., Radar Signals Class Recognition Algorithm Synthesis Applied and Fundamental Studies. Proceedings of the 4st International Academic Conference. Vol 1. November 28-30, 2013, St Louis, Missouri USA. 304p
2. Dorosinskiy L.G., Synthesis of Signal Flow Group Parameter Optimal Indicator Proceedings of the 4st International Academic Conference. Vol 1. November 28-30, 2013, St Louis, Missouri USA. 304p
3. Dorosinskiy L.G., The research of the distributed objects' radar image recognition algorithms. Applied and Fundamental Studies. Proceedings of the 2st International Academic Conference. Vol 1. March 8-10,2013, St Louis, Missouri USA. P.211-214.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Radarsignal classification algorythms synthesis and analysis

Leonid. G. Dorosinskiy
Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin, 620002, st. Mira, 19 Ekaterinburg, Russian Federation
L.Dorosinsky@mail.ru

Abstract. *Solving a wide range of tasks of Earth surface remote sensing and its state monitoring the main role is fulfilled by the algorithm of the surface image forming and the algorithm of formed images classification and their separate fragments. Under the statistical basis the solution is based on the maximum-likelihood method. The analytical equations for likelihood coefficients and the structural scheme of their forming within the task solution of radar signal recognition have been received.*

Keywords. *Algorithm, detection, the target, noise, the probability.*

Синтез и анализ алгоритмов классификации радиолокационных сигналов

Доросинский Л.Г.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г, Екатеринбург, 620002, ул. Мира, 19 Россия
L.Dorosinsky@mail.ru

Аннотация. *При решении широкого класса задач дистанционного зондирования поверхности Земли и мониторинга её состояния определяющую роль играет алгоритм формирования изображения поверхности и алгоритм классификации формируемых изображений и их отдельных фрагментов. При статистической постановке решение задачи опирается на метод максимального правдоподобия. В работе получены аналитические выражения для коэффициентов правдоподобия и структурная схема их формирования при решении задачи распознавания радиолокационных сигналов.*

Ключевые слова: *Алгоритм, обнаружение, цель, помеха, вероятность*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

I. Введение

В задачах радиоастрономии и дистанционного зондирования поверхности решающую роль играет оптимальная или близкая к ней обработка полученных данных с тем, чтобы реализовать эффективное решение проблемы определения класса наблюдаемого сигнала. Эффективное решение проблемы определения класса [1-4] может быть получено в рамках классической теории многоальтернативной проверки статистических гипотез. По одной из них вектор принимаемых колебаний $\bar{U}(t)$ порожден только шумом. Остальные гипотезы соответствуют наблюдению различных классов сигналов. Общее число возможных классов – M, число гипотез – (M+1).

II. Основная часть

Классическое решение задачи многоальтернативной проверки гипотез приводит к структуре устройства обработки принимаемых сигналов, состоящей из M параллельных каналов формирования отношения правдоподобия или его логарифма

$$l_k[\bar{U}(t)] = ln\{L_k[\bar{U}(t)]\},$$

и решающего устройства, на M входов которого поступают значения l_k. При использовании критерия максимального правдоподобия решение выносится в пользу гипотезы с максимальным значением l_k. В любом случае наибольший практический интерес представляет процедура формирования отношения правдоподобия и структурная схема устройства, реализующего это отношение.

Достаточная статистика для принятия решения представляет собой вектор, составленный из отношений правдоподобия для каждой из M конкурирующих гипотез. Логарифм отношения правдоподобия для k-й гипотезы может быть записан в виде:

$$l_k[\bar{U}(t)] = \left\{0{,}5 \iint \bar{U}^*(t) Q_0(t,u) \bar{U}(u) dt du - \right.$$

$$\left. - \iint [\bar{U}^*(t) - \bar{U}^*_{k\sigma}(t)] Q_k(t,u) [\bar{U}(u) - \bar{U}_{k\sigma}(u)] dt du - ln\left(\frac{K_0}{K_k}\right)\right. \quad (1)$$

где $\boldsymbol{K_0}$ и $\boldsymbol{K_k}$ – нормирующие коэффициенты функционалов плотности распределения вероятностей для случаев наблюдения только шума и k-го сигнала на фоне шума; $\boldsymbol{Q_0(t,u)}$, $\boldsymbol{Q_k(t,u)}$ – комплексные матрицы, о

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$R_{k0}(t,u) = \langle 0{,}5\overline{U}_{k\sigma}(t) + \overline{U}^{*}_{k\sigma}(u)) \qquad (3)$$

– матрица корреляционных функций, диффузионных составляющих вектора принимаемого сигнала.

Для определения вида матриц $Q_0(t,u)$ и $Q_k(t,u)$ следует воспользоваться интегрально-матричными уравнениями обращения [6]:

$$\int R_0(t,u)Q_0(u,v)du = I\delta(t-v); \qquad (4)$$

$$\int R_k(t,u)Q_k(u,v)du = I\delta(t-v), \qquad (5)$$

где I – единичная диагональная матрица.

Для последнего слагаемого в (1) справедливо равенство [5]:

$$ln(K_0/K_k) = Sp\int_0^1 \frac{dA}{A}\iint R_0(t,u)Q_{Ak}(u,t)dt\,du, \qquad (6)$$

где Q_{Ak} (u,t) – решение интегрально-матричного уравнения:

$$\iint [R_0(t_1,u) + AR_{k0}(t_1,u)]Q_{Ak}(u,v)R_0(v,t_2)du\,dv = AR_{k0}(t_1,t_2)$$

При условии, что шум «белый» с диагональной матрицей спектральных плотностей N_0 выражения (4 – 7) упрощаются:

$$Q_0(t,u) = N_0^{-1}\delta(t,u), \qquad (8)$$

$$\int R_{k0}(t,u)Q_k(u,v)du + N_0Q_k(t,v) = I\delta(t-v) \qquad (9)$$

$$ln(K_0/K_k) = Sp\int \frac{dA}{A}\int N_0Q_{Ak}(t,t)dt, \qquad (10)$$

$$Q_{Ak}(t,v)N_0 + A\int R_{k0}(t,u)Q_{Ak}(u,v)N_0du = AR_{k0}(t,v). \qquad (11)$$

Пользуясь рекомендациями [4], ищем матрицу Q_k(t,u) в виде

$$Q_k(t,u) = N_0^{-1}[I\delta(t-u) - Q_{k0}(t,u)], \qquad (12)$$

В этом случае равенство (9) преобразуется следующим образом:

$$\int R_{k0}(t,u)N_0^{-1}Q_{k0}(u,v)du + Q_{k0}(t,v) = R_{k0}(t,v)N_0^{-1}. \qquad (13)$$

Сравнение (11) с (13) показывает, что матрица Q_{k0}(t,u) может быть найдена путем решения (11) при $A = 1$, т.е.

$$Q_{k0}(t,u) = N_0Q_{Ak}(t,u)_{|A=1}. \qquad (14)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Подставляя (8) в (1), получим:

$$I_k[\bar{U}(t)] = 0{,}5\left\{\iint [\bar{U}^*(t) - \bar{U}^*_{k\sigma}(t)]N_0^{-1}Q_{k0}(t,u)[\bar{U}(u) - \bar{U}_{k\sigma}(u)]dt\,du\right.$$

$$\left. - \int \bar{U}^*_{k\sigma}(t)N_0^{-1}\bar{U}_{k\sigma}(t)dt + 2Re[\int \bar{U}^*_{k\sigma}(t)N_0^{-1}\bar{U}(t)dt] - ln(K_0/K_k)\right\} \quad (15)$$

Последнее выражение позволяет представить один из возможных вариантов структуры устройства формирования логарифма отношения правдоподобия для *k*-й гипотезы (Рис. 1). Из (15) и Рис. 1 следует, что основу устройства формирования $\mathbf{l_k[\bar{U}(t)]}$ составляют два корреляционных канала. В одном из них вычисляется корреляция принимаемой реализации вектора $\mathbf{\bar{U}(t)}$, нормированного к мощности шумов, с вектором ожидаемого сигнала, порожденного отдельными детерминированными составляющими сигнала k-го класса $\mathbf{\bar{U}_{k\sigma}(t)}$. Во втором канале разностный сигнал $\mathbf{\bar{U}(t) - \bar{U}_{k\sigma}(t)}$ коррелируется с вектором

$$\int Q_{k0}(t,u)[\bar{U}(u) - \bar{U}_{k\sigma}(u)]du,$$

который представляет собой оценку диффузионной составляющей принимаемого сигнала в предположении о наблюдении сигнала *k*-го класса.

Полученный алгоритм обеспечивает оптимальный приём и обработку флуктуирующего сигнала при наличии искажений и помех.

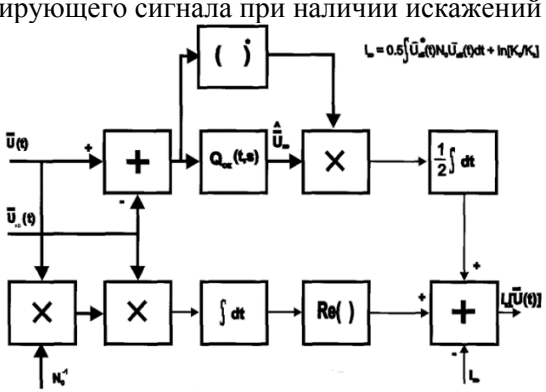


Рис. 1. Структурная схема формирования логарифма отношения правдоподобия

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

При проверке (M+1) гипотез вероятность вынесения ошибочного решения равна:

$$P_{\text{ош}} = \sum_{i=1}^{M+1} p_i \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq 1}} p(j/i) \qquad (16)$$

где p_i - априорная вероятность i-й гипотезы,
p(j/i)-вероятность вынесения решения в пользу j-й гипотезы в том случае, когда истинной является 1-я гипотеза.

Это выражение можно представить в виде:

$$P_{\text{ош}} = \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=i+1}^{M+1} \left[p_i p(j/i) + p_j p(i/j)\right] \qquad (17)$$

В дальнейшем предполагаем, что решение в пользу того или иного класса принимается с использованием критерия минимума полной вероятности ошибки.

Используя методику [6], можно найти верхнюю границу ошибки (17) при проверке многих гипотез:

$$P_{\text{ош}} \leq \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=i+1}^{M+1} \left[p_i Ch_{ij}^{F} + p_j Ch_{ij}^{M}\right] \qquad (18)$$

В последнем выражении Ch^{F}_{ij} и Ch^{M}_{ij} - границы Чернова для вероятностей ложной тревоги и пропуска цели при проверке пары гипотез i и j независимо от остальных гипотез.

Необходимо отметить, что оценка ошибки, даваемая неравенством (18), может быть существенно завышена, причем точность оценки в общем случае уменьшается по мере увеличения числа конкурирующих гипотез.

В этих условиях представляется безусловно целесообразным нахождение и нижней границы вероятности ошибки правильной классификации (16). Для бинарного обнаружения такая граница введена Кайлатом [7]. В данной работе произведено обобщение названной границы на случай произвольного числа гипотез.

Для отыскания нижней границы вероятности ошибки воспользуемся выражением (16). Сумма по j в его правой части представляет собой вероятность вынесения ошибочного решения при наблюдении цели i-го класса. Такая ошибка возникает, если хотя бы для одной из альтернативных гипотез выполняется неравенство:

$$l_{ij} > l_{ii} \ (i \neq j), \qquad (19)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

в котором $$l_{ij} = \ln\left(\frac{W_j(U)}{W_i(U)}\right) \quad (20)$$

- логарифм отношения правдоподобия при проверке пары гипотез с номерами j и i; $W_j(U)$ и $W_i(U)$ - плотности распределения вероятностей значений вектора наблюдаемых данных U по гипотезам j и i. Пусть событие A_j соответствует выполнению условия (19). Тогда вероятность ошибки при наблюдении i-го класса целей представляется как вероятность суммы событий:

$$\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{M+1} P(j/i) = P\left[\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{M+1} A_j\right]. \quad (21)$$

Используя формулу для определения вероятности суммы зависимых событий, можно убедиться в справедливости неравенства:

$$P\left[\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{M+1} A_j\right] \geq \max_{\substack{j \\ j\neq i}} P[A_j]. \quad (22)$$

В этом выражении $p[A_j]$ представляет собой вероятность вынесения решения в пользу j-го класса целей при условии, что истинной является цель i-го класса при проверке только этой пары альтернатив. Обозначая эту вероятность $P_2(j/i)$ и используя (22), для вероятности ошибки (16) запишем неравенство:

$$P_{\text{ош}} \geq \sum_{i=1}^{M+1} P_i P_2(j/i). \quad (23)$$

где на значение j наложено единственное ограничение:

$$j \neq i. \quad (24)$$

Неравенство (23) позволяет оценить нижнюю границу вероятности ошибки в случае проверки более двух гипотез. Поскольку нас, в первую очередь, интересует случай распознавания трех классов, сосредоточим внимание именно на этой задаче (обобщение на произвольное число классов производится аналогично).

III. Заключение

В работе получен оптимальный (в рамках заданных условий) алгоритм обработки наблюдаемых данных с целью принятия решения о

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

наличии сигнала, параметрах этого сигнала, а также классе принимаемого сигнала

Конкретизация полученного алгоритма для конкретной практической задачи позволяет получить структурную схему устройства обработки, реализующего практический алгоритм решения задачи обнаружения.

References

1. Dorosinskiy L.G., The research of the distributed objects' radar image recognition algorithms. Applied and Fundamental Studies. Proceedings of the 2st International Academic Conference. Vol 1. March 8-10,2013, St Louis, Missouri USA. P.211-214.
2. Dorosinskiy L.G., Invariants for the radar image classification. Applied and Fundamental Studies. Proceedings of the 2st International Academic Conference. Vol 1. March 8-10, 2013, St Louis, Missouri USA. P.214-217.
3. Dorosinskiy L.G., Radar Signals Class Recognition Algorithm Synthesis Applied and Fundamental Studies. Proceedings of the 4st International Academic Conference. Vol 1. November 28-30, 2013, St Louis, Missouri USA. 304p
4. Dorosinskiy L.G., Synthesis of Signal Flow Group Parameter Optimal Indicator Proceedings of the 4st International Academic Conference. Vol 1. November 28-30, 2013, St Louis, Missouri USA. 304p
5. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. М.: Радио и связь, 1981. 316с.
6. Ван Тряс Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: в 3т. / Г. Ван Трис. М.: Сов. радио, 1972. т.1. 744с.
7. Kailath T. The divergence and bhattacharya distance measures in signal selection. IEEE Trans., 1967, v. COM-15, pp.52-60.
8. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов / К.Фукунага; пер. с англ. А.А.Дорофеюк. М.: Наука,1979. 367 с.

Подписано в печать 24.05.2016
Формат 32×45/4. Условн. печ. л. 22,41
Уч.-изд. л. 22,2. Зак. 4565/11. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А, Севастополь, 299011
Тел.: +7 8692 464 744