



«Прошло *более полувека* с того далекого времени, когда был образован первый и единственный на просторах от Урала до Тихого океана специализированный вуз, перед которым ставилась задача подготовки инженеров для бурно развивавшейся радиоэлектронной промышленности страны.

Томский институт радиоэлектроники и электронной техники за эти годы превратился в один из ведущих технических университетов России.

История университета — это история его кадров. ... Десятки, сотни замечательных, умных и красивых людей проходят перед нами. Это они создали Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, это их способности, энергия и самоотверженный труд воплощены в том, что кадровую основу радиоэлектронной промышленности Сибири, Дальнего Востока, Средней Азии образовали именно выпускники ТУСУРа.

Немного осталось тех, кто в 1962 году принял эстафету радиотехнического факультета Томского политехнического института. Пришли новые люди с новыми ценностями и устремлениями. С трудом вспоминаются многие имена из тех, кто в свое время внес существенный вклад в развитие университета. Иногда мы забываем, что наши сегодняшние успехи основаны на достижениях предыдущих поколений.»



*«Кто есть кто в истории ТУСУРа» 2009 г.
(иллюстрированный очерк о роли личностей в истории первого и единственного вуза радиоэлектронного профиля на территории Азиатской части России и СССР (составители Подлипенский В.В., Шарыгин Г.С. под общей редакцией Г.С. Шарыгина (заменив в ней буквально одно слово)*



18–19 сентября | **РТС** | ТУСУР

ШАРЫГИНСКИЕ ЧТЕНИЯ 2019

**I ВСЕРОССИЙСКАЯ
НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ВЕДУЩИХ
НАУЧНЫХ ШКОЛ В ОБЛАСТИ РАДИОЛОКАЦИИ,
РАДИОНАВИГАЦИИ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ,
посвященная памяти профессора
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники
академика Германа Сергеевича Шарыгина**

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники

ШАРЫГИНСКИЕ ЧТЕНИЯ

**I Всероссийская
научная конференция ведущих научных школ
в области радиолокации, радионавигации
и радиоэлектронных систем передачи
информации, посвященная памяти профессора
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники
академика Германа Сергеевича Шарыгина**

Томск
Издательство ТУСУРа
2019

Шарыгинские чтения. I Всероссийская научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации, посвященная памяти профессора Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники академика Германа Сергеевича Шарыгина : сб. докл. – Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2019. – 276 с.

Представлены доклады I Всероссийской научной конференции ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации, посвященной памяти профессора Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники академика Германа Сергеевича Шарыгина: «Шарыгинские чтения». В 2019 году конференция приурочена к 85-летию со дня рождения Германа Сергеевича. В ней приняли участие ученые и специалисты предприятий и организаций в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации, преподаватели, научные сотрудники, аспиранты и студенты высших учебных заведений России. Обсуждались вопросы по трём направлениям: радиофизика и распространение радиоволн; радиотехнические системы; взаимодействие вузов с предприятиями ОПК.

Научное издание

ШАРЫГИНСКИЕ ЧТЕНИЯ

I Всероссийская научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации, посвященная памяти профессора Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники академика Германа Сергеевича Шарыгина

Сборник докладов

Подписано в печать 24.12.2019. Формат 70×100 1/16.
Усл. печ. л. 22,25. Тираж 100 экз. Заказ 545.

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.

© Каф. радиотехнических
систем ТУСУРа, 2019

© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2019

ПЛЕНАРНОЕ ЗАСЕДАНИЕ

УДК 537.876.23

В.П. Денисов, проф. каф. РТС, д-р техн. наук;
Ю.П. Акулиничев, проф. каф. РТС, д-р техн. наук;
О.Н. Киселев, ст. науч. сотр. НИИ РТС, проф. каф. РТС, д-р техн. наук;
В.И. Тисленко, проф. каф. РТС, д-р техн. наук;
Крутиков М.В., зав. лаб. НИИ РТС;
Мещеряков А.А. вед. науч. сотр. НИИ РТС,
доцент каф. РТС, канд. техн. наук,
Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники, г. Томск, Российская Федерация

ЭТАПЫ НАУЧНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ Г.С. ШАРЫГИНА И ВОЗГЛАВЛЯЕМОГО ИМ КОЛЛЕКТИВА

В докладе описаны этапы научной деятельности профессора Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники Германа Сергеевича Шарыгина. Представлены наиболее значимые научные результаты.

Ключевые слова: радиотехнические системы, распространение радиоволн, искажения сигналов, экспериментальные исследования

Направленность научной деятельности Г.С. Шарыгина определилась еще в годы студенчества и аспирантуры.

Шарыгин Г.С. учился на РТФ ТПИ в 1952–1957 годах, а факультет был открыт в 1950 г. Педагогические кадры для вновь созданного факультета присылались из Москвы и Ленинграда. В 1953 году к нам попал молодой кандидат наук из МАИ Е.И. Фиалко. Это был очень деятельный человек. Он возглавил вновь созданную кафедру «Радиотехнической аппаратуры» и договорился с Институтом физики атмосферы АН СССР о разработке радиолокатора для исследования отражений радиоволн от метеорных следов и проведения соответствующих измерений. Метеор – небесное тело величиной со спичечную головку, влетая в атмосферу Земли сгорает, оставляя за собой ионизированный след. Локатора, какой тогда был создан в ТПИ для метеорных исследований, ранее не было. Это был импульсный локатор, работающий на волне 10 м со слабонаправленной передающей антенной, освещавшей полнеба. Метод определения направления прихода отраженной волны – фазовый.

Полуволновые приемные диполи располагались по сторонам прямого угла в плоскости Земли и по измеренным разностям фаз между ними определялось направление прихода волны.

Герман Сергеевич в этом проекте разрабатывал фазометрическую аппаратуру под руководством И.Д. Золотарева. Локатор был изготовлен и установлен на специально созданном полигоне, но оказалось, что ошибки угловых измерений очень велики. Это выяснилось в процессе «облета» локатора на спортивном самолете, на котором был установлен маломощный передатчик. Герман Сергеевич участвовал в этих измерениях. Выяснилось, что причиной ошибок были отражения радиоволн от окружающего леса. Так Герман Сергеевич встретился с объектом своих будущих многолетних исследований.

Следующим важным этапом в становлении Г.С. Шарыгина как ученого была НИР «Пункт-МВО».

Исследования по НИР начались в 1958 году на кафедре радиотехнической аппаратуры Томского политехнического института им. С.М. Кирова под фактическим руководством Ф.И. Перегудова, тогда младшего научного сотрудника кафедры, а впоследствии заместителя председателя Государственного комитета СССР по высшему образованию. Необходимость исследований была вызвана выполнением кафедрой НИР «Пункт-МВО» по заказу министерства обороны. Задача НИР заключалась в выяснении принципиальной возможности создания станции радиотехнической разведки, позволяющей измерять координаты работающей радиолокационной станции «из одного пункта», то есть когда позиции приемной аппаратуры располагаются на площадке с размерами не более сотен метров. С самого начала выполнения НИР выяснилось, что основным фактором, определяющим возможность создания подобной системы являются фазовые и амплитудные искажения сигналов на трассе распространения радиоволн. Именно они задают необходимый разнос приемных пунктов при измерении расстояния до излучающего объекта пеленгационным методом.

Для выяснения существующих ограничений по точности местоопределения были развернуты обширные исследования фазовых и амплитудных искажений сигналов сантиметрового диапазона на наземных трассах в зонах прямой радиовидимости и дифракции. Исследования проводились в 1958–1962 годах на территории Томской и Кемеровской областей в летнее и зимнее время. Поначалу предполагалось, что основную роль в искажениях пространственно-временной структуры сигналов играет турбулентность тропосферы. Однако эксперименты показали, что на трассах прямой радиовидимости, а также в области дифракционного распространения более существенно рассеяние радиоволн неровностями рельефа, растительностью и искусственными сооружениями. Эти исследования стали темой кандидатской диссертации Г.С. Шарыгина.

Аппаратура для экспериментальных исследований в те времена была относительно инерционной. Термин «моноимпульсная радиолокация» только вводился в инженерный обиход. В лучшем случае можно было сделать одно измерение за время принимаемого импульсного сигнала, просмотрев его на экране осциллографа. Просмотреть таким образом достаточно длинную последовательность импульсов не представлялось возможным. Особенно инерционной была аппаратура регистрации данных. Результаты эксперимента, как правило, записывались на бумажную ленту самописца.

Тем не менее, необходимые измерения в рамках НИР «Пункт-МВО» были сделаны. Была показана возможность создания станции разведки на принципах триангуляционного метода местоопределения и фазового метода пеленгования с дальномерной базой в единицы километров.

В 1962 году в Томске была организована новая проектная организация радиотехнического профиля, получившая впоследствии название «Томское КБ «Проект», а затем НИИ «Проект». Организация принадлежала Томскому Совнархозу. Совнархозы были созданы во времена руководства страной Н.С. Хрущева как органы территориального управления народным хозяйством. Вновь созданную проектную организацию возглавил Ф.И. Перегудов. Постановлением директивных органов ей было поручено выполнение ОКР по созданию малобазовой станции разведки на основе материалов, полученных в ходе НИР «Пункт-МВО». Большая часть исполнителей НИР вместе с Ф.И. Перегудовым перешла из ТПИ в новую организацию, и занялись проектной работой. Большая, но не все. В 1962 году на базе радиотехнического факультета ТПИ в Томске образовался новый вуз, который ныне называется ТУСУР. Г.С. Шарыгин занял в нём должность заведующего кафедрой радиоприёмных устройств и с тех пор организовывал и возглавлял научно-исследовательские работы, связанные с изучением распространения радиоволн, в интересах совершенствования станций радиотехнической разведки, расположенных на различных носителях. Основными техническими характеристиками таких станций являются дальность действия, точность определения координат источников радиоизлучения, быстродействие.

Герман Сергеевич поручил своим первым аспирантам исследование основных физических процессов на трассе РРВ, влияющих на достижимые параметры станций РТР. Киселеву О.Н. – рефракции, Полищук Ю.М. – дифракции на укрывающих гребнях, Слюсарчуку В.Ф. – искажение поляризации. Впоследствии все они стали докторами наук.

Следующим шагом в научной биографии Г.С. Шарыгина стало обоснование достижимой точности пеленгования и дальности действия самолетных станций разведки, работающих по наземным источникам

радиоизлучения. Были нужны стационарные наклонные трассы типа «самолет-земля». Поскольку г. Томск находится на равнинной местности, и подходящих трасс в его окрестностях нет, эксперименты проводились на Кавказе. Приемный пункт располагался в Дагестане вблизи Буйнакса на высоте 2300 м, передающие пункты – на восточном побережье Каспия на полуострове Мангышлак.

Действительно, подвиг научного эксперимента.

Значительная часть трассы находилась в зоне ДТР. К тому времени явление ДТР было еще мало изучено. Полученные результаты представляли теоретический и практический интерес.

Экспериментальное изучение ДТР и его особенностей для работы радиотехнических систем продолжилось в интересах ВМФ в 1969–1979 годах над Черным морем.

Один из пунктов экспериментального комплекса был установлен в Крыму (в районе Судака). Другие – на Кавказском побережье Черного моря (Туапсе, Сочи, Очимчира).

Помимо ставшей уже традиционной оценки точности пеленгования и дальности действия фазовых и амплитудных моноимпульсных пеленгаторов в данных экспериментах оценивалась возможность барьерной радиолокации за радиогоризонтом, возможности когерентной обработки сигналов в активной локации при ДТР, возможность динамических методов пассивного измерения дальности. Особенность эксперимента: в точке П устанавливалась передающая радиолокационная станция, в точке Р – ретранслятор, сигналы которого принимались в точке П. Ответные импульсы излучались с сохранением фазы высокочастотного заполнения. Это позволило определить характеристики когерентной обработки сигналов. На слайде показаны траектории перемещения кораблей и самолетов, участвующих в экспериментах. Это было нужно для проверки динамических методов определения дальности и возможностей барьерной радиолокации. В те времена военные помогали разработчикам аппаратуры.

Работы данного периода обобщены в монографии Г.С. Шарыгина «Статистическая структура поля УКВ за горизонтом», вышедшей в свет в издательстве «Радио и связь» в 1983 г.

Следующим шагом в научной деятельности Г.С. Шарыгина была организация дальневосточного радиофизического полигона. На трассе Сахалин – Итуруп исследования проводились на регулярной основе с 1980 по 1991 г., то есть по существу до развала Советского союза.

Апофеозом деятельности Г.С. Шарыгина по исследованию РРВ над морем стало дооборудование судов Госкомгидромета радиотехнической аппаратурой и участие в регулярных рейсах этих судов по Тихому и Индийскому океанам (1978–1992 гг.).

Суда Госкомгидромета были элементами всемирной службы погоды. Они вели наблюдения за состоянием воды и атмосферы в плано-

вых точках, используя палубные приборы, шары-зонды, метеорологические ракеты. Данные отправлялись в международные центры погоды. Установленная на борту НИС «Ак. Ширшов» аппаратура позволяла связать распространение радиоволн с метеоусловиями. В исследованиях участвовали и корабли гидрографической службы ВМФ. Было выполнено 40 рейсов НИС.

В результате обработки полученных материалов и обобщений литературных данных в 2000 году был издан «Радиоклиматический тропосферный атлас Тихого океана» – главная работа Г.С. Шарыгина о распространении радиоволн над морем. Атлас содержит 139 карт с изолиниями основных радиометеорологических и радиофизических параметров тропосферы для различных районов океана и различных времен года.

Радиометеорологические параметры:

- индекс преломления на разных высотах над водой;
- высота приводных волноводов;
- высота слоев повышенной рефракции;
- скорость ветра на разных высотах, и т.д.

Радиофизические параметры:

- расстояние до радиогоризонта;
- погонное ослабление в гидрометеорах;
- погонное ослабление в зоне дифракции;
- множитель ослабления при ДТР;
- поляризационное отношение в зоне ДТР;
- интервалы пространственной и временной корреляции амплитуды и фазы;
- множитель ослабления в приводном волноводе.

Данные атласа могут служить для планирования работы радиоэлектронных средств в заданных районах океана.

В 1996–2010 годах коллектив НИИ РТС, научным руководителем которого был Г.С. Шарыгин, провел обширные исследования распространения радиоволн на приземных трассах в интересах ГРАУ МО. Стояла задача определить предельные характеристики точности местоопределения наземных источников радиоизлучения типа РЛС, используя современные технические возможности. Исследовались разно-отно-дальномерный и пеленгационный методы местоопределения и их комбинации.

По полноте получаемой информации о искажениях радиосигналов на трассах распространения это самая совершенная аппаратура из того, что мы когда-либо делали.

Аппаратура позволяла синхронно записывать на цифровые носители сигналы, принятые четырех-восьмиканальными приемными установками, разнесенными на местности, с временным интервалом 10 нс.

Один из результатов исследования заключается в разработке на основании экспериментальных данных однопозиционного пассивного метода измерения дальности до источника радиоизлучения на основе использования отражений радиоволн от совокупности элементов рельефа на трассе распространения. Решена задача, которая была поставлена перед нами в конце пятидесятых годов в НИР «Пункт-МВО». Ее решение стало возможным на основе быстродействующей вычислительной техники и современных геоинформационных технологий, о которых раньше даже не мечтали.

Основные результаты наших исследований последнего времени на наземных трассах приведены в коллективной монографии «Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местоопределения», изданной в 2014 году в издательстве ТУСУРа.

Естественным результатом радиофизических исследований на наземных трассах явилось развитие в НИИ РТС навигационного направления использованием сигналов глобальных навигационных спутниковых систем. Г.С. Шарыгин организовал лабораторию радионавигации.

В последние годы Г.С. Шарыгин занимался разработкой спутниковых систем радиомониторинга земной поверхности. Герман Сергеевич считал перспективной систему, состоящую из созвездий малых космических аппаратов, расположенных на низких орбитах и потому способных детально просматривать земную поверхность. Полученная информация передается на землю с помощью космических аппаратов, расположенных на более высоких орбитах.

Одним из признаков научной школы является наличие у ее главы учеников, которые в некотором отношении превзошли учителя. Профессора Ю.П. Акулиничев, В.И. Тисленко, бывшие аспиранты Германа Сергеевича, успешно развивают идеи, высказанные когда-то их научным руководителем. В НИИ РТС действует группа научных сотрудников и инженеров во главе с канд. техн. наук В.Ю. Лебедевым, которая далеко превзошла своих учителей в деле создания аппаратуры для космической отрасли.

Дело Германа Сергеевича живет!

Информация об авторах

Денисов Вадим Прокопьевич – доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: dvp15@sibmail.com

Акулиничев Юрий Павлович – доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: ayur63@mail.ru

Киселёв Олег Николаевич – доктор технических наук, старший научный сотрудник научно-исследовательского института радиотехнических систем, профессор кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: oleg.n.kiselev@tusur.ru

Тисленко Владимир Ильич – доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: wolar1491@yandex.ru

Крутиков Михаил Владимирович – заведующий лабораторией распространения радиоволн научно-исследовательского института радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: rwplab@tusur.ru

Мещеряков Александр Алексеевич – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник научно-исследовательского института радиотехнических систем, доцент кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: msch@rts.tusur.ru

УДК 537.876.23

Ю.П. Акулиничев, проф. каф. РТС, д-р техн. наук;
В.П. Денисов, проф. каф. РТС, д-р техн. наук;
Н.П. Красненко, проф. каф. РТС, д-р физ.-мат. наук;
М.В. Крутиков, зав. лаб. НИИ РТС;
А.А. Мещеряков, вед. науч. сотр. НИИ РТС, доцент каф. РТС,
канд. техн. наук;
В.И. Тисленко, проф. каф. РТС, д-р техн. наук.
Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники, г. Томск, Российская Федерация

ЛИДЕР, ПЕДАГОГ, УЧЕНЫЙ (К 85-ЛЕТИЮ Г.С. ШАРЫГИНА)

Лидер. Когда говорят о выдающемся человеке, то обычно в качестве одной из самых привлекательных черт отмечают разнообразие его интересов. Но, согласитесь, такая характеристика говорит о жизнелюбии и оптимизме персонажа, но представляется несколько безликой. Всегда хочется найти «стержень», отметить главную особенность.

Все это в полной мере относится и к Герману Сергеевичу Шарыгину. Первые 8 лет он прожил в Москве, затем вместе с родителями в 1942 году был эвакуирован в Томск, где получил хорошее стартовое образование, окончив с отличием радиотехнический факультет, а затем и аспирантуру Томского политехнического института. Исполнение обязанностей секретаря факультетского комитета комсомола помогло приобретению навыков работы с людьми, а раннее участие в научно-исследовательской работе показало жизненную необходимость постоянного и упорного самообразования.

Но этого мало: нужен еще и элемент везения, чтобы человек «в нужный момент оказался в нужном месте». Два предпоследних десятилетия 20 века оказались в СССР периодом наиболее масштабных, хорошо обеспеченных и интенсивных исследований в области распространения радиоволн и разработки радиотехнических систем двойного назначения. В дополнение к этому и в ТПИ, а затем и в Томском институте радиоэлектроники и электронной техники, который вырос из этого факультета, плечом к плечу с Г.С. Шарыгиным, в 28 лет ставшим заведующим кафедрой радиоприемных устройств, работали такие замечательные ученые и организаторы, как Г.С. Зубарев, первый ректор ТИРиЭТ, Ф.И. Перегудов, впоследствии заместитель председателя Государственного комитета СССР по высшему образованию, М.М. Райзман, ставший директором ОКБ Регистрирующей аппаратуры, а также коллектив молодых и увлеченных исследователей, большинство из которых затем стали кандидатами и докторами наук.

Именно в эти годы Г.С. Шарыгин сформировался как руководитель направления «Радиотехнические системы и распространение радиоволн», которому он остался верен до конца жизни.

Примерно в это время (1965–1970 годы) в мире происходило стремительное развитие средств радиосвязи, радиолокации и радионавигации, сопровождавшееся постоянным улучшением их основных характеристик, таких как надежность, точность, скорость передачи информации и т.п. Применение современной элементной базы позволило улучшить практически все показатели, но стало очевидным, что главным препятствием на пути их дальнейшего повышения являются ограничения, которые накладываются особенностями распространения радиоволн (РРВ) на типичных трассах. Влияние реальной среды на РРВ по сравнению со свободным пространством проявляется двояко. Во-первых, это дополнительное ослабление сигнала за счет его поглощения в среде или дифракции на объектах, находящихся вблизи трассы. Во-вторых, это разнообразные явления селективных замираний, обусловленные многолучевостью, приводящие к случайным флуктуациям амплитуд и фаз принимаемых сигналов, искажениям их формы и закона модуляции, к случайным искажениям фронта падающей волны и т. п. Именно наличие многолучевости является тем

основным фактором, который существенно снижает эффективность использования радиотехнической системы (РТС).

К указанному времени уже были проведены масштабные экспериментальные и теоретические исследования, направленные на изучение отдельных аспектов проблемы, в частности, при РРВ в тропосфере, особенно в зоне дальнего тропосферного распространения (ДТР). Усилиями многочисленных научных коллективов России, Украины, США, Японии, Великобритании, Канады и других стран исследованы статистические характеристики флуктуаций сигналов во времени, частотных и пространственных селективных замираний, случайных вариаций таких параметров, как амплитуда, фаза, задержка, доплеровский сдвиг частоты, углы прихода волн, искажений формы сигналов и др. Исследованы возможные методы разнесенных передачи и приема сигналов, позволяющие уменьшить вредное влияние многолучевости. Параллельно разрабатывались методы радиолокационного дистанционного зондирования случайно-неоднородных сред, включая оценку характерных размеров неоднородностей индекса преломления, коэффициента их анизотропии, скорости ветра и т.п.

В итоге к 1970 году сложилась парадоксальная ситуация – был накоплен огромный фактический материал, но единое комплексное статистическое описание свойств сигналов и полей в условиях многолучевости так и не было представлено. Причина в том, что такая математическая модель не может быть создана в результате простого объединения фактов, описывающих отдельные явления. Как следствие, остается большая неопределенность при выборе наилучших методов передачи и приема в РТС, использующих РРВ в случайно-неоднородных средах.

Шарыгин Г.С. правильно оценивал ситуацию и понимал, что необходимо теоретическое и экспериментальное обоснование статистической модели электромагнитного поля (и сигналов), количественно описывающей в комплексе все основные явления, возникающие при его распространении в случайно-неоднородной атмосфере; разработка и реализация методик дистанционного зондирования среды, позволяющих отдельно учитывать влияние формы зондирующих сигналов, характеристик аппаратуры и свойств среды РРВ; оценка потенциальных возможностей РТС радиолокации и дистанционного зондирования среды в условиях многолучевости и поиски путей их реализации.

Понятно, что решение такой задачи под силу лишь крупному научному коллективу, поэтому создание и обеспечение работы такого коллектива стало главным делом жизни Г.С. Шарыгина. И он его реализовал, зачастую «наступая на горло собственной песне». Например, к 1967 году коллектив кафедры радиоприемных устройств уже насчитывал 80 человек.

С 1970-х годов Г.С. Шарыгин – признанный организатор научных исследований. Он руководит комплексными НИР, входящими в государственные планы проблемных и поисковых исследований, общегосударственную комплексную программу «Мировой океан».

По его инициативе и при его бессменном научном руководстве были созданы научно-исследовательская лаборатория, затем отдел радиотехнических систем и, наконец, НИИ радиотехнических систем. Для проведения экспериментальных исследований под руководством Г.С. Шарыгина были созданы два радиотехнических полигона, а также организовано множество экспедиций на территории России и за рубежом.

О высокой жизнеспособности коллектива говорит и тот факт, что даже в сложные 90-е годы кафедра РТС и НИИ РТС сумели сохранить свои основные фонды, ведущий кадровый состав и проблемную тематику научных исследований. НИИ РТС остался единственным вузовским научным коллективом в России, который в эти годы продолжал экспериментальные исследования тропосферного распространения радиоволн в натуральных экспедиционных условиях.

Как один из ведущих ученых в области РРВ он был членом бюро Научного совета РАН по комплексной проблеме «Распространение радиоволн» и председателем его Западно-Сибирского отделения.

Педагог. Не удивительно, что это был отличный и уважаемый педагог, эрудированный во многих областях, даже весьма далеких от науки. Те дисциплины, которые он вел, не относятся к числу простых, но отзывы студентов всегда были очень благоприятными.

«Герман Сергеевич – отличный преподаватель: грамотный, тактичный. Помогает разобраться в сложных, на первый взгляд, вопросах.» «Один из преподавателей ТИАСУРа, которых помнишь всю сознательную жизнь! Корректный, мудрый, интеллигентный преподаватель самого высшего уровня. Германа Сергеевича знают специалисты всей России» (<https://professorrating.org/professor.php?id=106967>).

В свою очередь, Герман Сергеевич сам умел учиться у тех, с кем он общается. Бросается в глаза, что своей способностью масштабно мыслить, видеть перспективу и даже там, где надо, «поставить свечу до небес» он очень напоминал Ф.И. Перегудова. Выдержкой и тактом в общении с людьми он мог бы сравниться с М.М. Райзманом, про которого его сотрудники говорили, что от Марка Михайловича даже отказ получить приятно.

Люди, мало знающие Германа Сергеевича, нередко смотрели на него как неисправимого авантюриста. Некоторые из его идей первоначально воспринимались как беспочвенная фантазия, а потом выяснялось, что та самая свеча горит, казалось бы, вопреки всем законам физики. Примеров много. Один из последних – знаменитая система

ГПО, контуры которой, будучи деканом радиотехнического факультета, он разработал вместе со своим заместителем В.М. Ицковичем.

О ее масштабе можно судить по официальным данным о результатах реализации технологии ГПО в ТУСУРе в весеннем семестре 2018–2019 уч. года:

- число кафедр, реализующих ГПО – 24;
- проектов ГПО, реализуемых в семестре – 173;
- студентов ТУСУРа, участников ГПО – 796.

Впервые в России Г.С. Шарыгин обосновал и подготовил проведение курса «Введение в специальность» в течение не одного, а трех первых семестров. Это особенно актуально в нынешних условиях, когда многие абитуриенты и даже студенты младших курсов имеют весьма смутное представление о своей будущей специальности. С другой стороны, многоэтапное освоение материала с переходом на более высокий уровень – это классика педагогики.

А уникальный стенд «Выпускники-отличники кафедры РТС», встречающий любого входящего в расположение кафедры, является ее визитной карточкой.

Естественно, Г.С. Шарыгин был руководителем и научным консультантом у нескольких десятков будущих кандидатов и докторов наук. Более того, он был членом трех диссертационных советов, создателем и председателем одного из них Д 212.268.04, кстати, достаточно авторитетного (в составе совета 3 члена экспертных советов ВАК).

Шарыгин Г.С. принял активное участие в создании и деятельности Ассоциации выпускников ТУСУРа и Томского профессорского собрания, был членом Научно-методического совета Минобрнауки по специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы». Хорошее представление об этом человеке можно получить, посмотрев два коротких фильма: Томское профессорское собрание Г.С. Шарыгин (<https://www.youtube.com/watch?v=JARxantUeSI>) и Профессор. Герман Шарыгин. ТУСУР (<https://www.youtube.com/watch?v=VI6ySP4dPyQ>).

Удивляла его работоспособность, когда, несмотря на обилие обязанностей, Герман Сергеевич при любой возможности старался делать работу сам, не перекладывая ее на подчиненных.

Пожалуй, никто не видел Германа Сергеевича раздраженным, выбитым из колеи и жалующимся на неудачные обстоятельства. Жалуются лишь тот, кто ждет милостей от жизни, а он привык добывать их сам.

Ученый. Говорить о Г.С. Шарыгине как об ученом невозможно и несправедливо без упоминания о работах сотрудников возглавляемого им коллектива, даже если он и не был в числе соавторов. При этом в рамках короткого доклада трудно описать даже все те результаты,

которые были получены впервые в мире. Поэтому придется упомянуть лишь некоторые из них, относящиеся к распространению радиоволн в случайно-неоднородных средах.

1. Разработка модели трассы РРВ над неровной земной поверхностью в виде набора вертикальных плоских экранов, имеющих случайно-неровные верхние края.

2. Создание когерентного радиолокатора с активным ответом и проведение экспериментов, показавших, что квадратурные составляющие принимаемого сигнала метрового диапазона длин волн на 320-км загоризонтной тропосферной морской трассе на временных интервалах 5...30 мин независимы и распределены нормально с одинаковыми ковариационными функциями. При этом флуктуации фазы сигнала достаточно медленны для того, чтобы при приеме осуществлять когерентное накопление сигнала на временных интервалах до 10...30 с.

3. Полное описание пространственно-временной функции когерентности однородных мелкомасштабных флуктуаций передаточной функции случайно-неоднородного канала РРВ требует введения, кроме частных интервалов ковариации при всех видах разнесения, четырех новых параметров (или наборов параметров при многомерных разнесениях), численно равных геометрическим размерам области рассеяния (координата центра и среднеквадратическая протяженность вдоль трассы) и характеристикам поперечной к трассе составляющей скорости ветра (среднее значение и средняя скорость линейного изменения вдоль трассы). Оценка всех параметров гауссовской пространственно-временной функции когерентности канала возможна при помощи простейшего радиотомографа, содержащего две передающие и две приемные антенны, разнесенные в пространстве и (или) по углу, при этом угловое разнесение способно обеспечить более высокую точность измерений.

4. При неограниченном увеличении оптической толщины среды пространственно-временная функция когерентности передаточной функции случайно-неоднородного канала РРВ стремится по форме к гауссовской поверхности независимо от вида спектра пространственно-временных флуктуаций диэлектрической проницаемости среды. Вследствие этого возможна полная факторизация многомерной функции когерентности, но лишь после линейного преобразования переменных, определяющих обобщенные понятия «параллельных» и «пересекающихся» трасс.

5. Наиболее надежным методом оперативного прогнозирования ожидаемых энергетических и неэнергетических характеристик сигнала при ДТР УКВ в настоящее время является численное решение параболического волнового уравнения (ПУ) по данным измерения высотных профилей индекса преломления, при этом точность прогно-

зирования практически полностью определяется возможностями аппаратуры, применяемой для измерения характеристик среды. Предложены экономные способы приближенного численного решения ПУ как для оценки детерминированных параметров поля, так и для вычисления статистических характеристик его случайной составляющей.

Основные экспериментальные результаты были получены: на сухопутных трассах протяженностью 29...103 км в Западной Сибири в 1963–1967 гг. и в 1995–2018 гг.; на наклонных трассах 348...468 км над Каспийским морем в 1967–1968 гг.; на трассах 225...320 км над Черным морем в 1972–1978 гг.; на трассах 130...495 км над Охотским морем в 1983–1993 гг.; на сухопутных трассах протяженностью до нескольких десятков километров в окрестностях г. Томска с 1990 года и по настоящее время; в 40 экспедициях на судах Госкомгидромета на трассах протяженностью до 1000 км над Тихим и Индийским океанами.

Простой перечень фактических данных, характеризующих условия проведения экспериментов, показывает, что по продолжительности и по масштабу охвата изучаемых характеристик реализованная программа стоит в первом ряду программ по исследованию свойств тропосферного РРВ, когда-либо выполнявшихся в мировой практике.

С 1994 г. начали активно развиваться международные связи коллектива кафедры и НИИ РТС. Доклады сотрудников и аспирантов звучали на многих крупных международных научных конференциях.

В настоящее время кафедра и НИИ РТС сотрудничают в научном плане с такими крупными предприятиями, как АО «Информационные спутниковые системы» (г. Железногорск Красноярского края), Корпорация «Фазотрон» (г. Москва), ЦКБ «Автоматика» (г. Омск) и др., а также с институтами Российской академии наук.

Заклучение о том, что люди помнят всегда и надолго. С Германом Сергеевичем можно было вести разговор на любую тему (хотя, правда, не вспоминается, чтобы когда-нибудь возникал разговор о музыке). И везде он выступал как интересный, эрудированный собеседник. Но даже важнее то, что Герман Сергеевич всегда был тактичным и внимательным к людям и при этом отличался потрясающим самообладанием. Во многом благодаря этому в тех коллективах, в которых он работал, за полвека не было ни одной существенной стрессовой ситуации.

Хорошо об этом сказал В. Карнышев. «Каким он остался у меня в памяти? В первую очередь доброжелательным, что, учитывая его высокие должности в институте, а затем в университете, было трудно представить. А, во-вторых, очень простым в общении и глубоко порядочным... Для многих он был воплощением старой советской интеллигенции, сумевшей в условиях дикого российского капитализма

сохранить в себе Человека. В многочисленных совместных командировках он просто поражал своей неуёмной энергией, оптимизмом и трудоспособностью. Это был Профессионал с большой буквы. К сожалению, век таких людей уходит вместе с ними...».

УДК 537.876.23

А.М. Голиков, доцент кафедры РТС, канд. техн. наук, ст. науч. сотр.;

М.В. Крутиков, зав. лаб. НИИ РТС;

А.А. Мещеряков, вед. науч. сотр. НИИ РТС, доцент каф. РТС,
канд. техн. наук;

В.Ю. Лебедев, директор НИИ РТС ТУСУР, канд. техн. наук;

Г.С. Шарыгин, проф., д-р техн. наук.

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники, г. Томск, Российская Федерация

ОХОТСКИЙ РАДИОФИЗИЧЕСКИЙ ПОЛИГОН ТУСУР И ИССЛЕДОВАНИЯ ПО КОМПЛЕКСНОЙ ПРОГРАММЕ РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

В докладе представлены комплексные экспериментальные исследования, проведенные на Охотском радиофизическом полигоне ТУСУР НИИ Радиотехнических систем. Проведены экспериментальные исследования возможности создания многопозиционной радиолокационной системы (МРС) «прямого рассеяния» и предельных возможностей по обнаружению, распознаванию и измерению координат малоразмерных воздушных целей для радиолокационных трасс протяженностью от 350 км до 1120 км. Получены экспериментальные оценки эффективности обнаружения самолета на морских трассах большой протяженности. Проведена экспериментальная оценка эффективности перспективных методов определения местоположения источников излучения (ИИ) в сантиметровом, дециметровом и метровом диапазонах волн. Показано, что оценка координат источников излучения возможна до дальностей 1000 км. Получены экспериментальные оценки точности пеленгования и дальности до ИИ различными методами. Представлены результаты экспериментальных исследований (более 400 часов регистрации результатов измерений) функций пространственно-временной когерентности при совместном пространственном разнесении источников (Т) и приемников (R) в сантиметровом и метровом диапазонах волн на морской трассе протяженностью 495 км.

Ключевые слова. *Охотский радиофизический полигон, морские радиолокационные трассы распространения сантиметровых, дециметровых и метровых радиоволн, многопозиционная радиолокационная система, обнаружение, распознавание и измерение координат малоразмерных воздушных целей, методы определения местоположения источников радиоизлучения, функции пространственно-временной когерентности, совместное разнесение источников и приемников.*

1. Экспериментальное исследование возможности создания многопозиционной радиолокационной системы (МРС) «прямого рассеяния» и предельных возможностей по обнаружению, распознаванию и измерению координат малоразмерных воздушных целей

На Охотском радиофизическом полигоне ТУСУР были приведены экспериментальные исследования возможности создания многопозиционной радиолокационной системы (МРС) «прямого рассеяния». Экспериментальные исследования проводились одновременно в сантиметровом, дециметровом и метровом диапазонах волн на трассах протяженностью от 350 км до 1120 км. Экспериментальные исследования проводились при пролете самолета (ИЛ-18) по специальной программе – с пересечением трасс на различных дальностях и высотах. В качестве передатчиков использовались радиолокационные станции (РЛС) сантиметрового, дециметрового и метрового диапазонов радиоволн. Приемные пункты в г. Курильске (о. Итуруп) были оснащены специальной многоканальной аппаратурой.

В результате проведенных экспериментов была показана возможность создания МРС над всей Южной частью Охотского моря. На трассе п. Взморье (о. Сахалин) – г. Курильск (о. Итуруп) были получены уникальные экспериментальные результаты регистрации пролета самолета через четыре трассы (параллельные и пересекающихся). Такие типы трасс называются Z-образными. На Z-образных трассах можно проводить одновременную оценку дальности и скорости цели, а также проводить измерение поперечной и угловой скорости ветра на трассе [1–4].

2. Экспериментальная оценка эффективности перспективных методов определения местоположения излучающих средств

Экспериментальные исследования проводились на девяти морских трассах протяженностью от 350 км до 1024 км. В качестве передатчиков использовались РЛС сантиметрового диапазона. Приемный пункт был выполнен по схеме амплитудного и фазового селектора.

Для фазового пеленгатора использовались две параболические антенны диаметром 2,5 м (рисунок 1).



Рисунок 1 – Приемные системы МРС сантиметрового, дециметрового и метрового диапазонов г. Курильск (о. Итуруп)

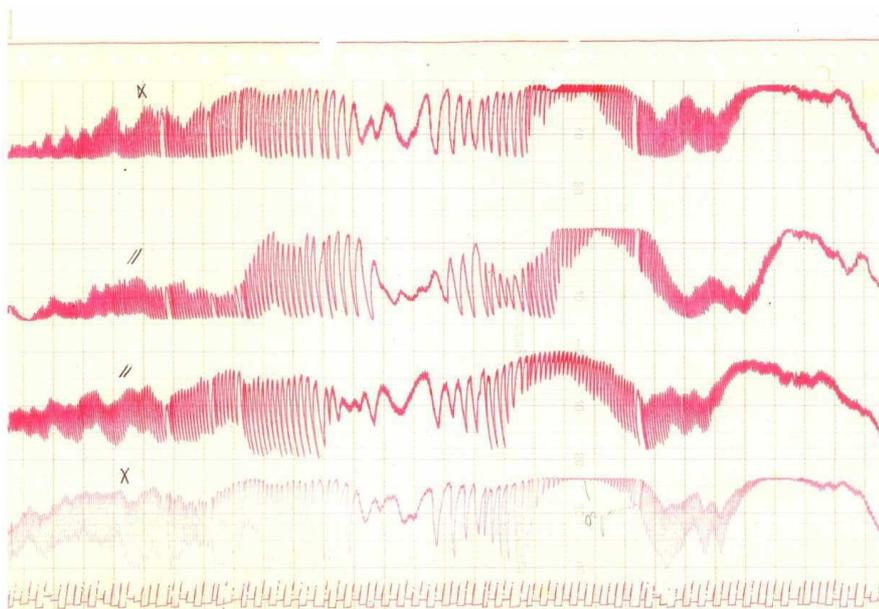


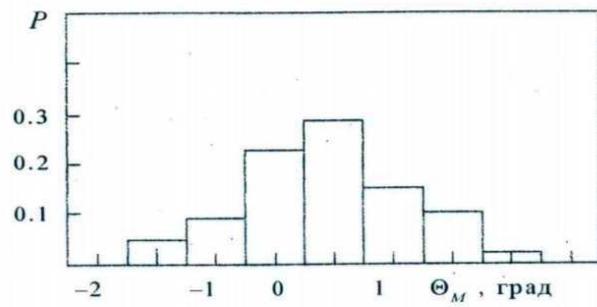
Рисунок 2 – Интерференционная диаграмма – пролет самолета над трассой п. Взморье (о. Сахалин) – г. Курильск (о. Итуруп).
Экспериментальная система «Пересекающиеся трассы» – сверху вниз – пересекающиеся две параллельные, пересекающиеся (метровый диапазон)

Приемная система располагалась в г. Курильске (о. Итуруп).
Результаты измерений представлены в таблице 1 и на рисунках 3 и 4.

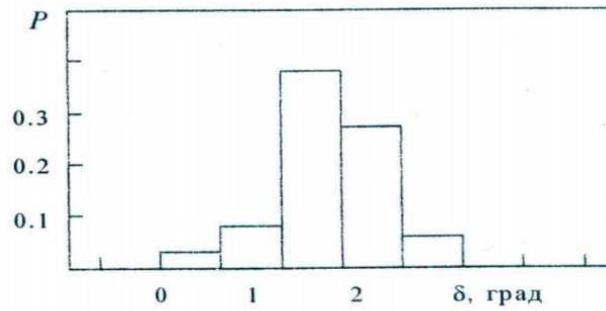
Результаты измерений показывают, что амплитудные и фазовые пеленгаторы могут быть использованы для определения источников излучения на загоризонтных морских трассах большой протяженности до 1000 км (см. таблицу 1, рисунок 3 и 4) [5, 6].

Таблица 1 – Параметры мгновенных диаграмм

Средняя за сеанс величина	Уровни вероятности		
	10%	50%	90%
Амплитуда в максимуме МД, дБ	-107,0	-104,0	-90,5
СКО амплитуды в максимуме, дБ	2,3	3,2	5,0
Разность фаз в момент максимума одной диаграммы, град.	58	105	188
СКО разности фаз в максимуме диаграммы, град.	8	65	105
Коэффициент корреляции амплитуд (по отсчетам в совпадающие моменты времени МД)	0,14	0,55	0,91
Ширина диаграммы по уровню 3 дБ, град.	0,82	0,92	1,02
СКО ширины диаграммы по уровню 3 дБ, град.	0,13	0,28	0,48
Ширина диаграммы по уровню 6 дБ, град.	1,10	1,44	1,70
СКО ширина диаграммы по уровню 6 дБ, град.	0,24	0,54	0,74
Крутизна разностно-фазовой характеристики (тангенс угла наклона линии регрессии)	0,000	0,076	0,260
СКО крутизны разностно-фазовой характеристики	0,061	0,336	0,520



(a)



(б)

Рисунок 3 – Гистограммы отклонения положения максимума принимаемого сигнала (а) и ширины мгновенной диаграммы направленности по уровню – 3 Дб (б)

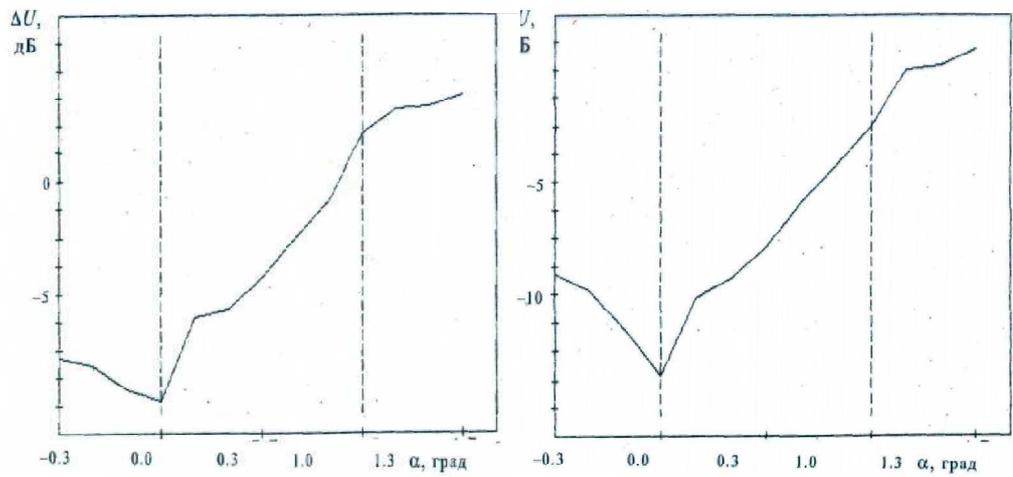


Рисунок 4 – Экспериментальные пеленгационные характеристики

3. Экспериментальные исследования при совместном пространственном разнесении источников (Т) и приемников (R). Пересекающиеся трассы

Впервые были проведены экспериментальные исследования параметров функции пространственной когерентности (передаточной функции канала распространения радиоволн) [1–4] при совместном пространственном разнесении передатчиков (Т) и приемников (R) (рисунок 5). Величины разнесения передатчиков и приемников:

1) метровый диапазон 200 м (первая серия) и 90 м (вторая серия);

2) сантиметровый диапазон 10 м.

Измерения проводились в летне-осенний период. Было проведено более 400 часов непрерывных записей сигналов на параллельных (1, 4), пересекающихся (2, 3), сходящихся (1, 2 и 3, 4) и расходящихся (1, 3 и 2, 4) трассах (см. рисунок 5). Передатчики сантиметрового диапазона (рисунок 6), разнесенные на 10 м поперек трассы, располагались в п. Взморье (о. Сахалин), приемники сантиметрового диапазона (см. рисунок 1) располагались в г. Курильске (о. Итуруп). Два передатчика метрового диапазона, разнесенные на 90 м поперек трассы, располагались в г. Курильске (о. Итуруп), приемники метрового диапазона располагались в п. Взморье (о. Сахалин) и также были разнесены на 90 метров поперек трассы. В качестве антенн приемников использовались антенные системы РЛС метрового диапазона, а многоканальный приемный тракт и система регистрации измерений были разработаны специально. Оба передатчика сантиметрового и оба передатчика метрового диапазонов работали на одинаковых частотах в пределах полосы пропускания приемных трактов, а разделение сигналов проводилось с использованием временной задержки (по трассам 1, 2, 3, 4).

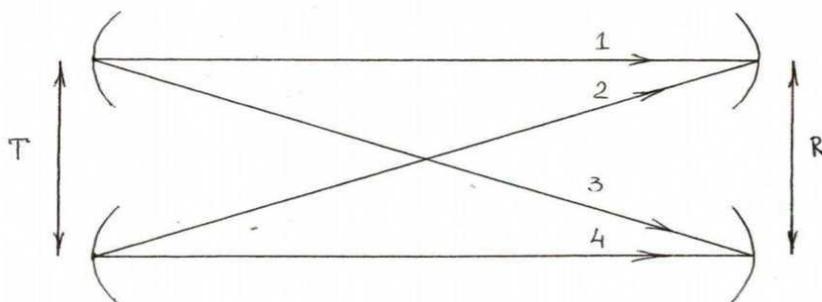


Рисунок 5 – Пересекающиеся трассы.
Схема экспериментальной системы



Рисунок 6 – Передающая часть экспериментальной системы «Пересекающиеся трассы» (сантиметровый диапазон).
п. Взморье (о. Сахалин)

Сигналы на всех четырех трассах регистрировались непрерывно на многоканальный самописец (см. рисунок 2). Проводилась обработка 30 и 5 минутных сеансов измерения. Было обработано более 500 пятиминутных сеансов [1].

Результаты измерений корреляционных функций представлены на рисунке 7 – видно, что корреляция сигналов на пересекающихся трассах заметно выше как в метровом так и в сантиметровом диапазонах волн, а взаимно-корреляционные функции на параллельных трассах имеют наибольшее смещение (рисунок 8). Подробно результаты обработки измерений и их анализ опубликованы в работах авторов [1–4].

Результаты измерений позволили оценить параметры функции пространственной когерентности (ФПК) электромагнитного поля на приемном конце трассы (передаточной функции канала распространения радиоволн) – интервала пространственной корреляции и параметра когерентности [3]. Экспериментальные оценки параметров ФПК дают возможность получить потенциальные (эффективные/оптимальные) оценки точности пеленгования амплитудных и фазовых пеленгаторов [4]. Экспериментальные оценки точности пеленгования для фазового пеленгатора от параметров передаточной функции канала приведены на рисунке 9.

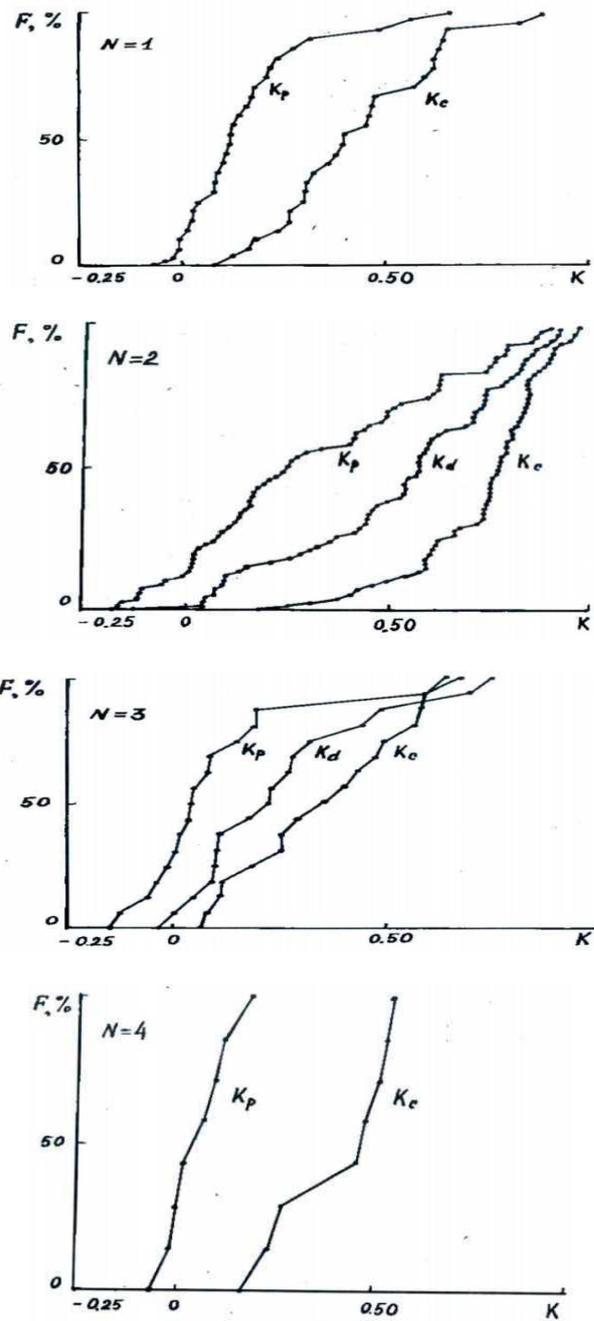


Рисунок 7 – Интегральные распределения коэффициентов корреляции
 (K_p – на параллельных, K_c – на пересекающихся,
 K_d – на расходящихся и сходящихся трассах)

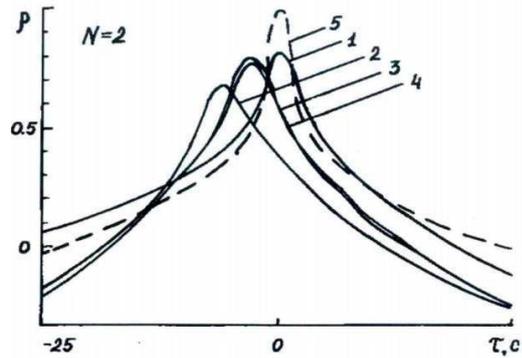
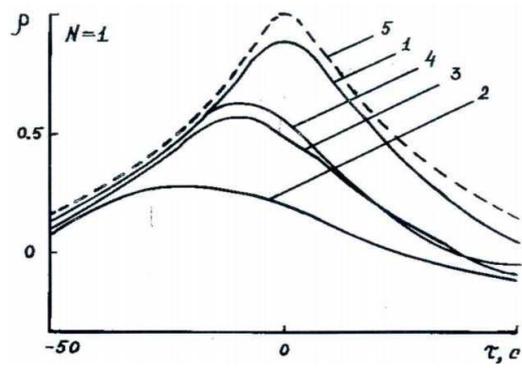


Рисунок 8 – Взаимные корреляционные функции:
 1 – на пересекающихся трассах; 2 – на параллельных трассах;
 3, 4 – на расходящихся и сходящихся трассах;
 5 – автокорреляционные функции

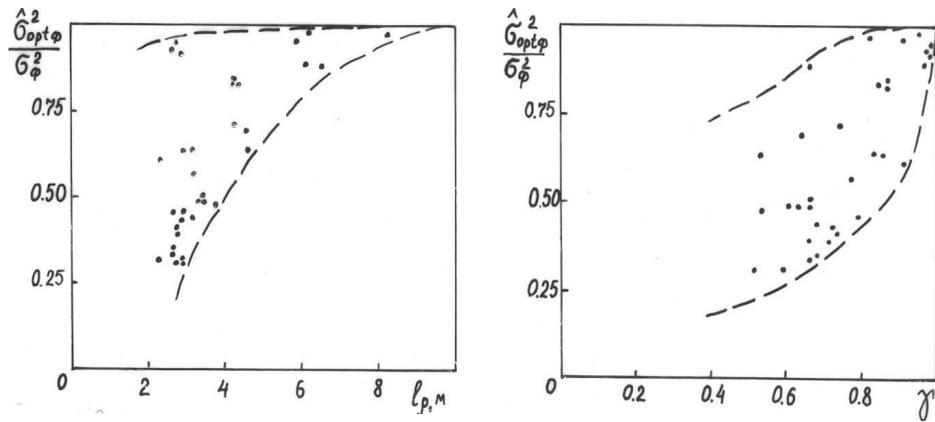


Рисунок 9 – Экспериментальные оценки точности пеленгования для фазового пеленгатора от параметров передаточной функции канала (слева от интервала пространственной корреляции справа от параметра когерентности)

Полученные экспериментальные результаты позволили провести проектирование МРС для всей Южной части Охотского моря и оценить предельные возможности по обнаружению, распознаванию и измерению координат малоразмерных воздушных целей для радиолокационных трасс протяженностью от 350 км до 1120 км.

Комплексная экспериментальная оценка эффективности перспективных методов определения местоположения источников излучения (ИИ) в сантиметровом, дециметровом и метровом диапазонах волн показала, что оценка координат источников излучения возможна до дальностей 1000 км.

Впервые представлены результаты экспериментальных исследований функций пространственно-временной когерентности при совместном пространственном разнесении источников (Т) и приемников (R) – на «пересекающихся трассах» в сантиметровом и метровом диапазонах волн на морской трассе протяженностью 495 км. Показано, что для пространственно-разнесенных и больших антенных систем искажения СВЧ радиоволн загоризонтном определяются не только интервалом пространственной когерентности поля, но и параметром когерентности, зависящим от протяженности эффективной области рассеяния вдоль трассы [3].

Список использованной литературы

1. Голиков А.М. Экспериментальная оценка пространственно-временных характеристик сигналов при совместном разнесении источников и приемников на СВЧ тропосферных трассах / А.М. Голиков // Евразийский союз ученых. – 2016. – № 12. – С. 70–76.
2. Голиков А.М. О границах применимости методов теории возмущений для анализа загоризонтного распространения СВЧ-радиоволн / А.М. Голиков // Scientific pages /Veselb 165/16, 602 00 Brno střed-Brno-město. – 2017. – № 3. – С. 39–55.
3. Акулиничев Ю.П. Анализ корреляционных характеристик случайно-неоднородных каналов при комплексном разнесении источников и приемников / Ю.П. Акулиничев, А.М. Голиков // Радиотехника и электроника (АН СССР). – 1987. – Т. XXXII, Вып. 8. – С. 1646–1654.
4. Акулиничев Ю.П. Анализ эффективности пеленгования сканирующих по углу источников СВЧ-излучения на загоризонтных морских трассах/ Ю.П. Акулиничев, А.М. Голиков // Доклады ТУСУР : сб. науч. тр. Т. 4. Радиотехнические системы и распространение радиоволн. – Томск : Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2000. – С. 171–182.
5. Шарыгин Г.С. Статистическая структура поля УКВ за горизонтом / Г.С. Шарыгин. – М. : Радио и связь, 1983. – 140 с.

6. Бабушкин Л.Н. Адаптация систем пассивной радиолокации к условиям тропосферного распространения УКВ над морем / Л.Н. Бабушкин. – Томск : Изд-во ИОА СО РАН, 2004. – 242 с.

Информация об авторах

Голиков Александр Михайлович – доцент кафедры РТС, кандидат технических наук, ученое звание – старший научный сотрудник, начальник СКБ Волна кафедры РТС, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: gol@rts.tusur.ru

Крутиков Михаил Владимирович – заведующий лабораторией распространения радиоволн научно-исследовательского института радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: rwplab@tusur.ru

Лебедев Виталий Юрьевич – кандидат технических наук, директор Научно-исследовательского института радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: rwplab@tusur.ru

Мещеряков Александр Алексеевич – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник научно-исследовательского института радиотехнических систем, доцент кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: msch@rts.tusur.ru

Шарыгин Герман Сергеевич – доктор технических наук, профессор, академик Международной академии наук высшей школы и Академии инженерных наук РФ, член бюро Научного совета РАН по комплексной проблеме «Распространение радиоволн», член IEEE, член EuMA, председатель и член диссертационных советов, Заслуженный деятель науки Российской Федерации.

СЕКЦИЯ 1. РАДИОФИЗИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 537.876.23

Ф.Н. Захаров, ст. науч. сотр. НИИ РТС, доцент каф. РТС,
канд. техн. наук;
О.Н. Киселев, ст. науч. сотр. НИИ РТС, проф. каф. РТС, д-р техн. наук;
Г.С. Шарыгин, проф., д-р техн. наук.
Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники, г. Томск, Российская Федерация

ОПЫТ ТУСУРа В ИЗМЕРЕНИИ ПАРАМЕТРОВ ТРОПОСФЕРЫ НАД МОРЕМ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ МОРСКИХ РЭС

Доклад был представлен на круглом столе «Современные методы и способы измерения и оценка параметров среды в обеспечение функционирования морских радиоэлектронных средств», проводимом 23 августа 2017 г. в рамках научно-деловой программы Международного военно-технического форума «Армия-2017»

В докладе представлены некоторые наработки коллектива НИИ РТС ТУСУР в области оценки и прогнозирования характеристик тропосферы, влияющих на дальность действия морских радиоэлектронных систем (РЭС). Описаны основные методы измерения параметров тропосферы и показаны перспективные, на наш взгляд, методы оценки параметров тропосферы.

Ключевые слова: *тропосфера, слоистые неоднородности тропосферы, индекс преломления, рефрактометр, аэрологическое зондирование*

Дальность действия морских радиоэлектронных систем (РЭС) определяется состоянием тропосферы, в том числе наличием слоистых неоднородностей в ней, и расположением антенн РЭС относительно этих слоев. К слоистым неоднородностям тропосферы относятся приподнятые волноводы, приподнятые волноводы, слои с повышенной и пониженной рефракцией [1].

Состояние тропосферы описывается полем индекса преломления N . Дальность действия РЭС можно условно разделить на три типа: повышенная, нормальная и пониженная.

Повышенная дальность действия РЭС имеет место при повышенной рефракции (высотный градиент индекса преломления меньше

$-0,04$ N-ед./м) или при наличии приповерхностного (приводного) волновода. Нормальная дальность действия наблюдается при условиях, близких к нормальным (градиент индекса преломления примерно равен $-0,04$ N-ед./м), а пониженная – при пониженной рефракции (градиент индекса преломления отрицательный и больше $-0,04$ N-ед./м) и субрефракции (градиент индекса преломления положительный).

Для точного прогнозирования уровня сигнала вдоль трассы распространения радиоволн (РРВ) и, следовательно, оценки дальности действия РЭС, нужно знать пространственное распределение индекса преломления вдоль трассы РРВ. Существует несколько способов получения поля индекса преломления.

Первый способ основан на прямом измерении индекса преломления при помощи радиорефрактометра. Рефрактометрические измерения позволяют получить наиболее точные в настоящее время данные о пространственной и временной изменчивости индекса преломления N воздуха, где учитываются как средний профиль, так и отклонения от него, определяемые наличием в тропосфере слоистых и турбулентных неоднородностей.

Точность измерения индекса преломления атмосферы рефрактометром превосходит все другие известные методы. Для разных типов СВЧ-рефрактометров точность составляет $0,1-0,3$ N-ед., чувствительность – $0,1$ N-ед., а абсолютная погрешность измерений – ± 1 N-ед. [2, 3]. Рефрактометрический метод измерений практически безынерционный; разрешающая способность рефрактометра зависит от постоянной времени регистрирующего устройства и от скорости перемещения (или скорости обдува – скорости ветра) прибора и может быть доведена до величины в единицы метров и даже менее.

Исследования пространственно-временной изменчивости неоднородностей тропосферы с помощью СВЧ-рефрактометров выполнялись с использованием вертолетов МИ-8 и самолета ИЛ-14 над юго-западной частью Охотского моря в 1982–1988 гг. при изучении условий распространения радиоволн [4]. Были получены характеристики неоднородностей N и проведена типизация профилей, основанная на их зависимости от масштабов и характера атмосферных процессов. Разновидности неоднородностей N , существующие при различных метеорологических условиях, рассматривались как элементы радиометеорологических моделей тропосферы и анализировались в соответствии с масштабами атмосферных процессов. Зарегистрированы мелкие неоднородности с размером по вертикали $10-30$ м, существующие с временным периодом от секунд до минут. Наиболее интенсивные из них имели градиент до 4 N-ед./м и перепад до 20 N-ед. на расстоянии от 1 до 7 м. Выявлено наличие мезомасштабных неоднородностей с горизонтальным размером в несколько километров и с градиентом

до 1 N-ед./м, связанных с зонами облаков, бризами и фронтами. Была проведена статистическая обработка данных рефрактометрических измерений [5], по результатам которой получен средний высотный профиль, вычислен интервал корреляции по высоте. Анализ данных с использованием разложения профилей в ряд Фурье позволил оценить их корреляцию в пространстве (250 км) и во времени (25 часов).

Перспективным направлением является уменьшение габаритов и массы рефрактометра с целью установки его на БПЛА. Это позволит оперативно получать данные об индексе преломления тропосферы в достаточно большой области вокруг морских судов.

Другой, более известный способ, основан на восстановлении значений индекса преломления по пространственным полям температуры и влажности тропосферы. Индекс преломления в этом случае вычисляется по известной формуле [2]:

$$N = \frac{77,6}{T} \left[p + \frac{4810 \cdot e}{T} \right], \quad (1)$$

где T – температура; p – давление; e – влажность. Давление является достаточно стабильной величиной в горизонтальном направлении, а в вертикальном направлении убывает по известному экспоненциальному закону. Поэтому измерение давления достаточно провести в одной точке пространства, а температуру и влажность желательно измерять на всей трассе РРВ.

Высотные профили температуры и влажности определяют путём аэрологического зондирования. Аэрологическое зондирование на данный момент является наиболее распространённым способом определения параметров атмосферы и является единственным способом систематического исследования атмосферы, как в отдельных регионах, так и на всём земном шаре. Его преимущества – в широко распространённой сети аэрологических станций, регулярности измерений, дешевизне радиозондов. Недостатком аэрологического зондирования является низкая точность измерений и инерционность датчиков, что приводит к усреднению пространственных и временных изменений метеопараметров.

Сложнее дело обстоит с определением горизонтальной структуры метеополей. Для этого нужно использовать либо сеть аэрологических пунктов, либо дистанционные методы измерения параметров тропосферы. Сотрудниками НИИ РТС ТУСУР в данный момент ведутся работы в области определения статистических характеристик горизонтально протяжённых неоднородностей тропосферы [6–9].

Важным фактором при определении дальности действия РЭС является обнаружение и идентификация слоистых неоднородностей тропосферы. Разные типы неоднородностей определяются различными методами.

1. *Приводные волноводы* (волноводы испарения) и приземные слои повышенной рефракции определяются по измерению метеорологических величин (температура, давление, влажность) на высоте два метра над уровнем моря (либо на высоте мостика корабля) и по измерению температуры воды. Кроме того, данные измерения позволяют восстановить высотный профиль индекса преломления, руководствуясь различными моделями тропосферы [10, 11] и атласами [12, 13].

2. *Приповерхностные волноводы* оказывают наибольшее влияние на дальность действия РЭС, если они находятся в районе расположения данной РЭС. Обнаружить такие неоднородности можно при помощи аэрологического, акустического или другого зондирования тропосферы или используя рефрактометры, установленные на летательный аппарат.

3. *Приподнятые слои повышенной рефракции* оказывают влияние на дальность действия РЭС, если они располагаются между передатчиком и приёмником (или локатором и целью) [14]. Установлено, что такие слои, существующие на высотах от нескольких сотен метров до километров, являются основной причиной долговременного повышения уровня сигнала на трассах ДТР [15]. Такие слои при отсутствии аппаратуры на трассе распространения сигнала обнаружить достаточно сложно. Перспективным методом, на наш взгляд, является метод просвечивания тропосферы, основанный на измерении параметров спутниковых сигналов сетью распределённых в пространстве приёмников. В качестве таких сигналов можно использовать сигналы глобальных навигационных спутниковых систем (ГЛОНАСС, GPS и др.).

В НИИ РТС ТУСУРа выполнен многолетний цикл исследований, направленных на создание методики диагноза и прогноза характеристик сигналов с использованием априорно известных и измеряемых параметров тропосферы. В 1978–2006 гг. коллективом проведен цикл экспериментальных исследований распространения УКВ в акваториях морей и в центральной части Тихого океана. Была создана региональная методика оценки множителя ослабления, предназначенная для диагноза и прогноза уровня тропосферных сигналов, принимаемых корабельными и береговыми радиоэлектронными системами, а также для оперативного и перспективного планирования работы РЭС в заданных районах океана [15].

Результаты ранних работ ТУСУР представлены в виде карт «Радиоклиматического тропосферного атласа Тихого океана» [12], изданного в 2000 году. Карты позволяют проводить априорный прогноз среднемесячных функций ослабления на основе введённого понятия «стандартных функций ослабления», усреднённых по всем сезонам года и по всей территории океана.

Используя данные радиометеорологического атласа и разработанную методику расчёта функции ослабления в зоне дальнего тропосферного распространения, а также известные способы расчёта ослабления в зонах интерференции и дифракции с учётом морского волнения, можно определять дальность действия морских РЭС. Кроме определения дальности, можно определять дальнюю границу обнаружения источника излучения, а также максимальную дальность обнаружения цели с известной ЭПР [15].

Возможны априорный и оперативный варианты расчёта. В первом случае используются средние метеорологические условия, а во втором случае используются измеренные метеоданные, необходимые для восстановления текущего профиля индекса преломления и введения поправок к статистической модели множителя ослабления.

Дальнейшие исследования показали, что необходима доработка атласа [12] с целью введения поправок на длительные изменения параметров которые связаны с многолетними климатическими циклами, циклами солнечной активности и т.п. Для этого нужно организовать сбор данных по значениям приводного индекса преломления по всем океанам аппаратами типа глайдер.

Измерение высоты морского волнения. Другим важным фактором, влияющим на дальность действия РЭС, является морское волнение, которое разрушает регулярную структуру электромагнитного поля на высотах до нескольких десятков метров и может существенно уменьшить дальность действия РЭС в зоне прямой видимости. Сотрудниками ТУСУР выполнен ряд работ по изучению влияния морского волнения на характеристики радиоволн [16, 17]. В данный момент работы в этом направлении продолжаются.

При учёте морского волнения необходимо достаточно точно знать его параметры (бальная оценка волнения не достаточна). Но в настоящее время на морских судах нет возможности оперативно измерять высоту и период волн с требуемой точностью. Таким образом, актуальным на наш взгляд направлением исследований является разработка методов и аппаратуры измерения морского волнения с борта корабля для повышения эффективности работы корабельных РЭС.

Список использованной литературы

1. Распространение радиоволн / О.И. Яковлев, В.П. Якубов, Урядов В.П. [и др.]. – М.: ЛЕНАНД, 2009. – 496 с.
2. Бин Б.Р. Радиометеорология / Б.Р. Бин, Е.Д. Даттон. – Л. : Гидрометеиздат, 1971. – 362 с.
3. Казаков, Л.Я. Неоднородности коэффициента преломления воздуха в тропосфере / Л.Я. Казаков, А.Н. Ломакин // Распространение радиоволн : сб. – М. : Наука, 1975. – 368 с.

4. Павлова Л.В. Пространственная структура неоднородностей тропосферы по данным рефрактометрических измерений / Л.В. Павлова // Распространение радиоволн : тр. XX Всерос. науч. конф. – Н. Новгород : Талам, 2002. – С. 352–353.
5. Пространственно-временная изменчивость пространственных спектров высотных профилей индекса преломления / Ю.П. Акулиничев [и др.] // Распространение радиоволн : тр. XX Всерос. науч. конф. 2–4 июля 2002 г. – Нижний Новгород. – 2002. – С. 182–183.
6. Крутиков М.В. Тропосферная флуктуационная ошибка радиодальномерных измерений на наклонных морских трассах / М.В. Крутиков, Р.Р. Музафаров, М.И. Родионов // Радиотехника. – 1989. – № 7. – С. 6–8.
7. Киселёв О.Н. Мезомасштабные неоднородности коэффициента преломления в тропосфере и их влияние на распространение радиоволн УКВ-диапазона / О.Н. Киселёв. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 199 с.
8. Мещеряков А.А. Влияние изменчивости индекса преломления тропосферы на дальность прямой видимости и погрешности измерения координат радиолокационных целей / А.А. Мещеряков, С.Г. Госенченко, Л.И. Кижнер // Известия ТПУ. – 2011. – Т. 318, № 2. – С. 59–63.
9. Захаров Ф.Н. Влияние пространственной неоднородности тропосферы на задержки радионавигационных сигналов по данным аэрологических измерений / Ф.Н. Захаров, С.Г. Госенченко, М.В. Крутиков // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 11. – С. 14–17.
10. Рекомендация МСЭ-R P.453-10. Индекс рефракции радиоволн: его формула и данные о рефракции.
11. Рекомендация МСЭ-R P.835-4. Эталонные стандарты атмосферы.
12. Радиоклиматический тропосферный атлас Тихого океана / под ред. Г.С. Шарыгина. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2000. – 171 с.
13. Атлас климатических характеристик / под ред. И.В. Хапевской. – М. : Гидрометиздат. – Вып. 5, ч. 2. – 116 с.
14. Захаров Ф.Н. Оценка величины множителя ослабления радиоволны при наличии приподнятого тропосферного слоя / Ф.Н. Захаров, Ю.П. Акулиничев, М.В. Крутиков // Доклады ТУСУР. – 2013, № 4 (30). – С. 5–12.
15. Шарыгин Г.С. Проверка возможности создания радиометеорологической методики прогноза характеристик сигналов УКВ за радиогоризонтом / Г.С. Шарыгин, М.В. Крутиков, О.Н. Киселёв // III Всерос. науч.-техн. конф. «Системы связи и радионавигации». – Красноярск. – 2016. – С. 40–43.

16. Захаров Ф.Н. Расчёт параметров электромагнитного поля, рассеянного морской поверхностью при малых углах скольжения / Ф.Н. Захаров, Ю.П. Акулиничев // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3 (37). – С. 5–11.

17. Захаров Ф.Н. Использование конформного отображения для расчёта среднего уровня электромагнитного поля над морской поверхностью / Ф.Н. Захаров, Ю.П. Акулиничев, А.С. Аникин // Известия высших учебных заведений. Сер. Физика. – 2017. – Т. 60, № 3. – С. 57–63.

Информация об авторах

Захаров Фёдор Николаевич – кандидат технических наук, старший научный сотрудник научно-исследовательского института радиотехнических систем, доцент кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru

Киселёв Олег Николаевич – доктор технических наук, старший научный сотрудник научно-исследовательского института радиотехнических систем, профессор кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: oleg.n.kiselev@tusur.ru

Шарыгин Герман Сергеевич – доктор технических наук, профессор, академик Международной академии наук высшей школы и Академии инженерных наук РФ, член бюро Научного совета РАН по комплексной проблеме «Распространение радиоволн», член IEEE, член EuMA, председатель и член диссертационных советов, Заслуженный деятель науки Российской Федерации.

УДК 551.501.7, 621.371, 534.21

Н.П. Красненко, профес. каф. РТС, д-р физ.-мат. наук,
гл. науч. сотр., Институт мониторинга
климатических и экологических систем Сибирского отделения РАН,
г. Томск, Российская Федерация

ТРОПОСФЕРНЫЙ МОНИТОРИНГ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВОЛН

Рассматриваются возможности оперативного мониторинга тропосферы: существующие методы и средства дистанционного зондирования, локальных измерений параметров тропосферы. Описываются их возможности и даются сравнительные характеристики. Приводятся результаты измерений вертикальной структуры атмосферы и её динамики. Показывается изменчивость

структуры атмосферы на горизонтальных трассах. Дается пример решения задачи прогноза дальнего звукового вещания.

Ключевые слова: *Тропосфера, мониторинг, дистанционное зондирование, радиоволны, звуковые волны, распространение волн.*

Состояние тропосферы, как случайно-неоднородной среды, определяется различными процессами, протекающими в её толще [1–3]. При этом для оценки характеристик распространяющихся в ней волн различной природы: электромагнитных или звуковых, анализа и прогнозирования работы радиотехнических систем различного назначения необходима информация о структуре тропосферы и динамики её изменения по всей толще и трассе распространения волн [3–5]. Это практически не реализуемая задача, за исключением может быть только однородной подстилающей поверхности Земли (море, океан, степь), когда тропосферу также можно в среднем считать однородной в горизонтальной плоскости, и то если безоблачное небо или полностью закрытое. Тогда осуществляя зондирование тропосферы какими-либо средствами в одной точке трассы мы определяем её вертикальную структуру.

Если для распространяющихся радиоволн актуально в порядке приоритета распределение влажности и температуры воздуха, для оптических – аэрозольные и газовые характеристики, то для звуковых – распределение вектора скорости ветра, температуры и влажности. Причем необходимы не только регулярные профили параметров тропосферы, но и характеристики их изменчивости (или характеристики турбулентности).

В последнее время, наряду с совершенствованием традиционных методов измерений метеорологических параметров большое развитие получили методы дистанционного зондирования атмосферы электромагнитными и звуковыми волнами, а также с использованием беспилотных летательных средств в качестве носителей метеодатчиков.

В целом в обществе существует все возрастающая потребность в получении большего информационного объема данных о метеорологических параметрах, который уже не может быть обеспечен традиционными методами контактных измерений [2] на метеомачтах, самолетах, аэростатах и других носителях. Способствуют этому развитию и общеизвестные преимущества дистанционных методов, позволяющих при малых эксплуатационных затратах вести длительные непрерывные измерения во всем слое зондирования и таким образом контролировать динамику атмосферных процессов.

В докладе представлен обзор современных достижений по использованию технологий дистанционного зондирования атмосферы с использованием электромагнитных (радио, оптических) и звуковых волн [6–10], летательных аппаратов. Рассматривается наземная зон-

дирующая техника (радары, лидары, содары, радиометры, системы радиоакустического зондирования) для измерения профилей метеорологических параметров: скорости и направления ветра, температуры, влажности (паров воды), а также характеристик облачности и гидрометеоров. На рисунке, на основе докладов международного симпозиума по тропосферному зондированию [6], представлено процентное соотношение использования различной техники дистанционного зондирования при проведении тропосферных исследований в мире. Приводятся характеристики существующих систем зондирования, области их применения, статус реализации (коммерческий, исследовательский), стоимость и др. Обсуждаются преимущества и недостатки различных технологий, перспективы их реализации и использования.

Также для локальных измерений рассматриваются ультразвуковые метеостанции, осуществляющие с высокой точностью измерения температуры и скорости ветра, а также их пульсаций, по которым определяется полный набор параметров турбулентности в приземном слое атмосферы.

Большое внимание уделяется системам акустического и радиоакустического зондирования атмосферы [9]. Все это вместе взятое позволяет в реальном времени контролировать метеорологическое состояние нижнего слоя атмосферы, который существенным образом влияет на распространение волн различной природы и в котором аккумулируются все виды загрязнений, влияющие на людей, а также осуществлять прогнозирование развития метеорологической ситуации.

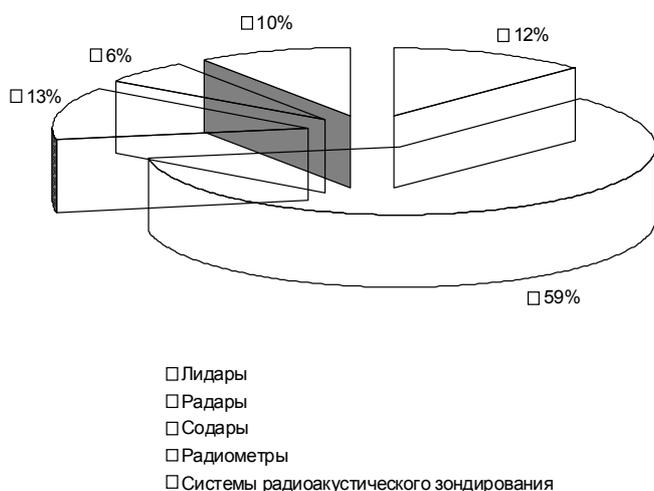


Рисунок 1 – Соотношение использования различной техники дистанционного зондирования для проведения тропосферных исследований в мире по докладом международного симпозиума [7]

Для решения указанной проблемы также рассматриваются задачи текущего мониторинга метеорологического состояния нижней тропосферы над заданной территорией, пространственного и временного прогнозирования полей метеорологических величин и характеристик турбулентности. Разрабатывается аппаратно-программный комплекс [11], состоящий из распределенных по территории измерительных пунктов дистанционного зондирования (или исследовательский полигон) в окрестностях г. Томска. Аппаратная часть комплекса состоит из макетной измерительной сети дистанционных и локальных измерителей метеорологических параметров атмосферы, основу которых составляют стационарные трехкомпонентные доплеровские содары, обеспечивающие контроль за температурно-ветровой структурой и характеристиками турбулентности, температурные профиломеры, измеряющие вертикальный профиль температуры, метеостанции на мачтах для опорных измерений метеорологических параметров в приземном слое и др. Программно-алгоритмический комплекс разработан в виде многофункциональной профессионально-ориентированной вычислительной системы и обеспечивает решение ряда задач, в т.ч. сверхкраткосрочного прогноза параметров состояния атмосферы (температура, составляющие скорости ветра, характеристики турбулентности), выполняемого на основе оперативных данных измерительной сети. Также для определения параметров тропосферы по спутниковым навигационным сигналам разработаны алгоритмы и методика определения влагосодержания тропосферы, проведены предварительные исследования.

В качестве примера показано решение задачи прогнозирования приземного распространения звуковых волн в атмосфере [5]. Дается описание созданного аппаратно-программного комплекса, который осуществляет оперативный расчет и прогнозирование распространения звуковых волн на дальностях до 10 км с учетом метеорологических параметров атмосферы и характеристик трассы распространения. Приводятся результаты исследований структуры и динамики атмосферы.

Список использованной литературы

1. Турбулентность, динамика атмосферы и климата // Труды Междунар. конф., посвященной памяти академика А.М. Обухова ; отв. ред. Г.С. Голицын, С.Н. Куличков, М.В. Курганский, О.Г. Чхетиани, – М. : ГЕОС, 2014. – 696 с.
2. Моргунов В.К. Основы метеорологии, климатологии. Метеорологические приборы и методы наблюдений : учеб. / В.К. Моргунов – Ростов/Д. : Феникс – Новосибирск : Сибирское соглашение, 2005. – 331 с.

3. Киселев О.Н. Мезомасштабные неоднородности коэффициента преломления в тропосфере и их влияние на распространение радиоволн УКВ-диапазона / О.Н. Киселев. – Томск : Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 199 с.
4. Арсеньян Т.И. Распространение электромагнитных волн в тропосфере : учеб. пособие / Т.И. Арсеньян. – Томск : Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2006. – 170 с.
5. Красненко Н.П. Приземное распространение звуковых волн в атмосфере / Н.П. Красненко // Доклады ТУСУР. – Томск : Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – № 2(28). – С. 86–92.
6. COST-76 Profiler Workshop : Extended Abstracts. – Engelberg, Switzerland, 1997. – Vol. 1, 2. – 387 p.
7. Fifth International Symposium On Tropospheric Profiling: Needs And Technology : Extended Abstracts. – Adelaide, Australia, 2000. – 432 p.
8. Proceedings of the 10th International Symposium on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans and Associated Techniques. – ISARS2000, The University of Auckland, Auckland, New Zealand, 2000. – 371 p.
9. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя / Н.П. Красненко. – Томск, 2001. – 278 с.
10. Красненко Н.П. Технические средства и технологии дистанционного зондирования атмосферы и подстилающей поверхности / Н.П. Красненко, А.А. Тихомиров // Оптика атмосферы и океана. – 2002. – Т. 15, № 1. – С. 51–61.
11. Hardware-software complex of acoustic monitoring of meteorological fields in the atmospheric boundary layer / P.A. Karpushin, N.P. Krasnenko, Yu.B. Popov [et al.] // IOP Conf. Ser.: Earth Environ. Sci. 211. – 2018 (012076). – Pp. 1–10.

Информация об авторе

Красненко Николай Петрович – доктор физико-математических наук, профессор, кафедра радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40; главный научный сотрудник, Институт мониторинга климатических и экологических систем Сибирского отделения Российской академии наук, 634055, г. Томск, пр. Академический, 10/3, e-mail: krasnenko@imces.ru

М.С. Михайлов, канд. техн. наук, доцент каф. РТП и АС;
Н.О. Стрелков, Национальный исследовательский университет
«МЭИ» г. Москва, Российская Федерация

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ В ТРОПОСФЕРНЫХ ВОЛНОВОДАХ

В настоящей статье рассматривается построение системы интеллектуальных беспроводных датчиков для мониторинга параметров волновода испарения. Дается краткое описание теоретических основ возникновения волновода испарения в тропосфере. Описывается процесс разработки системы, структура используемых датчиков и алгоритм обработки и накопления данных.

Ключевые слова: волновод испарения, беспроводные метеорологические датчики, тропосфера, радиолокационная станция.

В последнее время активно изучается эффект сверхдальнего горизонтного распространения радиоволн СВЧ диапазона [1–4]. Сверхдальнее распространение в наибольшей степени объясняется структурой показателя преломления тропосферы.

Существует эмпирическая формула (1), позволяющая по трем измеренным параметрам (температуры воздуха T [К], его влажности e_0 [гПа] или H [%] и атмосферного давления P [гПа]) рассчитать показатель преломления тропосферы:

$$n = 1 + \frac{77,6}{T} \left(P + 4810 \frac{e}{T} \right) \cdot 10^6 = 1 + \frac{77,6 \cdot 10^{-6} \cdot P}{T} + \frac{0,373 \cdot e_0 \cdot H / 100\%}{T^2}. \quad (1)$$

Измерения желательно выполнять в нескольких разнесенных в пространстве точках, а результаты измерений обрабатывать и хранить в режиме реального времени или в режиме постобработки. Для измерения вертикального профиля показателя преломления необходимо размещать датчики друг над другом с шагом порядка полуметра.

Расстояние прямой видимости – это расстояние L_0 между антенной, с высотой фазового центра h_1 и целью, расположенной на высоте h_2 , определяемое по длине их соединяющей касательной к земле $L_0 = \sqrt{2a} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$, где a – радиус Земли.

Для расчета распространения радиоволн до целей расположенных на дальностях до $0,2 L_0$ в методе геометрической оптики землю

можно считать плоской. В промежутке $0,2-0,8L_0$ – необходимо учитывать сферичность земной поверхности. Для того, что бы использовать теорию отражения радиоволн от земной поверхности необходимо использовать приведенные высоты. Дальше $0,8L_0$ – зоны тени и полутени, в которых проявляются дифракционные эффекты, и метод геометрической оптики уже не работает.

Альтернативой использования геометрической оптики и приведенных высот является метод параболического уравнения [5, 6], в котором влияние сферичности земной (a) поверхности можно учесть в модифицированном показателе преломления тропосферы m :

$$m(h) = n(h) + h/a \quad (2)$$

Для нормальной тропосферы характерно плавное монотонное изменение метеопараметров (например, для температуры характерен градиент -6 К/км). Если монотонность нарушается и появляется аномалия, то имеет место инверсия метеопараметра.

Инверсия температуры препятствует вертикальным перемещениям воздуха и способствует образованию дымки, тумана, смога, облаков, миражей. Инверсия сильно зависит от местных особенностей рельефа. Увеличение температуры в инверсионном слое колеблется от десятых долей градусов до $15-20$ °С и более. Наибольшей мощностью обладают приземные инверсии температуры в Восточной Сибири и в Антарктиде в зимний период.

В таких слоях температурной инверсии показатель преломления также имеет аномальный характер, что вызывает изменения в прямолинейном распространении радиоволн. Распространение в таких инверсиях носит волноводный характер, где роль нижней стенки выполняют морская поверхность, а верхней – инверсионный слой.

Помимо температурной инверсии над морской поверхностью часто возникает волновод испарения. Физическая природа такого волновода следующая. Под действием солнечного излучения происходит интенсивное испарение с морской поверхности. Непосредственно над поверхностью влажность может достигать 100% , с высотой эта влажность уменьшается, хотя для нормальной тропосферы влажность воздуха практически постоянна. В тропическом климате вероятность появления волновода испарения близка к 100% , а высоты могут достигать до 50 м. В Черном море – 50% и $8-15$ м соответственно.

Измерение таких волноводов и сбор статистики — актуальная задача для обеспечения загоризонтной работы радиотехнических систем. Связь критической длины электромагнитной волны приведена в эмпирической формуле:

$$\lambda_{critical} = 0,085h_d^{3/2}. \quad (3)$$

На рисунке 1 приведены расчеты для 10 ГГц. Критическая длина волны электромагнитного излучения для высоты волновода испарения 10 метров составляет 2,7 см. Длина излучаемой волны больше критической, волновод не возбуждается (рисунок 1, линия 3). Дальность действия радара не более горизонта.

Для высоты волновода испарения 15 метров критическая длина электромагнитной волны составляет 5 см. Излученная длина волны меньше критической, и как следствие эффективное возбуждение волновода испарения (рисунок 1, линия 2). В случае размещения антенны и цели на высоте 5 метров дальность действия радиолокационной станции составляет 500 км.

Для высоты волновода испарения 20 метров критическая длина электромагнитной волны составляет 7,6 см. Длина излучаемой волны более чем в два раза меньше критической. Вследствие этого проявляется многомодовое распространение (рисунок 1, линия 1). На рисунке показано синфазное сложение мод на высоте 4 м, и противофазное — на высоте 15 метров. Максимальная дальность действия радара составляет около 650 км.

Предложены различные формы профилей индекса преломления в волноводе испарения, из которых наиболее часто используется базирующийся на теории Колмогорова – Обухова профиль Паулуса – Ешке [7–8] формула (4).

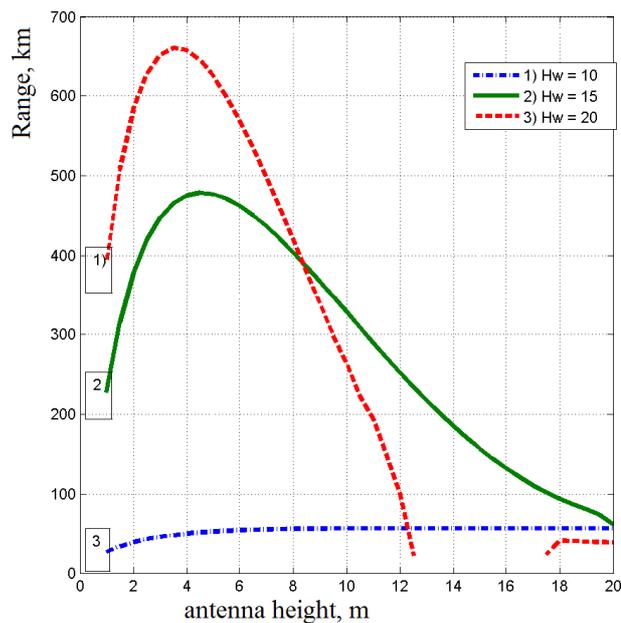


Рисунок 1 – Зависимость дальности действия радиолокатора в волноводе испарения от высоты расположения антенны

Фок в своих расчетах использовал параболический слой [9]. Распространение радиоволн в различных типах волноводов может быть проанализировано методами геометрической оптики и параболического уравнения [10–12]. На современном этапе исследований распространение в тропосферных волноводах анализируют с заданием модельных законов показателя преломления для отдельных типов волноводов либо для комбинированных волноводов, объединяющих несколько типов [13].

$$M(h) = M(0) + 0,125 \left[h - h_d \cdot \ln \frac{h + h_0}{h_0} \right]. \quad (4)$$

В волноводе испарения основную роль играет градиент влажности в индексе показателя преломления. При нормальных условиях оценим, насколько должна измениться влажность на уровне моря, чтобы изменилась величина ΔN на 1 N -единицу. Получим $\Delta H = 0,68 \%$.

Для приповерхностного волновода основным фактором изменения N является инверсия температуры. При стандартной влажности 60 % приращению $\Delta N = 1$ соответствует изменение температуры $\Delta T = \pm 1,2 K$. До высоты 1 км возможно образование нескольких (до 7–10) волноводов одновременно. Над земной поверхностью положительная рефракция и сверхрефракция радиоволн наблюдаются обычно в антициклонную погоду при вечернем охлаждении почвы и наиболее часто в теплое время года.

В целом следует стремиться к тому, чтобы погрешности приборов позволяли измерять N с точностью до 1 N -единицы. Для построения схемы измерения метеопараметров [14–15] можно воспользоваться направлением интернета вещей (IoT) и промышленного интернета вещей (IIoT), получившие широкое распространение в настоящее время.

Современный рынок радиоэлектронных компонентов предлагает множество датчиков температуры, влажности и атмосферного давления. Такие датчики могут быть выполнены как в отдельных корпусах, так и совместно. Интегрированные датчики, обеспечивающие одновременное измерение всех трех параметров, представлены всего двумя моделями одного производителя Bosch Sensortec GmbH — BME280 и BME680.

На текущий момент в промышленном интернете вещей (IIoT) наиболее распространенными беспроводными интерфейсами являются Bluetooth (включая вариант Low Energy), LoRaWAN, Z-Wave, ZigBee и Wi-Fi. Как правило, лишь малая часть радиомодулей построена по схеме «система на чипе» (System-on-Chip), что усложняет процесс разработки. Кроме того, SoC на основе технологии Bluetooth,

оказываются достаточно сложными в программировании и проектировании печатной платы. В качестве компромиссного варианта мы применяем интерфейс Wi-Fi. Его использование оказывается наименее затратным по временным ресурсам, требуемым на разработку аппаратной и программной части.

Использование стандарта Wi-Fi позволяет существенно упростить процесс проектирования блока централизованной обработки и хранения данных. Таким блоком может служить практически любое Wi-Fi устройство, поддерживающее работу в режиме точки доступа.

Алгоритм работы системы следующий: беспроводной маршрутизатор при включении подключается к мобильной сети передачи данных с помощью 3G/4G-модема и получает через Интернет точное время от сервера времени по протоколу NTP. После инициализации беспроводного маршрутизатора к нему через определенные интервалы времени подключаются интеллектуальные беспроводные датчики для отправки данных. При подключении к маршрутизатору каждый датчик получает свой IP-адрес и точное время по протоколу NTP, а отправляет измеренные значения параметров окружающей среды. Одновременно с этим определяется географическое положение с помощью GPS. Полученные данные сохраняются на USB-накопителе и/или отправляются через заданные интервалы времени на внешний сервер для последующей обработки.

Благодарности: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №17-19-01616)

Список использованной литературы

1. Sharygin G.S. Investigations of troposphere radiowave propagation over the Black Sea surface / G.S. Sharygin, L.I. Sharygina // 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol. – 2014. – Pp. 47–48. – doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959286.

2. Zakharov F.N., Akulinichev Y.P., Anikin A.S. // Russian Physics Journal. – 2017. – N 60. – P. 441. – <https://doi.org/10.1007/s11182-017-1092-9>.

3. On the effect of refractive index perturbations on propagation of radio waves in the evaporation duct / M.V. Isakov, A.M. Makhalov, M.S. Mikhailov [et al.] // Progress in electromagnetics research symposium. – Spring (PIERS), 2017. – Pp. 2145–2149. – DOI: 10.1109/PIERS.2017.8262106.

4. Mikhailov M.S. Influence of Tropospheric Ducts on Radio Propagation over Sea Surface / M.S. Mikhailov, V.A. Permyakov, M.V. Isakov // Progress in Electromagnetics Research Symposium To-yama. – Japan, 2018. – August. – DOI: 10.23919/PIERS.2018.8597783.

5. State of the art methods for numerical solution of the parabolic equation / Y.P. Akulinichev, F.N. Zakharov, V.A. Permyakov [et al.] // Russian Physics Journal. – 2016. – Vol. 59. – Nos. 12-3. – Pp. 169–178.
6. Permyakov V.A. Analysis of Propagation of Electromagnetic Waves in Difficult Conditions by the Parabolic Equation Method / V.A. Permyakov, M.S. Mikhailov, E.S. Malevich // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2019, April. – Vol. 67, Issue: 4. – Pp. 2167–2175. – DOI: 10.1109/TAP.2019.2905674,
7. Jeske H. State and limits of prediction methods of radar wave propagation conditions over the sea / H. Jeske // Modern Topics in Microwave Propagation and Air-Sea Interaction. – 1973. – Pp. 131–148.
8. Paulus R.A. Practical application of an evaporation duct model / R.A. Paulus // Radio Science. – 1985. – Vol. 20. – No. 4. – P. 8.
9. Fok V.A. Electromagnetic diffraction and propagation problems / V.A. Fok. – London Pergamon Press, 1965.
10. Leontovich M.A. On a method for solving problems on the propagation of electromagnetic waves along the earth's surface / M.A. Leontovich // Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics. – 1944. – Vol. 8. – No. 16. – Pp. 16–22.
11. Leontovich M.A. Solution of propagation of electromagnetic waves along the earth's surface by the method of parabolic equations / M.A. Leontovich, V.A. Fok // Journal of Experimental and Theoretical Physics Letters (JETP Letters). – 1946. – Vol. 10. – No. 5. – Pp. 13–23.
12. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation | M. Levy. – London, 2000.
13. Permyakov V.A. Propagation of radio waves in the presence of a combined tropospheric duct / V.A. Permyakov, M.S. Mikhailov, Y.A. Borodko // Proceedings of papers 13th international conference on advanced technologies, systems and services in telecommunications (TELSIKS). – 2017. – Pp. 109–110. – DOI: 10.1109/TELSKS.2017.8246240
14. Strelkov N.O. Smart Wireless Sensor System for Monitoring the Parameters of the Evaporation Duct / N.O. Strelkov, M.S. Mikhailov // IV International Conference on Information Technologies in Engineering Education (Inforino). – Moscow. – 2018. – Pp. 1–4.
15. Mikhailov M.S. Application of Wi-Fi and LoRa Technologies for Wireless Measurement of Physical Quantities / M.S. Mikhailov, N.O. Strelkov // International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE). – Moscow, Russia. – 2019. – Pp. 1–4. – doi: 10.1109/REEPE.2019.8708837

Информация об авторах

Михайлов Михаил Сергеевич – кандидат технических наук, доцент, кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», 111250, г. Москва, улица Красноказарменная, д. 14, e-mail: mikhailovms@mpri.ru.

Стрелков Николай Олегович – кандидат технических наук, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», 111250, г. Москва, улица Красноказарменная, д. 14, e-mail: n.strelkov@gmail.com.

УДК 537.877

Е. С. Малевич, ст. преподаватель каф. РТП и АС;
М.С. Михайлов, канд. техн. наук, доцент каф. РТП и АС
Национальный исследовательский университет «МЭИ»
г. Москва, Российская Федерация

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В ЛЕСНОЙ РАСТИТЕЛЬНОСТИ СО СЛОЖНЫМ РЕЛЬЕФОМ

Для практического применения методов оценки распространения радиоволн в широком спектре задач необходим комплексный учет всех параметров окружающей среды. Основными факторами влияния являются неровности земной поверхности, лесная растительность и городская застройка. При существующем разнообразии подходов к анализу и расчету электромагнитного поля необходимо выбирать универсальные методы, обеспечивающие компромисс между удобством задания параметров модели и временем расчета. В статье предлагается использовать данные высот для построения реалистичной местности с лесной растительностью, оценки характерных случаев для мелкомасштабного рельефа, а также демонстрируются результаты расчета моделей, полученных с использованием метода параболического уравнения.

Ключевые слова: *Распространение радиоволн, ландшафт, параболическое уравнение, лесная растительность, неровности земной поверхности, боковая волна.*

Введение

Величина электромагнитного поля варьируется в зависимости от сложной местности, с учетом неровной местности, лесов, зданий. Это явление необходимо учитывать при проектировании радиотехниче-

ских систем. В статье распространение радиоволн рассчитывается с использованием параболического уравнения для двумерной модели пространства. Поверхность земли с крупномасштабными неровностями является основным фактором, влияющим на распространение радиоволн. Влияние тропосферы также возможно. Задача проектирования теоретических моделей распространения радиоволн в лесу является сложной, поэтому был проведен большой экспериментальный эксперимент по определению затухания радиоволн в лесу. Наиболее подробными параметрами были расположение обеих антенн внутри леса и расположение передающей антенны над лесом и приемной антенны в лесу. Подобные исследования были проведены в разных странах. Размещение передающих антенн высокой мощности разрешено за пределами городской застройки, поэтому основное внимание уделяется случаям распространения радиоволн за пределами города. Внедренная методология позволяет рассчитывать санитарно-защитные зоны и зоны ограниченного развития, планировать посадку или вырубку лесов для оценки приема распространения радиоволн.

Краткий обзор метода параболического уравнения

Метод параболического уравнения (ПУ) для расчета распространения радиоволн в тропосфере использовался еще в работе Леонтовича в 1944 году [1]. Подробная численная реализация для двумерного случая приведена в монографии [2]. Параболическое уравнение для двумерной пространственной модели можно получить из волнового уравнения Гельмгольца с помощью простых преобразований. Скалярное уравнение Гельмгольца для вертикальной составляющей электрического поля

$$\Delta U + k_0^2 \varepsilon U = 0, \quad (1)$$

где k_0 – волновое число в свободном пространстве (λ – длина волны); ε – диэлектрическая проницаемость среды; U – электрическое поле, сводится к уравнению для функции путем подстановки [2]:

$$U(x, z) = W(x, z) \exp(-ik_0 z), \quad (2)$$

где W – амплитуда электрического поля.

Если направление распространения волны преимущественно вдоль оси $+z$ (то есть в параксиальном направлении), могут быть получены следующие два уравнения:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_0^2 n^2 \right) \exp(-ik_0 z) \cdot W(x, z) = 0, \quad (3)$$

$$\exp(-ik_0z) \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + 2ik_0 \frac{\partial}{\partial z} + \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_0^2 (n^2 - 1) \right) W = 0, \quad (4)$$

где n – показатель преломления, который зависит от дальности z и высоты x . Предполагая, что функция является медленно меняющейся функцией координаты по сравнению с изменением поперечных координат, полученное уравнение сводится к параболическому уравнению:

$$\frac{\partial^2 W}{\partial x^2} - 2ik_0 \frac{\partial W}{\partial z} + k_0^2 [\varepsilon(x, z) - 1] W = 0. \quad (5)$$

Рассмотрен вариант решения параболического уравнения. В двумерном случае граничное условие накладывается на верхнюю и нижнюю границы слоистой модели для параболического уравнения (5), на поверхности земли при углах скольжения волны падения это условие упрощается. Решение параболического уравнения в двумерной области пространства осуществляется с помощью преобразований Фурье в сечении, где $z = \text{const}$ [3, 4].

Математическая модель рельефа и леса

Ландшафт местности оказывает существенное влияние на величину напряженности поля радиосигналов в точке приема. Поскольку антенны часто располагаются в непосредственной близости от земли, вдоль радиолинии всегда находятся крупномасштабные объекты, которые экранируют приемные антенны, что затрудняет (или полностью устраняет) непосредственную передачу сигнала. Чем крупнее шероховатость земной поверхности, тем больше она влияет на условия прямой видимости между антеннами. Для уточненного расчета радиотени от крупных протяженных объектов используются формулы зоны Френеля, известные из теории дифракции.

В то же время ослабление поля сигнала зависит не только от размера просвета тракта радиосвязи, но и от расстояния до экранирующего объекта.

Предложенный в статье метод расчета решает проблему дифракции электромагнитных волн с использованием метода параболического уравнения с учетом профиля высоты показателя преломления и подразумевает возможность загрузки электронных карт местности, т.е. реальных профилей рельефа.

Для учета влияния рельефа на напряженность поля используются методы ступенчатого моделирования (рисунок 1), кусочно-линейного приближения и конформного преобразования [2].

В этой статье используется метод, с помощью которого можно извлечь профиль местности между произвольными двумя точками на земной поверхности, а с помощью алгоритма интерполяции получить

данные о местности, которые соответствуют длине шага параболического уравнения, поэтому он может использовать ПУ для расчета волн распространения в любом месте.

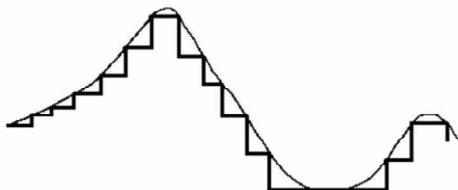


Рисунок 1 – Моделирование геометрии рельефа из [2]

Лес представляет собой случайную гетерогенную среду со структурными элементами в виде лесной подстилки, стволов, ветвей, листьев, что приводит к затуханию, рассеянию, дифракции и поглощению излучаемых электромагнитных волн. Существуют два подхода для описания математических моделей лесной среды. Первый заключается в построении электродинамической модели, в которой лес характеризуется как диэлектрическая среда с потерями с заданной усредненной по объему эффективной диэлектрической проницаемостью (ЭДП). Количественные значения ЭДП можно получить из экспериментальных данных, например, это могут быть натурные эксперименты по измерению затухания в лесу. Второй подход основан на использовании статистических моделей. Эти модели основаны на получении характеристик рассеяния на отдельных элементах лесного массива, каждая из которых имеет свои геометрические и диэлектрические характеристики.

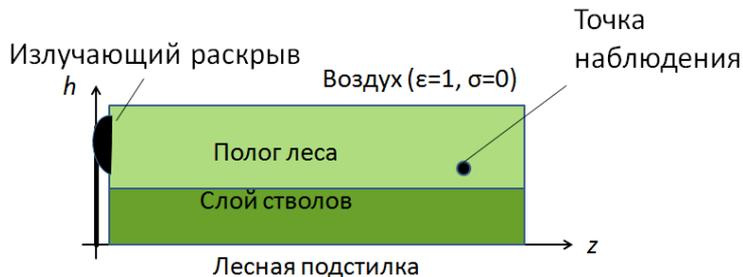


Рисунок 2 – Многослойная модель леса

Математическая модель леса подробно описана в статьях [3–5]. Предлагается использовать многослойную модель леса (рисунок 2), каждый из слоев которой характеризуется своей эффективной диэлектрической проницаемостью в зависимости от частоты, типа леса, его плотности и других факторов. Сравнение модели, использованной в этой статье, было проведено с экспериментом, проведенным авторами

этой статьи [6] и публикацией китайских ученых [7]. В [7] поле было рассчитано с использованием геометрической оптики. Получено хорошее качественное и количественное согласие результатов.

Задача состоит в том, чтобы оценить влияние леса на неровной поверхности с лесом на распространение радиоволн: потери при распространении, рекомендации по высоте возвышения приемной и передающей антенн, исследование механизма распространения с использованием боковой волны вдоль кромки лесного полога, возможность расчета санитарно-защитных зон и зон застройки.

Оценка распространения радиоволн с учетом сложного рельефа местности является предметом исследований последних десятилетий. Многие исследователи добились в этом больших успехов, решая задачи с использованием различных методов, в том числе метода параболических уравнений [8], [9], [10]. Данная статья посвящена расчету распространения волн в растительности на местности с неровностями. На рисунках 3 и 4 показана реализация сложного рельефа с лесной растительностью.

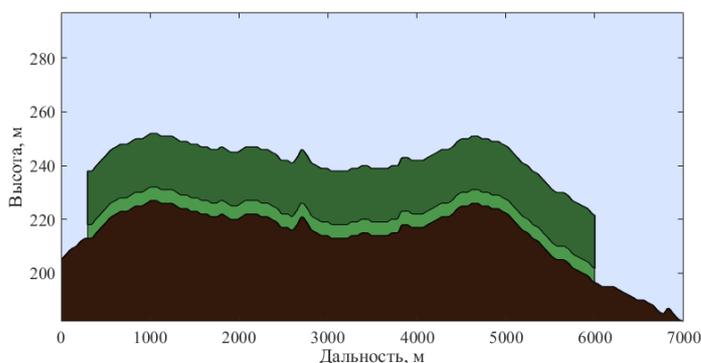


Рисунок 3 – Неровная земная поверхность с лесом (вариант 1)

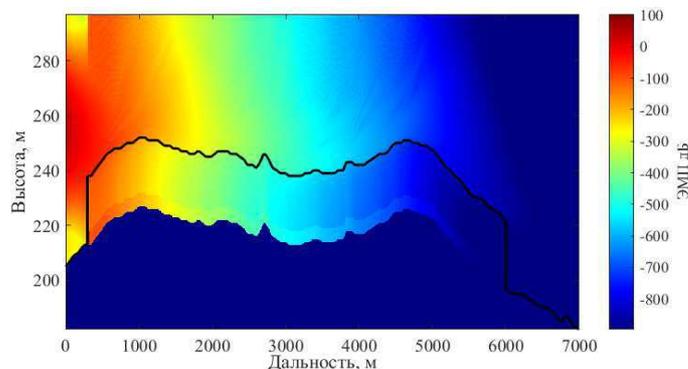


Рисунок 4 – Двухмерное распределения электромагнитного поля (вариант 1)

В этих сценариях видно, что рельеф имеет горную структуру, на склонах которой растут лесные массивы. Под реализацией находятся графики напряженности электрического поля по дальности и трехмерные закономерности распределения поля по дальности и высоте. Изменение рельефа сильно влияет на распространение радиоволн в лесу, и результирующая картина значительно отличается от дифракционной картины. Резкие изменения высоты купола приводят к уменьшению энергии боковой волны.

Численные результаты

Этот участок местности был получен с использованием цифровых карт рельефа (DEM) (по координатам) для оценки распространения радиоволн в реальном лесу. Первоначальные данные о высоте были получены из центра управления полетами с использованием топографической системы Shuttle Radar (SRTM) с точностью 1 уровня (3 угловая секунда) [11]. Для этого исследования взят участок 7000 м. Полог леса, благодаря наличию данных только о средней высоте деревьев, повторяет форму рельефа. Видно, что при затенении лесом поле быстро исчезает. С точки зрения санитарно-защитных зон, лес является идеальным препятствием для снижения мощности микроволнового излучения, но с точки зрения функционирования линии связи (радиорелейные, мобильные, аварийные маяки), лес является значительная проблема. Эту проблему можно решить, подняв антенну и опустив луч, увеличив количество базовых станций, переключившись на более низкую несущую частоту.

Частота расчета составила 1 ГГц. Источником излучения служит антенная апертура с гауссовым распределением поля. Рисунки 3 и 5 показывают реальный рельеф с лесом, расположенным на нем. На рисунках 4 и 6 показан расчет двумерного распределения электромагнитного поля, рассчитанный методом параболического уравнения с использованием быстрого преобразования Фурье, согласно методу, описанному в [2].

Для обоих случаев рельефа интерференционная и дифракционная картина распределения электромагнитного поля показывает волноводный эффект распространения радиоволн в лесу и сильное затухание в рельефе и лесу. Сигнал, распространяющийся в слое стволов, может огибать препятствия и неровную местность, что позволяет организовать соединение этим волноводным механизмом.

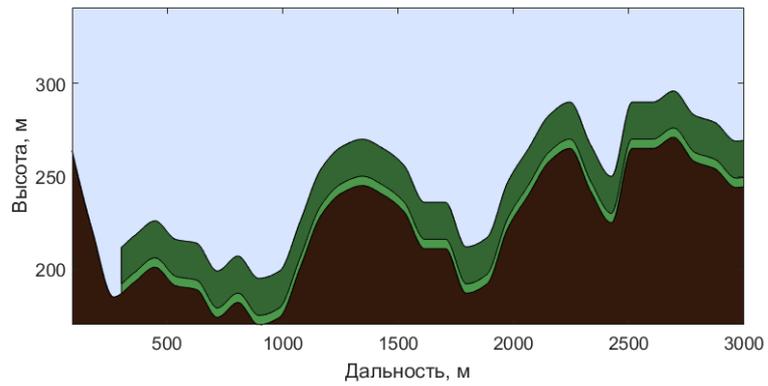


Рисунок 5 – Неровная земная поверхность с лесом (вариант 2)

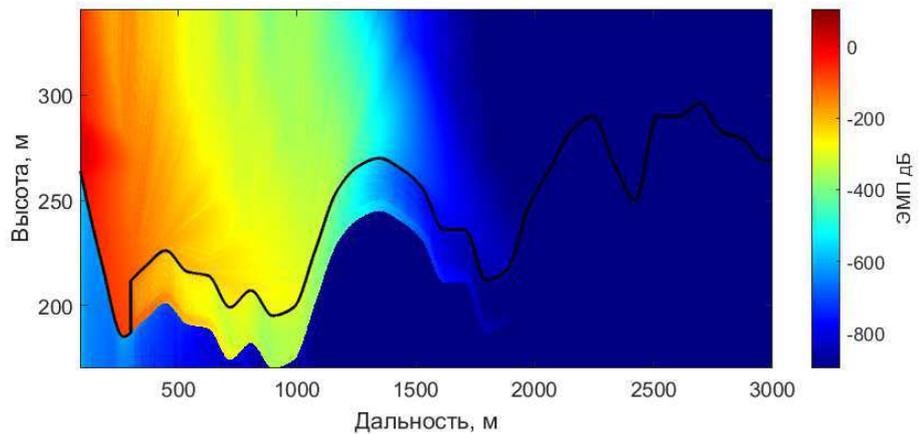


Рисунок 6 – Двухмерное распределения электромагнитного поля (вариант 2)

Заключение

Разработана многослойная модель леса, позволяющая оценить влияние формы и характеристик купола на структуру электромагнитного поля, рассчитанную с использованием двумерного параболического уравнения. По результатам моделирования выявлены участки влияния боковой волны, рассчитаны зависимости уровня сигнала от высоты леса. Предлагаемый способ может быть использован для расчета санитарно-защитных зон и зон ограничения развития вблизи радиосистем, работающих на большой мощности, при условии их размещения на запретной территории при наличии лесов.

Список использованной литературы

1. Leontovich M.A. On a method for solving problems on the propagation of electromagnetic waves along the earth's surface / M.A. Leontovich // *Izvestiya Akademii Nauk SSSR*. – 1944. – Vol. 8, No. 1. – Pp. 16.
2. Levy M. Parabolic Equation Methods for Electromagnetic Wave Propagation / M. Levy // *IEE Institution of Electrical Engineers*. – London, 2000.
3. Permyakov V.A. Calculation of the radar station field in 3d space in the presence of forest and other obstacles by the method of parabolic equation / V.A. Permyakov, M.S. Mikhailov, E.S. Malevich // *Progress In Electromagnetics Research Symposium Abstracts*. – 2017.
4. Mikhailov M.S. Modeling of radio-wave propagation in forest by the method of parabolic equation / M.S. Mikhailov, E.S. Malevich, V.A. Permyakov // *Int. J. Eng. Technol.* – 2018. – Vol. 7, Nos. 2–23. – Pp. 111–113.
5. Permyakov V.A. Analysis of Propagation of Electromagnetic Waves in Difficult Conditions by the Parabolic Equation Method / V.A. Permyakov, M.S. Mikhailov, E.S. Malevich // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2019, April. – Vol. 67, No. 4. – Pp. 2167–2175. – doi: 10.1109/TAP.2019.2905674.
6. Malevich E.S. Comparison of the Results of an Experimental Research of the Radio Wave Propagation in the Forest with Numerical Simulation / E.S. Malevich, M.S. Mikhailov, A.A. Volkova // *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*. – Divnomorskoe, Russia. – 2019. – Pp. 364–367. – doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792732.
7. Lijun Z. Theory and experiment validation of radio wave propagation in the forest and its application for extended frequency / Z. Lijun, T. Yushu // *ISAPE2012, Xian*. – 2012. – Pp. 531–534. – doi: 10.1109/ISAPE.2012.6408825.
8. Akleman F. A novel MoM- and SSPE-based groundwave-propagation field-strength prediction simulator / F. Akleman, L. Sevgi // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 2007. – Vol. 49, No. 5. – Pp. 69–82.
9. Ahiyarov V.V. The parabolic equation method in the theory of diffraction / V.V. Ahiyarov // *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*. – 2010. – Vol. 9. – Pp. 72–80.
10. Ahiyarov V.V. Calculation of the multiplication multiplier over the earth surface by the method of parabolic equation / V.V. Ahiyarov // *Journal Of Radio Electronics*. – 2012. – Vol. 1.
11. Buckreuss S., Scheiber R., Basler C. The X-SAR/SRTM Radar Data Analyzer. EUSAR.

Информация об авторах

1. *Малевич Елена Сергеевна* – старший преподаватель, кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», 111250, г. Москва, улица Красноказарменная, д. 14, e-mail: malevichmpei@gmail.com.

2. *Михайлов Михаил Сергеевич* – кандидат технических наук, доцент, кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», 111250, г. Москва, улица Красноказарменная, д. 14, e-mail: mikhailovms@mpei.ru.

УДК 537.876.23

Ф.Н. Захаров, ст. науч. сотр. НИИ РТС, доцент каф. РТС,
канд. техн. наук,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АТМОСФЕРЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

В работе выполнен обзор методов определения параметров атмосферы Земли (влажности и коэффициента преломления для тропосферы и электронной концентрации для ионосферы) по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем. Показано, что в России не достаточно много уделяется внимания этим вопросам, несмотря на то, что описанные методы могут дополнить возможности существующей сети метеорологических станций.

Ключевые слова: атмосфера, ионосфера, тропосфера, глобальные навигационные спутниковые системы, слоистые неоднородности тропосферы, индекс преломления, зондирование

Идея определения параметров атмосферы Земли по спутниковым сигналам не нова [1, 2]. Однако для глобального зондирования атмосферы необходимо иметь развитую сеть наземных станций и большое количество спутников на низких и высоких орбитах. В последнее время использование сигналов глобальных спутниковых систем навигации (ГНСС) для зондирования атмосферы получило широкое распространение. Это вызвано возможностью непрерывно принимать ГНСС-сигналы

от нескольких космических аппаратов (КА) практически в любой точке земного шара, а также относительной стабильностью этих сигналов.

Влияние атмосферы проявляется в дополнительной задержке навигационных сигналов (НС), вызванной отличием скорости распространения радиоволны (РРВ) от скорости света и искривлением траектории РРВ. Обычно искривлением траектории пренебрегают вследствие малости влияния на задержку. Скорость радиоволны в атмосфере зависит от коэффициента преломления атмосферы, который в свою очередь зависит от параметров атмосферы. С точки зрения влияния на процесс РРВ, в атмосфере принято выделять два слоя – нейтральную неионизированную часть атмосферы (тропосфера и стратосфера) и ионосферу. Коэффициент преломления в нейтральной атмосфере определяется метеорологическими параметрами – температурой T , давлением P и влажностью e :

$$n = 1 + \frac{77,6}{T} \left[P + \frac{4810e}{T} \right] 10^{-6}. \quad (1)$$

Коэффициент преломления в ионосфере зависит от частоты радиоволны f , и определяется электронным содержанием N_e :

$$n = 1 - 40,4 \cdot 10^{-6} N_e f^{-2}. \quad (2)$$

Дополнительная задержка сигнала в атмосфере, выраженная в метрах, определяется интегрированием коэффициента преломления вдоль траектории РРВ S :

$$\tau[м] = \int_S (n - 1) ds. \quad (3)$$

Использование частотной зависимости ионосферной задержки позволяет получать информацию о состоянии ионосферы из двух- (или трёх-) частотных измерений навигационных параметров сигналов ГНСС. В частности – это измерение псевдодальности. Под псевдодальностью в радионавигации понимают искаженную погрешностями дальность от объекта наблюдения до спутника, которая отличается от истинной дальности на величину, пропорциональную расхождению шкал времени на КА и в приемнике пользователя.

В настоящее время существует большое количество работ, посвященных определению параметров ионосферы по сигналам ГНСС. Например, в работах [3–7 и др.] определяется полное электронное содержание ионосферы (ПЭС). В работах [8–12] рассматриваются методы восстановления высотных профилей ионосферной концентрации, в том числе с использованием динамической фильтрации на базе фильтра Калмана [11, 12], а в работах [13, 14] предлагаются способы построение трехмерной модели ионосферы.

Отсутствие зависимости тропосферной задержки от частоты (в диапазоне частот до 30 ГГц [15]) не позволяет применить методы

восстановления параметров ионосферы для восстановления параметров тропосферы.

Методы восстановления высотного профиля коэффициента преломления тропосферы по спутниковым сигналам начали активно разрабатываться в 80-х гг. прошлого века [16, 17] и продолжают совершенствоваться в настоящее время [18–26]. Первые работы [2, 16] по определению профиля коэффициента преломления основывались на сравнении принятого сигнала КА с набором аналогичных зависимостей, полученных при различных атмосферных условиях. В работе [17] профиль коэффициента преломления восстанавливается по частоте Доплера, при этом точность восстановления составляет 20–30 N-ед.

В настоящее время задачу восстановления высотного профиля коэффициента преломления принято сводить к решению обратной задачи [19, 23–25]. В этом случае составляется система уравнений (1.3), связывающая значения тропосферной задержки НС, принятых с разных направлений и в разнесённых по пространству пунктах, с профилем коэффициента преломления, разбитого на несколько слоёв заданной толщины. Кроме того, данный метод позволяет восстанавливать трёхмерное распределение коэффициента преломления. Недостатком такого метода является его относительно низкая точность, связанная с невозможностью учесть изменения коэффициента преломления в слое толщиной менее нескольких сотен метров, а также невозможностью отдельного восстановления профилей температуры и влажности. Существуют работы (например [27, 28]) в которых по сигналам ГНСС диагностируются слои повышенной и пониженной рефракции. При анализе влияния тропосферы на задержку НС принято отдельно рассматривать влияние «сухой» (гидростатической) и «влажной» составляющей коэффициента преломления. Высокая стабильность и монотонное изменение с высотой гидростатической составляющей тропосферы (определяется атмосферным давлением) позволяет получить пространственное распределение влагосодержания тропосферы по измерениям тропосферной задержки НС.

В работах [29–39] рассматриваются методы определения интегрального влагосодержания (ИВС) тропосферы и построение карт ИВС. ИВС можно определить по измерениям параметров НС в одном пункте, но для построения карт необходимо иметь распределённые на некоторой территории навигационные приёмники. При этом, чем больше используется приёмников, тем точнее получаются результаты. Кроме того, описанные в публикациях методы привязаны к наземным метеорологическим измерениям. Исключение составляет работа [38], где показана методика выявления суммарного водяного пара тропосферы с применением GPS-данных без использования метеорологических данных.

В настоящее время опубликовано много работ, посвящённых восстановлению пространственного распределения влагосодержания тропосферы по НС, как отечественных [40, 41], так и зарубежных авторов [42–50]. В приведённых работах используются два подхода. Первый основан на восстановлении вертикального профиля коэффициента преломления, а, затем, используя модельное представление высотного профиля температуры, получение профиля влажности [41]. Недостатком данного подхода являются большие ошибки, вызванные отличием модельного профиля температуры от реального.

Второй подход основан на разбиении тропосферы на объёмные участки, в которых предполагается постоянство влагосодержания, затем составляется система уравнений, связывающая влажную задержку НС и влагосодержание в каждом отдельном элементе, которая решается одним из известных методов (в том числе с использованием динамической фильтрации). Недостатки такие же, как и при восстановлении распределения коэффициента преломления – относительно низкая точность и невозможность обнаружить быстрые и мелкомасштабные флуктуации влажности, особенно в нижних слоях тропосферы. Кроме того, для получения качественного результата требуется не менее четырёх навигационных приёмников.

Необходимо отметить, что отечественные публикации, посвящённые восстановлению вертикального профиля влажности, а тем более, построению трёхмерных карт влагосодержания тропосферы, практически отсутствуют.

В последнее время начинают развиваться методы обнаружения и диагностики атмосферных явлений по навигационным сигналам [51–54]. Например, в работах [52, 53] рассматривается метод обнаружения гроз и сильных облаков по сигналам ГЛОНАСС и GPS. Тем не менее, данное направление находится на начальном этапе и нуждается в проведении значительных экспериментальных исследований которые бы позволили установить взаимосвязь параметров радиосигналов с различными атмосферными явлениями.

Атмосферные явления можно обнаружить и идентифицировать по уровню влагосодержания тропосферы и наличию крупномасштабных (с размером более 3–5 км) неоднородностей коэффициента преломления тропосферы. В Европе [52] и Австралии [55] созданы станции определения влагосодержания атмосферы по навигационным сигналам, которые используются для улучшения моделей численного прогноза погоды. В России это направление не развивается, не смотря на то, что данный метод является альтернативой дорогостоящим метеолокаторам и системам зондирования атмосферы.

Список использованной литературы

1. Lusignan B., Modrell G., Morrison A., et al. Sensing the Earth's atmosphere with occultation satellites // Proc. IEEE. – April 1969. – Vol. 57, No 4. – P. 438–467.
2. U.S. Patent 4 093 918. Means for determining the refractive index profile of the atmosphere / H. V. Hitney, June 6, 1978.
3. Казанцев М.Ю., Фатеев Ю.Л. Определение ионосферной погрешности измерения псевдодальностей в одночастотной аппаратуре систем ГЛОНАСС И GPS // Журнал радиоэлектроники, 2002. – № 12.
4. Jakowski N. et al. Total electron content models and their use in ionosphere monitoring // Radio Science. – 2011. – Т. 46, № 6. – P. 1–11.
5. Виняйкин Е.Н. Сопоставление результатов измерений полного электронного содержания ионосферы радиоастрономическим методом и с помощью сигналов спутников GPS // Препринт № 542. – Нижний Новгород: ФГБНУ НИРФИ. 2011. – 52 с.
6. Мыльникова А.А., Ясюкевич Ю.В., Демьянов В.В. Определение абсолютного вертикального полного электронного содержания в ионосфере по данным ГЛОНАСС/GPS // Солнечно-земная физика, 2013. – Вып. 24. – С. 70–77.
7. Терещенко Е.Д. и др. Определение полного электронного содержания по сигналам спутников глобальной навигационной системы ГЛОНАСС // Вестник Кольского научного центра РАН. – 2015. – № 1 (20).
8. Тертышников А.В., Большаков В.О. Технология мониторинга ионосферы с помощью приемника сигналов навигационных КА GPS/ГЛОНАСС (Galileo) // Информация и космос. – 2010. – № 1. – С. 100–105.
9. Куницын В.Е. и др. Спутниковое радиозондирование и радиотомография ионосферы // Успехи физических наук. – 2010. – Т. 180, № 5. – С. 548–553.
10. Куницын В.Е. и др. Радиотомография ионосферы на базе навигационных систем GPS/ГЛОНАСС // Радиотехника и электроника. – 2011. – Т. 56, №. 11. – С. 1285–1297.
11. Hajj G.A., Wilson B.D., Wang C., Pi X., Rosen I.G. Data assimilation of ground GPS total electron content into a physics-based ionospheric model by use of the Kalman filter // Radio Science. – 2004. – Vol. 39, Is. 1. RS1S05. – P. 1–17.
12. Радиевский А.В., Шагимуратов И.И. GPS/ГЛОНАСС-томографии ионосферы // Вестник Балтийского федерального университета им. И. Канта. Серия: Физико-математические и технические науки. – 2009. – № 4. – С. 96–99.

13. Mitchell C.N., Spencer P.S.J. A three-dimensional time-dependent algorithm for ionospheric imaging using GPS // *Annals of Geophysics*. – 2003. – Т. 46, № 4. – С. 687–696.
14. Алешин И.М. и др. Оперативная служба мониторинга ионосферы по данным станций глобальных навигационных спутниковых систем // *Геомagnetизм и аэрономия*. – 2014. – Т. 54, № 4. – С. 496–496.
15. Антонович К.М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии: в 2 т. – М.: ФГУП «Картгеоцентр», Т. 1: Монография. – 2005. – 334 с.
16. Anderson K.D. Inference of refractivity profiles by satellite-to-ground RF measurements // *Radio Sci.* – 1982. – Vol. 17, No 3. – P. 653–663.
17. Арманд Н.А. Восстановление профиля коэффициента преломления тропосферы по измерениям частоты сигналов ИСЗ / Н.А. Арманд, В.А. Андрианов, В.М. Смирнов // *Радиотехника и электроника*. – 1987. – Т. 32, вып. 4. – С. 673–680.
18. Азизов А.А., Гайкович К.П., Кашкаров С.С., Черняева М.Б. Использование сигналов навигационных ИСЗ для определения параметров атмосферы // *Известия вузов. Радиофизика*. – 1998. – Т. 41, № 9. – С. 1093–1116.
19. Schüler, T. On Ground-Based GPS Tropospheric Delay Estimation. – München: Univ. der Bundeswehr, 2001. – 364p.
20. Антонович К.М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии: в 2 т. – М.: ФГУП «Картгеоцентр», Т. 2: Монография. – 2006. – 360 с.
21. Луценко В.И., Луценко И.В., Сеницкий В.Б. Диагностика тропосферной рефракции по сигналам телевизионных центров и излучению ИСЗ // *Крымико-2008: 18-я междунар. Крымская конф.*, 8–12 сент. 2008 г., Крым, Украина: материалы конф. – Севастополь: Вебер, 2008. – С. 915–916.
22. Луценко В.И., Луценко И.В., Сеницкий В.Б. Диагностика тропосферной рефракции над сушей по радиозаходам ИСЗ // *Крымико-2008: 18-я междунар. Крымская конф.*, 8–12 сент. 2008 г., Крым, Украина: материалы конф. – Севастополь: Вебер, 2008. – С. 917–918.
23. Азизов А.А., Гайкович К.П., Кашкаров С.С., Черняева М.Б. Использование сигналов навигационных ИСЗ для определения параметров атмосферы // *Изв. вузов. Сер. Радиофизика*. – 1998. – Т. 41, № 9. – С. 1093–1110.
24. Хуторова О.Г. Зондирование атмосферы и ионосферы радиосигналами спутниковых навигационных систем Учебное пособие // *Каз. федер. ун-т. – Казань*, 2011. – 117 с.
25. Низамеев А.Р., Нефедьев Е.С., Низамеев И.Р., Тептин Г.М. Трехмерная структура индекса рефракции радиоволн в тропосфере по

измерениям сети приемных станций GPS-Глонавс // Вестник Казанского технологического университета. – 2012. – № 9. – С. 27–31.

26. Попов Д.О. Дистанционное зондирование окружающей среды с использованием глобальных навигационных спутниковых систем // Диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук. Научный руководитель Луценко В.И. – Харьков. – 2017. – 222 с.

27. Богатуров А. Н., Гайкович К.П., Гурвич А.С., и др. О возможности определения отражающих слоев в тропосфере над морем по вариациям уровня радиосигналов ИСЗ // ДАН. – 1990. – Т. 315, № 4. – С. 830–834.

28. Павельев А. Г. и др. Аналитический метод определения положения ионосферных и атмосферных слоёв по радиозатменным данным // Известия высших учебных заведений. Сер. Радиофизика. – 2012. – Т. 55, №. 3. – С. 186–194.

29. Bevis M. et al. GPS meteorology: Remote sensing of atmospheric water vapor using the Global Positioning System // Journal of Geophysical Research: Atmospheres. – 1992. – Т. 97, № D14. – С. 15787–15801.

30. Bevis M. et al. GPS meteorology: Mapping zenith wet delays onto precipitable water // Journal of applied meteorology. – 1994. – Т. 33, №. 3. – С. 379–386.

31. Duan J. et al. GPS meteorology: Direct estimation of the absolute value of precipitable water // Journal of Applied Meteorology. – 1996. – Т. 35, № 6. – С. 830–838.

32. Fang P. et al. GPS meteorology: Reducing systematic errors in geodetic estimates for zenith delay // Geophysical Research Letters. – 1998. – Т. 25, №. 19. – С. 3583–3586.

33. Чукин В.В. и др. Мониторинг интегрального содержания водяного пара в атмосфере ГНСС-сигналами // Ученые записки Российского государственного гидрометеорологического университета. – 2010. – № 12. – С. 50–59.

34. Чукин В.В. и др. Мониторинг влагосодержания атмосферы с помощью системы ГЛОНАСС/GPS // Региональная экология. – 2010. – № 3. – С. 29.

35. Хуторова О.Г., Калинин В.В., Курбангалиев Т.Р. Вариации интегрального атмосферного влагосодержания, полученные по фазовым измерениям приемников спутниковых навигационных систем // Оптика атмосферы и океана. – 2012. – Т. 25, № 6. – С. 529–533.

36. Калинин В.В. Восстановление интегрального влагосодержания атмосферы с помощью глобальных навигационных спутниковых систем // Диссертация на соискание учёной степени кандидата

физико-математических наук. Научный руководитель Тептин Г.М. – Казань. – 2013. – 121 с.

37. Дембелов М.Г. и др. Влагосодержание тропосферы в Байкальском регионе по данным GPS измерений // Журнал радиоэлектроники. – 2016. – № 3. – С. 1-5.

38. Дембелов М.Г. и др. О возможности изучения влагосодержания в тропосфере с помощью постоянных приемных пунктов глобальной навигационной системы спутников // Известия высших учебных заведений. Сер. Физика. – 2015. – Т. 58, №. 8-2. – С. 309–312.

39. Куницын В.Е., Нестеров И.А., Терешин Н.А. Анализ влагосодержания атмосферы по данным приемников GPS // Журнал радиоэлектроники. – 2015. – № 6. – С. 1–6.

40. Чукин В.В., Алдошкина Е.С., Обрезкова И.В. Определение вертикального профиля влажности воздуха с помощью спутниковых радионавигационных систем // Современные наукоемкие технологии. – 2009. – № 2. – С. 34–35.

41. Чукин В.В. и др. Восстановление вертикального профиля влажности воздуха по данным наземной регистрации спутниковых навигационных сигналов // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2010. – Т. 7, № 3. – С. 69–74.

42. Flores A., Ruffini G., Rius A. 4D tropospheric tomography using GPS slant wet delays // Annales Geophysicae. – 2000. – Vol. 18, Issue 2. – Pp. 223–234.

43. Flores A. et al. Tomography of the lower troposphere using a small dense network of GPS receivers // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2001. – Т. 39, № 2. – С. 439–447.

44. Champollion C. et al. GPS water vapour tomography: preliminary results from the ESCOMPTE field experiment // Atmospheric research. – 2005. – Т. 74, № 1–4. – С. 253–274.

45. Troller, M., Geiger A., Brockmann E., Bettems J.-M. Tomographic Determination of the Spatial Distribution of Water Vapor Using GPS Observations // Advances in Space Research. – 2006. – Vol. 37. – P. 2211–2217.

46. Shangguan M., Bender M., Ramatschi M., Dick G., Wickert J., Raabe A., Galas R. GPS tomography: validation of reconstructed 3-D humidity fields with radiosonde profiles // Ann. Geophys. – 2013. – No 31. – Pp. 1491–1505.

47. Rohm W., Zhang K., Bosy J. Limited constraint, robust Kalman filtering for GNSS troposphere tomography // Atmos. Meas. Tech. – 2014. – No 7. – Pp. 1475–1486.

48. Zhao Q., Yao Y., Yao W. Troposphere Water Vapor Tomography: A Horizontal Parameterized Approach // Remote Sensing. – 2018. – No 10(8). – P. 1241.

49. Ding N., Zhang S.B., Wu S.Q., Wang X.M., Zhang K.F. Adaptive Node Parameterization for Dynamic Determination of Boundaries and Nodes of GNSS Tomographic Models // Journal of Geophysical Research: Atmospheres. – 2018. – No 123(4). – Pp. 1990–2003.
50. Zhao Q. et al. Accuracy and reliability of tropospheric wet refractivity tomography with GPS, BDS, and GLONASS observations // Advances in Space Research. – 2018.
51. Мыценко И.М., Халамейда Д.Д., Хоменко С.И. Использование радиосигналов ИСЗ для определения параметров гидрометеорообразований // Радиофизика и электроника. – 2007. – Т. 12, № 1. – С. 195–198.
52. Hurter F. et al. GNSS water vapor monitoring in the Swiss Alps // Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2012 IEEE International. – IEEE, 2012. – P. 1972–1975.
53. Kravchenko V.F. et al. Usage of global navigation systems for detection of dangerous meteorological phenomena // Journal of Measurement Science & Instrumentation. – 2015. – Vol. 6, № 1.
54. Захаров Ф.Н., Михайленко С.А., Тимошин Д.В. Влияние атмосферных явлений на тропосферную задержку спутниковых навигационных сигналов // Известия высших учебных заведений. Сер. Физика. – 2018. – № 3, Т. 61. – С. 116–123.
55. Zhang K. et al. Capturing the signature of severe weather events in Australia using GPS measurements // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. – 2015. – Vol. 8, №. 4. – P. 1839–1847.

Информация об авторах

Захаров Фёдор Николаевич – кандидат технических наук, старший научный сотрудник научно-исследовательского института радиотехнических систем, доцент кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.

И.И. Горелкин, студент, каф. КИПР;
Е.С. Загородняя, студент, каф. РЭТЭМ;
А.С. Шостак, проф. каф. КИПР,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

**ПРИМЕНЕНИЕ ФЕРРИТОВОГО ЦИРКУЛЯТОРА
ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ ПЕРВИЧНОГО ПОЛЯ
ПРИ КОНТРОЛЕ ОДНОРОДНЫХ И НЕОДНОРОДНЫХ СРЕД**

Задача контроля однородных и неоднородных сред сохраняет свою актуальность. Для компенсации первичного поля используются различные методики [2, 3, 4]. В настоящей работе представлены результаты теоретического исследования влияния подстилающих сред на входной импеданс линейной антенны с ферритовым циркулятором, расположенной вблизи исследуемой поверхности. Расчеты проведены для трех сред с различными диэлектрическими проницаемостями.

Ключевые слова: линейная антенна, слоистая среда, внесенное средой сопротивление, компенсация части внесенного сопротивления, ферритовый циркулятор.

В данной работе теоретически исследуется внесенный неоднородной средой в линейную антенну импеданс ΔZ , за счет наличия границ раздела. Рассмотрены три среды, соответствующие почвам различной влажности (сухая почва, почва средней влажности и влажная почва). Для расчета ΔZ используется теоретическая модель, предложенная авторами работы [1].

Используется линейная антенна A , расположенная в свободном пространстве параллельно границам раздела сред на высоте h и имеющая длину $2l$. В свободном пространстве линейная антенна A имеет входное сопротивление Z . Среда, изображенная на рисунке 1, состоит из трех слоёв, каждый из которых характеризуется толщиной T_i и комплексной диэлектрической проницаемостью ε_i . Толщины слоев T_1 и T_3 конечны, слой T_3 является искомым неоднородностью, а слой T_4 является полупространством ($T_4 \rightarrow \infty$). В работе [1] представлена возможность контроля однородных и слоисто-неоднородных сред с помощью измерения полного сопротивления линейной антенны ($Z + \Delta Z$), расположенной над подстилающей средой. Однако, как показывает практика, для получения устойчивых результатов применяют: широкополосное зондирование [2, 3], метод основанный на

применении двух антенн (приемной и передающей) [4] и способ компенсации первичного поля с помощью ферритового циркулятора [5].

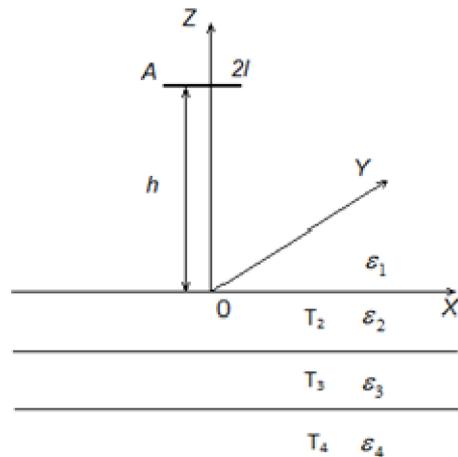


Рисунок 1 – Схема к задаче об определении импеданса линейной антенны, расположенной над трехслойной средой

В данной работе рассматривается возможность контроля сред путём использования только внесенного сопротивления (ΔZ) в линейную антенну, расположенную над слоистым полупространством. В нашем случае генератор СВЧ, измерительная антенна и детектор подключены к отдельным входам Y-циркулятора (рисунок 2, где ПРД – передатчик; ФЦ – ферритовый циркулятор; ПРМ – приемник).

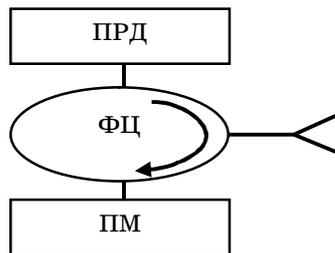


Рисунок 2 – Схема измерительной установки

В качестве исследуемой неоднородности берется слой конечной толщины ($T_3 = 0,1$ м) с электрическими параметрами – $\epsilon_3 = 1 - 0,001 \cdot i$.

Ранее было выяснено, что при компенсации активного сопротивления антенны на высотах (h), на которых фиксируется минимум модуля полного сопротивления получается скомпенсированный сигнал от однородной среды. Данное явление можно рассмотреть на примере грунта средней влажности (рисунок 3).

На рисунке 3 приведены зависимости: 1 – активной ($\text{Re}(h, T_2)$); 2 – реактивной ($\text{Im}(h, T_2)$) и 3 – модуля ($|\Delta Z|$) внесенного однородным полупространством – грунтом средней влажности – $\epsilon = 8 - 0,4i$ в зависимости от высоты расположения антенны над грунтом (h). Компенсация условно осуществляется с помощью ферритового вентиля (рисунк 2) с развязкой – 13,9 дБ.

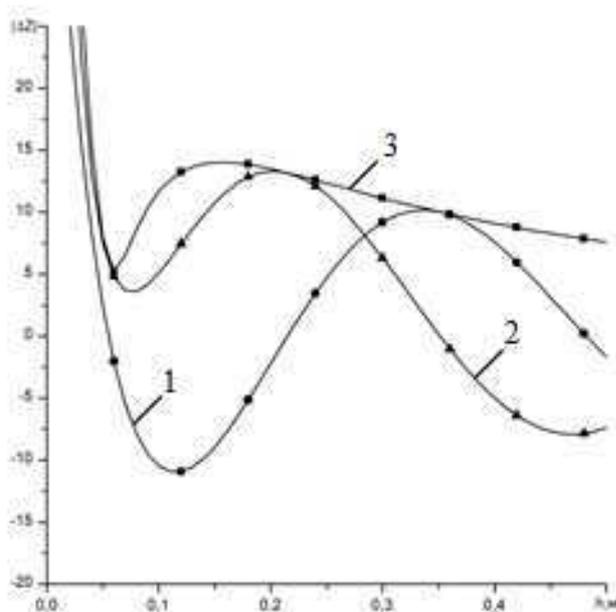


Рисунок 3 – Зависимость $|\Delta Z|$ от h для грунта средней влажности

На рисунке 4 приведены зависимости модуля $|\Delta Z|$ (с учетом указанной выше компенсации) от высоты (h) над однородной соответствующей почвой для всех трех случаев (1 – сухой грунт, 2 – грунт средней влажности, 3 – влажный грунт).

Расчеты проводились при длине линейной антенны $2l = 0,448$ м на частоте зондирования 300 МГц. Входное сопротивление такой антенны в свободном пространстве составляет $Z = 66,8 - 0,01i$.

Основываясь на приведённых выше результатах произведены расчеты на почвах заявленных видов в зависимости от глубины расположения искомой неоднородности T_2 в трех режимах работы ферритового циркулятора (трех развязок). В отличие от работ, произведенных ранее, расчеты проводились в увеличенном диапазоне, для определения максимальных глубин залегания неоднородности, при которых одна будет определяться.

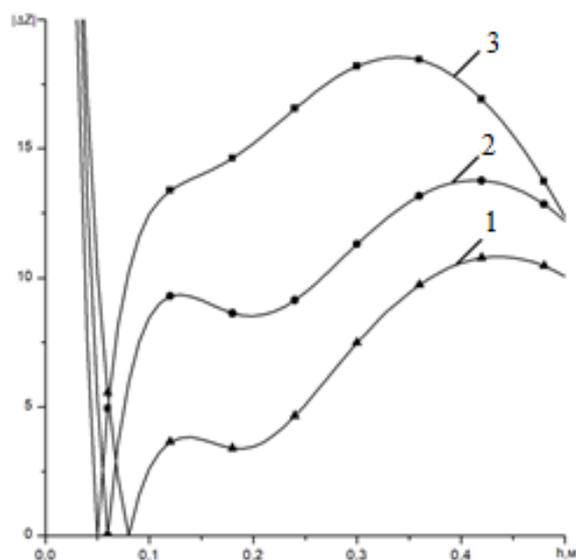


Рисунок 4 – Зависимости модуля ΔZ (с учетом компенсации) от высоты h

Измеряем $|Z + \Delta Z|$. На рисунке 5 кривая 1 соответствует случаю слабой компенсации первичного поля с развязкой с помощью ферритового циркулятора – 5 дБ. Кривая 1 осциллирует с глубиной T_2 около значения модуля полного сопротивления от условной помехи – неоднородности толщиной T_3 (1 см), расположенной на глубине $T_2 - 1$ см. Это кривая 4. В окрестностях точек пересечения кривых 1 и 4 искомая неоднородность переходит через 0. В этом случае наблюдается пропадание сигнала. Кривая 2 соответствует случаю большой компенсации первичного поля – 40 дБ. Измеряем фактически $|\Delta Z|$. Кривая 2 осциллирует с глубиной T_2 около значения модуля полного сопротивления от условной помехи – неоднородности толщиной T_3 (1 см), расположенной на глубине $T_2 - 1$ см. Это кривая 5. Кривая 3 соответствует случаю компенсации первичного поля (активного сопротивления антенны на высоте h над сухой почвой). Развязка с помощью ферритового циркулятора – 10 дБ. Измеряем $|Z + \Delta Z|$ с учетом компенсации. Кривая 3 имеет осциллирующий характер, однако в этом случае кривые 3 и 6 не пересекаются с уровнем условной помехи на большей части трассы и имеют пересечение только на глубине 3,9 м. Это означает, что до этой глубины T_2 условная неоднородность будет обнаруживаться, в то время как первые два случая позволяют производить измерения до глубин залегания не более 60 см.

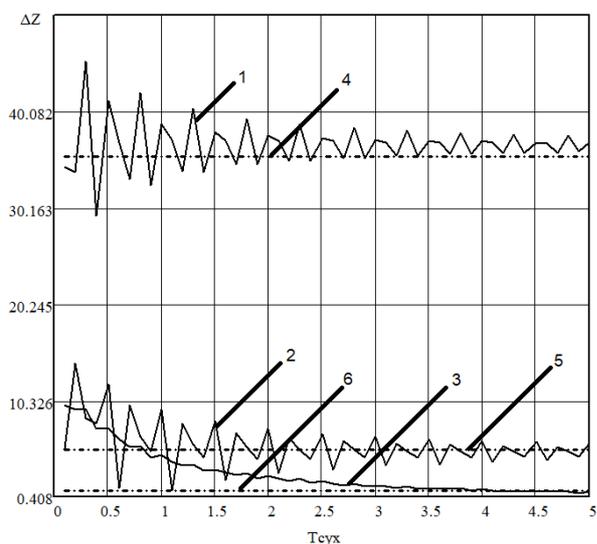


Рисунок 5 – Зависимость $|Z + \Delta Z|$ от толщины слоя T_2 для сухого грунта

Проведя аналогичные измерения для двух остальных типов грунта, была выявлена та же закономерность, но с учетом того, что для грунта средней влажности предел измерения стал равен 2,75 м, при величине развязки = 13,9 дБ (рисунок 6, кривые 3 и 6), а для влажного грунта – 2,8 м, при величине развязки = 19,8 дБ (рисунок 7, кривые 3 и 6).

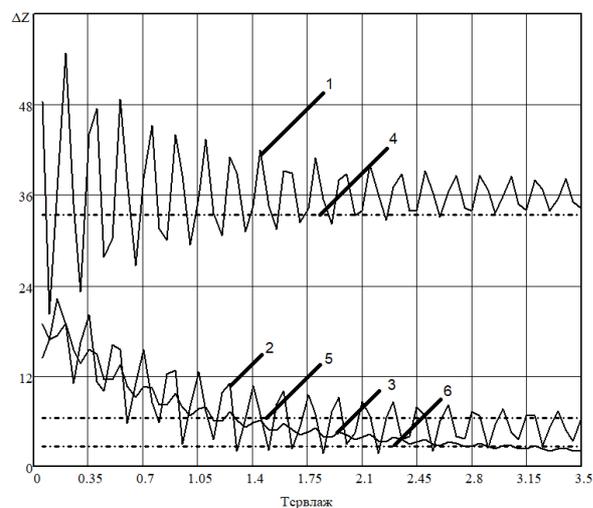


Рисунок 6 – Зависимость $|Z + \Delta Z|$ от толщины слоя T_2 для грунта средней влажности

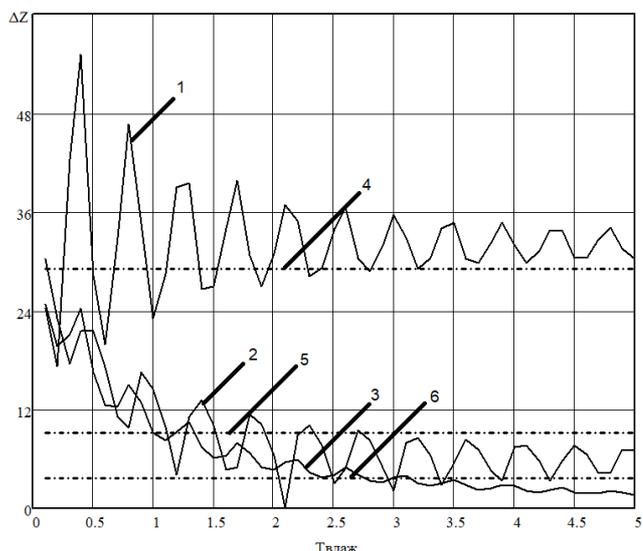


Рисунок 7 – Зависимость $|Z + \Delta Z|$ от толщины слоя T_2 для влажного грунта

Также было проведено исследование возможности сохранения полученных результатов при изменении различных факторов, таких как изменение влажности почвы и изменение величины компенсации. Ниже представлены полученные результаты.

Для сухого грунта: при развязке 12 дБ предел измерений равен 3,4 м, при развязке 15 дБ предел измерений равен 2,4 м, при развязке 17 дБ предел измерений равен 1,9 м.

Для грунта средней влажности: при развязке 12 дБ предел измерений равен 2,9 м, при развязке 15 дБ предел измерений равен 2,75 м, при развязке 17 дБ предел измерений равен 2,4 м.

Для влажного грунта: при развязке 12 дБ предел измерений равен 2,6 м, при развязке 15 дБ предел измерений равен 2,6 м, при развязке 17 дБ предел измерений равен 2,6 м.

Для определения влияния изменения влажности среды на конечные результаты были взяты два промежуточных значения диэлектрической проницаемости почв: 1 – между сухой почвой и почвой средней влажности, 2 – между почвой средней влажности и влажной почвой). Пределы измерений в данном случае были равны 3,4 м и 3,05 м соответственно.

По результатам работы можно сделать следующие общие выводы.

1. Выбраны величины сопротивлений, с помощью которых компенсируется влияние однородного полупространства для каждого из грунтов.

2. При развязке, компенсирующей активную часть внесенного сопротивления антенны над однородным полупространством, сигналы от неоднородностей при изменении глубины T имеют монотонный затухающий характер. На указанных глубинах полезный сигнал превышает сигнал от условной помехи.

3. В случаях изменения величины компенсации от требуемой, а также изменения уровня влажности почвы, наблюдается отклонение максимальной величины определения неоднородности, как в большую, так и в меньшую сторону, однако оно является незначительным. В целом, тенденция увеличения глубины определения неоднородности сохраняется. Таким образом, методика компенсации сигнала от однородной среды на основе применения ферритового циркулятора работает.

Список использованной литературы

1. Дума А.Р., Дорохов В.И., Шостак А.С. Радиоволновой метод контроля параметров диэлектрических материалов на основе измерения импеданса линейных антенн // Дефектоскопия. – 1986. – № 1. – С. 54–61;

2. Потекаев А.И., Парватов Г.Н., Шостак А.С., Абулкасымов М.М. Широкополосная диагностика неоднородных сред с помощью линейных антенн // Известия высших учебных заведений. Сер. Физика – 2018. – Т. 61. № 7 (727). – С. 35–39.

3. Абулкасымов М.М., Черныш Т.Г., Шостак А.С. Широкополосное зондирование неоднородных сред // Известия высших учебных заведений. Сер. Физика – 2017. – Т. 60. № 12-2. – С. 23–27.

4. Потекаев А.И., Парватов Г.Н., Черныш Т.Г., Шостак А.С. Влияние неоднородных подстилающих сред на импеданс системы из параллельно расположенных линейных антенн // Известия высших учебных заведений. Сер. Физика. – 2019. – Т. 62, № 1 (733). – С. 60–64.

5. Горелкин И.И., Абулкасымов М.М., Зайцев В.П. Метод бесконтактного контроля обледенения взлетно-посадочной полосы // Современные проблемы радиоэлектроники. СФУ. – 2018. – С. 311–314.

Информация об авторах

Горелкин Илья Игоревич, студент гр. 204, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, пр. Ленина 40, e-mail: login_ilya_ru@inbox.ru.

Загородняя Екатерина Сергеевна, студент гр. 226, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, пр. Ленина 40, e-mail: vvhappy@mail.ru

Шостак Аркадий Степанович, профессор каф. КИПР, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, пр. Ленина 40, e-mail: a-s-shostak@yandex.ru

УДК 535.393

С.М. Шандаров, зав.каф. ЭП, д-р физ.-мат. наук, проф.;
А.С. Акрестина, доцент каф. ЭП, канд. физ.-мат. наук;
А.В. Михайленко, студент 3 курса каф. ЭП;
К.Г. Аксенов, студент 3 курса каф. ЭП.,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

**ИЗМЕРЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЗАВИСИМОСТИ
КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ КОМПЛЕКТНОГО АЛЮМИНИЕВОГО
ЗЕРКАЛА СПЕКТРОФОТОМЕТРА SHIMADZU UV-2700**

Представлены результаты исследования спектральной зависимости оптического отражения алюминиевого зеркала спектрофотометра Shimadzu UV-2700 относительно кварцевого стекла с заранее известным показателем преломления.

Ключевые слова: *спектрофотометр, оптическое отражение и пропускание, алюминиевое зеркало, кварцевое стекло.*

Введение

Спектроскопические исследования коэффициентов отражения оптического излучения $R(\lambda)$ позволяют получать информацию о структурных, электронных и оптических свойствах монокристаллических, фотонно-кристаллических и плазмонных материалов, метаповерхностей и пленочных структур (см., например, [1–6]). При измерениях спектральных зависимостей $R(\lambda)$ на спектрофотометре Shimadzu UV-2700 используется метод сравнения интенсивностей световых пучков, отраженных от исследуемого образца и от входящего в комплект алюминиевого зеркала, при угле падения 5° [7]. Однако коэффициент отражения данного эталонного зеркала $R_e(\lambda)$, также являющийся спектрально зависимым в рабочем диапазоне от 185 до 900 нм, не известен, что не позволяет получить, с требуемой точностью измерения, абсолютные значения для зависимости $R(\lambda)$.

В настоящей работе представлены результаты экспериментального измерения спектральной зависимости коэффициента отражения

$R_e(\lambda)$ алюминиевого зеркала, входящего в комплект спектрофотометра Shimadzu UV-2700, в рабочем диапазоне от 185 до 900 нм. В качестве сравнительного эталона нами использовалась пластина из плавленного кварца, коэффициент отражения которого рассчитывался по формулам Френеля [8] на основе формулы Зельмейера и его оптических констант, приведенных в [9].

Постановка задачи

В современных спектрофотометрах обычно в качестве дополнительного модуля, используемого для исследования отражения, используются зеркала, с нанесенным алюминиевым покрытием. С учетом результатов данной работы многие дальнейшие исследования станут более точными и продуктивными.

В качестве образца, который используется для определения коэффициента отражения комплектного алюминиевого зеркала, была выбрана пластина SiO_2 с линейными размерами $20 \times 20 \times 2,2$ мм.

В данной статье представлены результаты исследования алюминиевого зеркала спектрофотометра Shimadzu UV-2700 относительно кварцевого стекла с заранее известным показателем преломления.

Экспериментальные результаты

В экспериментах использовался спектрофотометр Shimadzu UV-2700 в режиме измерения «Спектральный модуль» для трех значений ширины щели: 1, 2 и 5 нм. Методика заключалась в сканировании в выбранном диапазоне длин волн и регистрации фотометрической величины в каждой точке.

Спектральные зависимости оптического отражения $R_{\text{экс}}$ и пропускания t для SiO_2 измерялись в диапазоне длин волн 185–900 нм. Экспериментальные спектральные зависимости коэффициента отражения образца для ширины щели спектрофотометра 5 нм представлены на рисунке 1.

Для расчета показателя преломления кварцевого стекла была использована формула Зельмейера. В качестве оптических констант были использованы данные, приведенные в статье [9].

$$n = \sqrt{1 + \frac{0,6961663\lambda^2}{\lambda^2 - 0,684043^2} + \frac{0,4079426\lambda^2}{\lambda^2 - 0,1162414^2} + \frac{0,897479\lambda^2}{\lambda^2 - 9,896161^2}}, \quad (1)$$

где n – показатель преломления; λ – длина волны.

Коэффициент поглощения кварцевой пластины α может быть найден на основании измерения коэффициента пропускания t исследуемого материала с параллельными полированными гранями из известного соотношения [10]:

$$t = \frac{(1 - R)^2 e^{-\alpha d}}{1 - R^2 e^{-2\alpha d}}, \quad (2)$$

где α – коэффициент поглощения; d – толщина исследуемого образца; R – коэффициент отражения, рассчитанный по формуле Френеля, для света, падающего перпендикулярно $R = (n - 1)^2 / (n + 1)^2$.

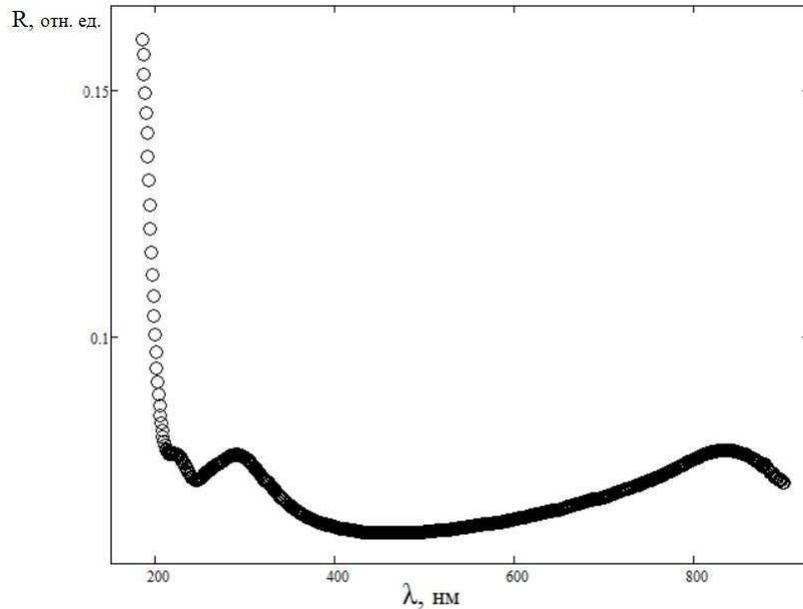


Рисунок 1 – Спектральные зависимости оптического отражения для пластины SiO_2

Путем несложных преобразований из уравнения (2) получим выражение для расчета коэффициента поглощения:

$$\alpha = \frac{-1 \ln \left[\frac{-1 \left(1 - \frac{1}{R}\right)^2}{2t} \right] + \sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(1 - \frac{1}{R}\right)^4 \frac{1}{4t^2}}}{d}. \quad (3)$$

С учетом многократного отражения от граней пластины на выходе суммарный коэффициент отражения имеет следующий вид:

$$\Sigma R = (|r|)^2 + \frac{\left[1 - (|r|)^2\right]^2 (|r|)^2 \exp(-2\alpha d)}{1 - (|r|)^4 \exp(-2\alpha d)}, \quad (4)$$

где r – коэффициент отражения кварцевой пластины, рассчитанный по формуле Френеля, для света, падающего под углом θ_1

$$r = \frac{\cos \theta_1 - n_2 \cos \theta_2}{\cos \theta_1 + n_2 \cos \theta_2}.$$

На рисунке 2 показана спектральная зависимость коэффициента отражения комплектного алюминиевого зеркала, рассчитанная по формуле:

$$R_{Al} = \frac{\sum R}{R_{\text{эксп}}}. \quad (5)$$

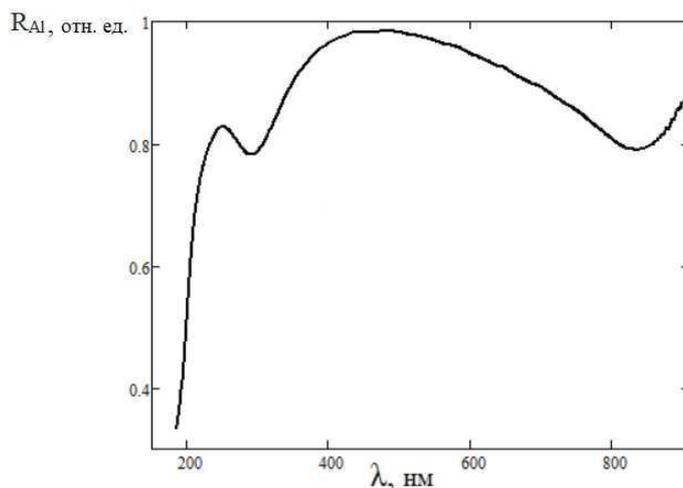


Рисунок 2 – Спектральная зависимость коэффициента отражения комплектного алюминиевого зеркала

Заключение

В работе проведен расчёт коэффициента отражения алюминиевого зеркала, используемого в спектрофотометре Shimadzu UV-2700 для регистрации спектров отражения образцов. Полученная зависимость позволит получать абсолютные значения для зависимости $R(\lambda)$ и проводить экспериментальные исследования оптических материалов с требуемой точностью измерения.

Список использованной литературы

1. Егорышева А.В., Бурков В.И., Каргин Ю.Ф., Махов В.Н. Спектры отражения кристаллов $Bi_{12}M_xO_{20 \pm \delta}$ ($M = Zn, Ga, Fe, [Ga,P], [Fe,P], [Zn,V]$) со структурой силленита // Журн. неорган. химии. – 2005. – Т. 50. – С. 1132–1137.

2. Барышев А.В., Анкудинов А.В., Каплянский А.А., Кособукин В.А., Лимонов М.Ф., Самусев К.Б., Усвят Д.Е. Оптическая характеристика синтетических опалов // ФТТ. – 2002. – Т. 44, № 9. – С. 1573–1581.
3. Kaniber M., Schraml K., Regler A., Bartl J., Glashagen G., Flassig F., Wierzbowski J., Finley J.J. Surface plasmon resonance spectroscopy of single bowtie nano-antennas using a differential reflectivity method // Scientific Reports. – 2016. – Vol. 6. – Art. Number 23203.
4. Заяц Н.С., Генцарь П.А., Бойко В.Г., Литвин О.С., Вуйчик Н.В., Стронский А.В., Янчук И.Б. Оптические свойства пленок GaN/Al₂O₃, легированных кремнием // ФТП. – 2009. – Т. 43, № 5. – С. 617–620.
5. Марков Л.К., Смирнова И.П., Павлюченко А.С., Кукушкин М.В., Закгейм Д.А., Павлов С.И. Применение двухслойных пленок ИТО в составе отражающих контактов светодиодов синего и ближнего ультрафиолетового диапазонов // ФТП. – 2014. – Т. 48, № 12. – С. 1713–1718.
6. Кистенева М.Г., Акрестина А.С., Худякова Е.С., Щербина В.В., Бородин М.В., Шандаров В.М., Шандаров С.М., Лисицын В.М., Степанов С.А. Оптические и волноводные свойства эпитаксиальных структур GaN/InGaN, выращенных на сапфировой подложке // Изв. вузов. Сер. Физика. – 2015. – Т. 58, № 8-3. – С. 24–27.
7. Руководство по эксплуатации спектрофотометра УФ-видимой области фирмы Шимадзу Shimadzu UV-2600/2700. – 2014. – 162 с.
8. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. – М.: Наука, 1970. – 855 с.
9. Kitamura R., Pilon L., Jonasz M., Optical constants of silica glass from extreme ultraviolet to far infrared at near room temperature // Applied Optics. – 2007. – Vol. 46, No 33.
10. Уханов Ю.И. Оптические свойства полупроводников. – М.: Наука, 1977. – С. 61–62.

Информация об авторах

Шандаров Станислав Михайлович, доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник, заведующий кафедрой электронных приборов, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Томск ул. Вершинина 74, ФЭТ, 225, e-mail: stanislavshandarov@gmail.com.

Акрестина Анна Сергеевна, доцент, кандидат физико-математических наук, кафедра электронных приборов, Томск, ул. Вершинина 74, ФЭТ, офис 215, e-mail: aka_83@mail.ru.

Михайленко Анастасия Валерьевна, студент 3 курса кафедры электронных приборов, e-mail: nastyamih1999@mail.ru.

Аксенов Константин Геннадьевич, студент 3 курса кафедры электронных приборов, e-mail: avmhno@gmail.com.

Н.С. Корнев, начальник группы;
К.В. Минеев, инженер-исследователь;
А.В. Назаров, начальник отдела, канд. техн. наук, доцент.
Филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седакова»,
г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**О ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ОТКРЫТОГО КОНЦА
ПРЯМОУГОЛЬНОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА
В КАЧЕСТВЕ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ МИКРОВОЛНОВОГО РАДИОМЕТРА
ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ БЫСТРОПРОТЕКАЮЩИХ
ГАЗОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ**

В докладе рассматривается возможность применения диэлектрических волноводов в составе микроволнового радиометра при исследовании быстропротекающих газодинамических процессов. Приводятся результаты компьютерного моделирования диаграммы направленности антенны в виде открытого конца диэлектрического волновода при зондировании диэлектрического полупространства и вакуума.

Ключевые слова: Радиометр, антенна, моделирование, диэлектрический волновод.

Исследование быстропротекающих процессов распространения детонационных и ударных волн внутри взрывчатых веществ является одним из приоритетных направлений газодинамики. При этом разрушающие условия газодинамического эксперимента накладывают существенные ограничения на выбор антенно-фидерных систем (АФС) измерительных комплексов. Так, в частности, АФС микроволнового радиометра, предназначенного для измерения тепловых характеристик газодинамического процесса, должна обеспечивать:

- размещение измерительной аппаратуры за взрывозащитной плитой вне прямой видимости от эпицентра взрыва;
- уровень потерь менее 7 дБ (при таком ослаблении флуктуационная чувствительность радиометрического приемника не превысит 300 К);
- перекрытие исследуемым объектом главного лепестка диаграммы направленности (диаметр исследуемых объектов в составе экспериментальныхборок варьируется от 30 до 120 мм).

Перечисленным условиям удовлетворяют прямоугольные диэлектрические волноводы (ДВ), которые ввиду своей низкой стоимости по сравнению с другими типами волноводов и удобств использования

(возможность легко производить радиальные изгибы) нашли широкое применение в составе АФС микроволновых радиоинтерферометров [1, 2]. Данный ДВ представляет собой прямоугольное полотно из фторопласта сечением $2,2 \times 1$ мм в пенополиэтиленовой оболочке, помещенной во внешнюю оболочку из ПВХ. При выполнении радиальных изгибов для исключения дополнительных амплитудных и фазовых искажений должно выполняться условие:

$$R_{\text{изг}} > 20\lambda, \quad (1)$$

где $R_{\text{изг}}$ – радиус изгиба ДВ; λ – рабочая длина волны.

Для обеспечения высокой эффективности применения прямоугольного ДВ в тракте радиометра его необходимо согласовать с приемным входом. С этой целью предлагается использовать плавные волноводные переходы с ДВ на прямоугольный металлический волновод стандартного сечения $2,4 \times 1,2$ мм [3].

Потери в ДВ и в волноводных переходах составляют около 0,5 дБ на каждом волноводном переходе и 4,5 дБ на участке ДВ длиной 2 м. Таким образом, общие потери в волноводной сборке длиной 2 м не превышают 5,5 дБ, оставляя запас минимум в 1,5 дБ на согласование антенны с ДВ.

Наиболее оптимальным решением с точки зрения согласования является использование в качестве приемной антенны открытого конца самого ДВ. Однако, чтобы судить о возможности его применения при зондировании быстропротекающих газодинамических процессов, необходимо исследовать его направленные свойства. Для этого было проведено численное моделирование диаграммы направленности (ДН) в САПР.

На первом этапе была получена объемная ДН для открытого конца ДВ. В качестве материала ДВ использовался фторопласт-4 с $\varepsilon = 2,2$, $\text{tg}\delta = 2 \cdot 10^{-4}$, моделирование проводилось на рабочей частоте гетеродина приемного канала $f_{\Gamma} = 92,5$ ГГц. Зона Фраунгофера была задана на расстоянии $l = 1$ м от апертуры. Объемная ДН представлена на рисунке 1,а, а ее двумерное распределение в плоскости YZ (плоскости поляризации основной волны) – на рисунке 1,б.

Как видно из рисунка 1, открытый конец ДВ является достаточно широконаправленной антенной с шириной главного лепестка по уровню -3 дБ $2\theta = 33^\circ$ (выделен голубыми линиями на рисунке 1,б). Максимальный уровень боковых лепестков составляет $-17,1$ дБ (отмечен зеленым кругом на рисунке 1,б), что позволяет не учитывать боковое излучение в условиях решаемых задач.

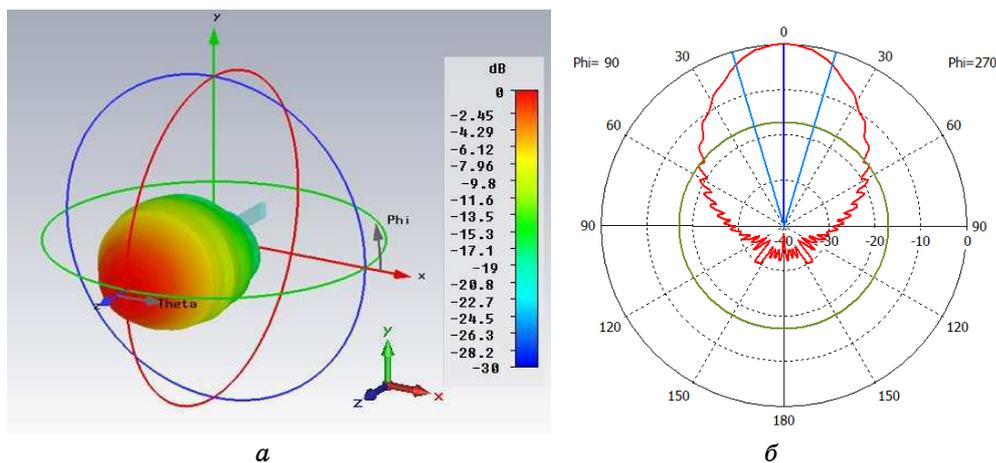


Рисунок 1 – Диаграмма направленности открытого конца ДВ:
a – трехмерное распределение; *б* – распределение в плоскости *YZ*

Как было отмечено в изначальных требованиях, главный лепесток диаграммы направленности антенны должен быть перекрыт исследуемым объектом. Ввиду широкой направленности антенны для расчета минимальных размеров исследуемого объекта была взята ширина главного лепестка ДН по уровню -10 дБ, составляющая $2\theta^* = 65^\circ$, тогда размеры исследуемого объекта должны определяться формулой:

$$R_{об} > r \operatorname{tg}(\theta^*), \quad (2)$$

где $R_{об}$ – радиус исследуемого объекта; r – расстояние от апертуры до исследуемого объекта; θ^* – угловой размер половины ширины главного лепестка ДН открытого конца ДВ по уровню -10 дБ.

Так, например, при удалении объекта от антенны на расстояние до 100 мм его радиус должен быть не менее 64 мм.

Стоит отметить, что данная оценка размеров исследуемого объекта справедлива только при зондировании в вакууме. При зондировании в диэлектрической среде необходимо учитывать ее индивидуальные электрофизические свойства (ϵ и $\operatorname{tg}\delta$).

На втором этапе была получена объемная ДН излучения из открытого конца прямоугольного ДВ в диэлектрике. На рисунке 2 изображена модель, в соответствии с которой рассчитывалась ДН. Область моделирования разбивалась на два полупространства. Первое полупространство представляет собой вакуум, где находится ДВ, торец которого соприкасается со вторым полупространством, заполненным диэлектриком.

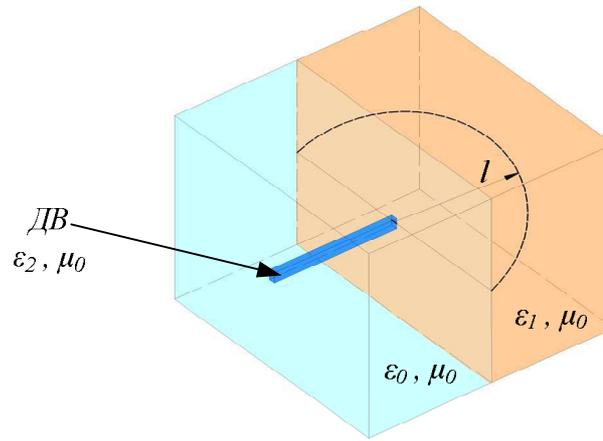


Рисунок 2 – Модель для расчета ДН в диэлектрике

В качестве материала ДВ использовался фторопласт-4 с $\epsilon = 2,2$. Зона Фраунгофера была задана на расстоянии $l = 1$ м от апертуры. В качестве диэлектрика второго полупространства использовался материал с $\epsilon = 2,8$ (такую диэлектрическую проницаемость в микроволновом диапазоне имеет ТНТ, наиболее часто используемый в экспериментах). Моделирование проводилось на рабочей частоте гетеродина приемного канала $f_{\Gamma} = 92,5$ ГГц. Двумерное распределение ДН в плоскости YZ представлено на рисунке 3.

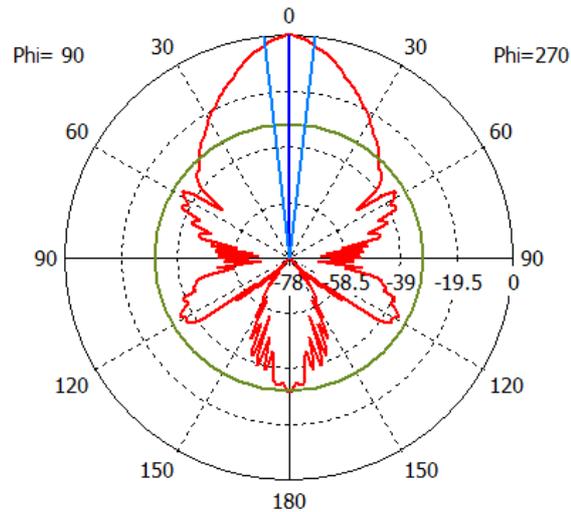


Рисунок 3 – Диаграмма направленности открытого конца ДВ, распределение в плоскости YZ

Как видно из рисунка 3, ДН открытого конца ДВ при зондировании в диэлектрик является более узконаправленной по сравнению со случаем зондирования в вакуум (см. рисунок 1,б). Ширина главного лепестка по уровню $-3 \text{ дБ} - 2\theta = 13^\circ$. Максимальный уровень боковых лепестков составляет -35 дБ . Ширина ДН по уровню $-10 \text{ дБ} - 2\theta^* = 25^\circ$. Это означает, что, согласно формуле (2), в ТНТ можно проводить зондирование на расстояние до 100 мм при радиусе образца не менее 23 мм.

Полученные результаты подтверждают возможность применения открытого конца прямоугольного ДВ в качестве приемной антенны микроволнового радиометра при исследовании быстропротекающих газодинамических процессов.

Список использованной литературы

1. Михайлов А.Л. Состояние и перспектива развития микроволновой радиоинтерферометрии для диагностики газодинамических процессов / А.Л. Михайлов, С.В. Катин, Н.И. Дмитриев [и др.] // Экстремальные состояния вещества. Детонация. Ударные волны: сборник тезисов докладов Международной конференции XV Харитоновские тематические научные чтения. – Саров, 2013. – С. 353–354.

2. Пат. 2569851 Российская Федерация, МПК H01P5/00, Микроволновый одноканальный радиоинтерферометр с волноведущим зондирующим трактом / Ю.И. Орехов, А.В. Марков, Н.С. Корнев [и др.]; заявл. 27.11.2013, опубл. 27.11.2015, Бюл. № 33.

3. Пат. 2557472 Российская Федерация, МПК H01P5/08, Волноводный переход от металлического волновода к диэлектрическому / В.Ф. Взятыхшев, Ю.И. Орехов, А.Г. Панкратов [и др.]; заявл. 21.01.2014, опубл. 20.07.2015, Бюл. № 20.

Информация об авторах

Корнев Николай Сергеевич – начальник группы, филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седакова», 603137, Нижний Новгород, ул. Тропинина, 47, e-mail: korneff15@rambler.ru.

Минеев Кирилл Владимирович – инженер-исследователь, филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седакова», 603137, Нижний Новгород, ул. Тропинина, 47, e-mail: mineevkv@gmail.com.

Назаров Андрей Викторович – кандидат технических наук, доцент, начальник отдела, филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седакова», 603137, Нижний Новгород, ул. Тропинина, 47, e-mail: nazarov52@mail.ru.

Г.Я. Шайдуров, проф., д-р техн. наук;
Д.С. Кудинов, доцент, канд. техн. наук,
Сибирский федеральный университет

**ИЗВЛЕЧЕНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ
В ИОННО-ПРОВОДЯЩИХ СРЕДАХ НА ОСНОВЕ
ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
И АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН**

Ионно-проводящие среды, типа морская вода и земля относятся к средам, существенно поглощающим электромагнитные волны, поэтому в докладе рассматриваются проблемы морской связи и геофизики, решение которых возможно на основе совместного использования электромагнитных и акустических, а также сейсмических волн.

Авторами теоретически и экспериментально установлен эффект управления проводимостью морской воды ультразвуком на три порядка превышающий действия гидростатического давления, на основе которого возможно создание принципиально нового вида связи и навигации с подводными аппаратами.

Описываются также результаты работы по извлечению геофизической информации о залежах углеводородов на основе сейсмоэлектрического эффекта в пассивных шумовых электрических и сейсмических полях земли в диапазоне частот 0,1–20 Гц.

Эффект параметрического взаимодействия электромагнитных волн в СВЧ диапазоне и сейсмических рэлеевских волн исследован также в приложениях к поиску различных подповерхностных объектов в Земле для решения инженерных задач.

Информация об авторах

Шайдуров Георгий Яковлевич – доктор технических наук, профессор, Институт инженерной физики и радиоэлектроники, Сибирский федеральный университет, 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79, e-mail: gshy35@yandex.ru.

Кудинов Данил Сергеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры Радиоэлектронные системы, Институт инженерной физики и радиоэлектроники, Сибирский федеральный университет, 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79, e-mail: kudinovdanic@yandex.ru.

А.И. Козлов, проф. каф. ТЭ РЭО ВТ, д-р физ.-мат. наук;
А.В. Трушин, аспирант каф. ТЭРЭО ВТ;
И.В. Автин, аспирант каф. ТЭРЭО ВТ,
Московский государственный технический
университет гражданской авиации,
г. Москва, Российская Федерация

**О ПОВЫШЕНИИ ДЕТАЛИЗАЦИИ
РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ
МЕТОДАМИ РАДИОПОЛЯРИМЕТРИИ**

Рассмотрен метод повышения детализации радиолокационного изображения земной поверхности на основе знания амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля на раскрыве антенны, разбиваемой на некоторое конечное множество площадок. Повышение качества детализации опирается на анализ амплитудно-фазового распределения на одной из площадок, аналогично разбиваемой на дискретное число вторичных площадок, знание амплитудно-фазового распределения на которых позволяет выявить более тонкую структуру исследуемой поверхности.

Ключевые слова: поляризация, структура поверхности, матрица рассеяния, амплитудно-фазовое распределение, радиолокационное изображение.

При мониторинге земной поверхности важной задачей является возможность различения и идентификации объектов. Для ее решения требуется получение детализированного радиолокационного изображения структуры поверхности.

В [2] рассмотрен метод численного решения обратной задачи рассеяния электромагнитных волн на препятствии, в соответствии с которым по распределению отраженного поля, определяемого модулем и аргументом комплексной амплитуды напряженности электрического поля, можно восстановить исходную зондируемую поверхность [2, 3, 5]. Рассмотрим возможность повышения детализации радиолокационного изображения, опираясь на данную методику.

В основе метода лежит знание амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля на раскрыве антенны ($M_{x,y}$, рисунок 1), разбиваемой на некоторое конечное множество площадок L_i ($i = 1 \dots N^2$). Повышение качества детализации опирается на анализ амплитудно-фазового распределения на одной из площадок L_i ,

аналогично разбиваемой на дискретное число вторичных площадок L_{ij} , знание амплитудно-фазового распределения на которых позволяет выявить более тонкую структуру исследуемой поверхности.

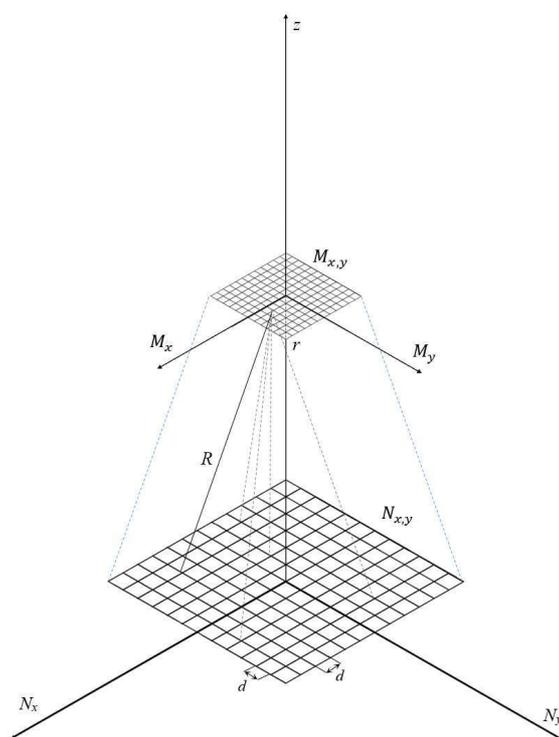


Рисунок 1 – Взаимное расположение объектов и плоскости наблюдения отраженного от объектов электромагнитного поля

Рассмотрим случай, когда на поляризационно неоднородной поверхности $(N_{x,y})$ находятся некоторые объекты, представленные набором поляризационно чувствительных элементов, характеризуемых матрицами рассеяния вида $\dot{S}_i = \begin{pmatrix} s_{11i} & s_{12i} \\ s_{21i} & s_{22i} \end{pmatrix}$, расположенных в некоторых произвольных точках моделируемой поверхности (рисунок 2,а).

Элементы матриц рассеяния \dot{S}_i выбирались таким образом, чтобы амплитудное распределение от моделируемых объектов соответствовало закону Рэлея, а фазовое – равномерному.

На рисунке 2,б,в показан пример амплитудно-фазового распределения в плоскости $M_{x,y}$, полученного при наблюдении моделируемой поверхности $N_{x,y}$.

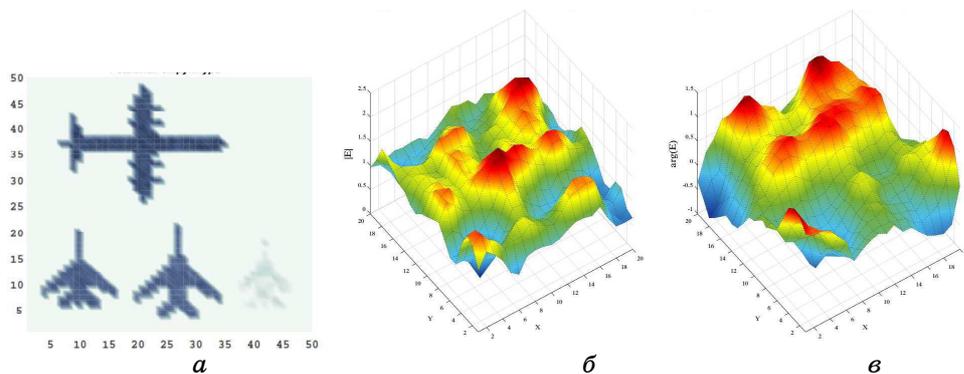


Рисунок 2 – Структура исходной моделируемой поверхности (а) и пример полученного амплитудного (б) и фазового распределения (в)

Если в качестве исходного поляризационного базиса выбрать произвольный, характеризуемый параметрами γ, φ , то элементы матриц рассеяния \dot{S}_i будут подвергнуты следующему преобразованию [1, 4]:

$$q_{11} = s_{11}e^{j(-2\varphi)} \cos(\gamma)^2 + s_{22}e^{j(2\varphi)} \sin(\gamma)^2 + s_{12} \sin(2\gamma). \quad (1)$$

В соответствии с методикой, подробно описанной в [2, 3, 5], восстановим исходную моделированную поверхность. На рисунке 3 представлена восстановленная структура поверхности в трех различных поляризационных базисах при наличии случайных шумовых искажений, распределённых по нормальному закону.

Как видно из рисунка 3, при переходе в некоторый другой поляризационный базис, структура восстанавливаемой поверхности претерпевает изменения. Для каждого элемента структуры будет иметь место такая поляризация, на которой интенсивность принимаемого сигнала будет максимальной [1, 4]. Для восстановления исходной поверхности будем накапливать радиолокационное изображение, получаемое на различных видах поляризации.

На рисунке 4,а изображена восстановленная поверхность, полученная путем накопления шести радиолокационных изображений, снятых на шести различных поляризациях. С увеличением количества накапливаемых радиолокационных изображений (соответственно и числа поляризаций), восстанавливаемая структура обретает более четкую структуру. На рисунке 4,б представлена восстановленная структура при накоплении 16 радиолокационных изображений. После накопления 48 радиолокационных изображений удастся получить выраженную структуру исходной моделируемой поверхности (рисунок 4,в).

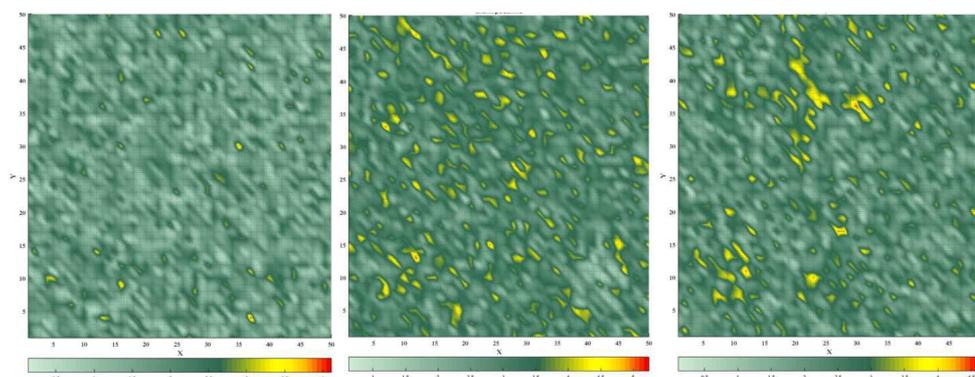


Рисунок 3 Структура наблюдаемой поверхности на трех разных поляризациях

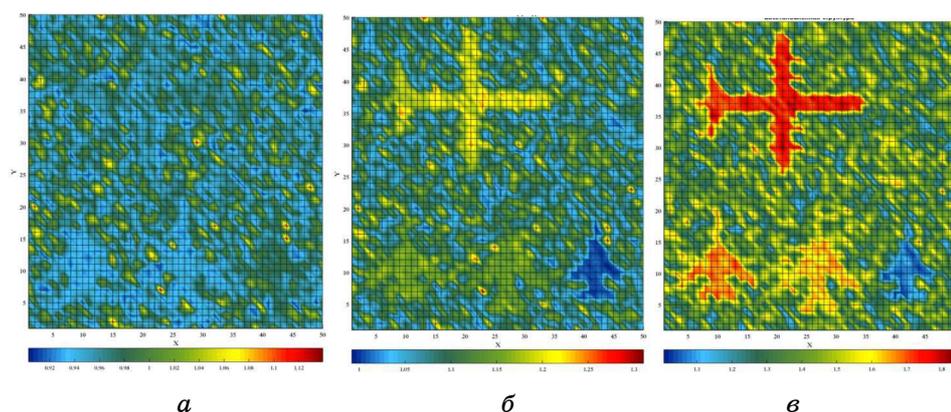


Рисунок 4 – Восстанавливаемая накоплением структура поверхности

Таким образом, рассмотренный метод, основанный на знании амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля на раскрыве антенны, обосновывает возможность повышения детализации радиолокационного изображения наблюдаемой поверхности. В свою очередь это открывает возможность к улучшению различения и идентификации объектов наблюдения.

Список использованной литературы

1. Козлов А.И., Логвин А.И, Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Радиополяриметрия сложных по структуре сигналов. – М. : Радиотехника, 2008. – 648 с.
2. Козлов А.И., Маслов В.Ю. Численный метод решения трехмерной обратной задачи рассеяния электромагнитных волн на препятствии // Научный Вестник МГТУ ГА. – 2012. – № 179. – С. 135–139.

3. Затучный Д.А., Козлов А.И., Трушин А.В. Различение объектов наблюдения, находящихся в пределах облучаемого участка поверхности // Информатизация и связь. – 2018. – № 5. – С. 12–21.

4. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. – Ленинград : Гидрометеиздат, 1981. – 279 с.

5. Козлов А.И., Трушин А.В., Автин И.В. Возможность определения матриц рассеяния и местоположения радиолокационных целей, находящихся в одном элементе разрешения, методами радиополяриметрии // VII Всероссийские Армандовские чтения. Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн : материалы Всероссийской научной конференции. – 2017. – С. 140–148.

6. Автин И.В., Трушин А.В. Об обнаружении и разрешении слабоконтрастных малоподвижных радиолокационных целей, находящихся в пределах элемента разрешения // Научный Вестник МГТУ ГА. – 2015. – № 222. – С. 80–85.

Информация об авторах

Козлов Анатолий Иванович – доктор физико-математических наук, профессор, кафедра технической эксплуатации радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта, Московский государственный университет гражданской авиации, 125993, г. Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20, e-mail: vilandes@yandex.ru.

Трушин Алексей Владиславович – аспирант, кафедра технической эксплуатации радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта, Московский государственный университет гражданской авиации, 125993, г. Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20, e-mail: truetrushin@yandex.ru.

Автин Игорь Викторович – аспирант, кафедра технической эксплуатации радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта, Московский государственный университет гражданской авиации, 125993, г. Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20, e-mail: igarrykavt@gmail.com.

А.И. Козлов, проф. каф. ТЭ РЭО ВТ, д-р физ.-мат. наук;
И.В. Автин, аспирант каф. ТЭРЭО ВТ;
А.В. Трушин, аспирант каф. ТЭРЭО ВТ.
Московский государственный технический
университет гражданской авиации
г. Москва, Российская Федерация

ОБ ОПРЕДЕЛЕНИИ КОМПЛЕКСНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МЕТОДАМИ РАДИОПОЛЯРИМЕТРИИ

При отражении электромагнитных волн от достаточно гладких поверхностей и широкого круга негладких и шероховатых поверхностей путем проведения относительных измерений напряжений в ортогональных каналах приемного устройства можно определить значение комплексной диэлектрической проницаемости очень широкого класса подстилающих покровов, используя только отношение амплитуд и разности фаз сигналов в ортогональных каналах приемника.

Ключевые слова: поляризация, диэлектрическая проницаемость, матрица рассеяния.

Мониторинг поверхности является одной из наиболее важных задач дистанционного зондирования. Полученные при этом результаты используются при решении задач определения физического состояния как естественных подстилающих покровов (поверхность земли, моря и реки, леса, торфяники, ледовые покрытия и т.д.), так и поверхностей антропогенного характера (зоны аэропортов, дорожные покрытия, ландшафт в промышленных и жилых зонах и т.п.). Самостоятельное значение имеет задача определения уровня загрязнения окружающей среды. Большое будущее за дистанционным зондированием открывается при зондировании поверхностей планет и различных космических объектов.

Существует множество методов классификации объектов мониторинга подстилающих покровов и объектов деятельности человека. В основе этих классификаций лежат различные геометрические, физические, функциональные и другие признаки и назначения объектов исследования.

В качестве инструментов дистанционного зондирования выступают геофизические, электрофизические, оптические, акустические и другие методы.

Ниже рассматриваются некоторые возможности, которые открывают методы радиополяриметрии при решении задач дистанционного зондирования.

При использовании дистанционных радиофизических методов в задачах мониторинга окружающей среды центральное место принадлежит решению задачи определения её электрофизических характеристик, т.е. определение диэлектрической проницаемости ε , проводимости σ и магнитной проницаемости μ , поскольку именно эти три характеристики в соответствии с Максвелловской теорией поля являются полными характеристиками любого исследуемого объекта (в рассматриваемом методе μ считается равной 1, а вопросы магнитной анизотропии не затрагиваются).

Это определяет то, что классификация окружающей среды при радиофизических методах сводится к определению ε и σ , которые являются основой определения классов объектов мониторинга. В практической электродинамике, как правило, ε и σ рассматриваются в качестве составляющих одной характеристики – комплексной диэлектрической проницаемости $\dot{\varepsilon} = \varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon_0} = \varepsilon' + i\varepsilon''$.

Один из методов решения задачи дистанционного зондирования подстилающих покровов приведен в [1], где показано, что при отражении электромагнитных волн от достаточно гладких поверхностей и широкого круга негладких и шероховатых поверхностей путем проведения относительных измерений напряжений в ортогональных каналах приемного устройства можно определять значение комплексной диэлектрической проницаемости очень широкого класса подстилающих покровов, *используя только отношение амплитуд f и разности фаз δ сигналов в ортогональных каналах приемника*. При решении задач дистанционного зондирования, как показано в [2], целесообразно использовать вместо f и δ так называемое поляризационное отношение \dot{f} , представляющее собой комплексную величину, объединяющую обе характеристики и равную $\dot{f} = |f|e^{i\delta}$.

В случае достаточно гладких поверхностей отношение принимаемых сигналов в ортогональных каналах представляет собой отношение Френелевских коэффициентов отражения на вертикальной \dot{R}_{vp} и горизонтальной \dot{R}_{hp} поляризациях [3], т.е.

$$\dot{f} = \frac{\dot{R}_{vp}}{\dot{R}_{hp}} = \left| \frac{\dot{R}_{vp}}{\dot{R}_{hp}} \right| e^{i\delta}, \quad (1)$$

где

$$\dot{R}_{vp} = \frac{\dot{\varepsilon} \cos(\theta) - \sqrt{\dot{\varepsilon} - \sin^2(\theta)}}{\dot{\varepsilon} \cos(\theta) + \sqrt{\dot{\varepsilon} - \sin^2(\theta)}}; \quad \dot{R}_{hp} = \frac{\cos(\theta) - \sqrt{\dot{\varepsilon} - \sin^2(\theta)}}{\cos(\theta) + \sqrt{\dot{\varepsilon} - \sin^2(\theta)}},$$

где θ – угол, под которым осуществляется наблюдение.

Модуль поляризационного отношения \dot{f} определяется отношением напряжения в канале, осуществляющем приём вертикально-поляризованной составляющей, к напряжению в канале, осуществляющем приём горизонтально-поляризованной составляющей. Аргументом \dot{f} является разность фаз δ между сигналами в соответствующих каналах.

Использование выше представленных соотношений приводит к следующей формуле [3]:

$$\dot{\varepsilon} = \left[1 + \frac{4\dot{f}}{(1-\dot{f})^2} \sin^2(\theta) \right] \tan^2(\theta). \quad (2)$$

На рисунке 1 представлена зависимость модуля комплексной диэлектрической проницаемости от модуля фазового соотношения \dot{f} для различных значений фазового сдвига напряжения в ортогональных каналах.

Знание представленных величин ε' и ε'' даёт возможность определять тип исследуемой среды. На рисунке 3 представлена интерпретация среды в зависимости от измеренного значения комплексной диэлектрической проницаемости.

Как видно из представленных зависимостей, расчетное значение диэлектрической проницаемости в сильной степени зависит от отношения амплитуд напряжений принятой радиоволны в ортогональных каналах приёмника f и разности фаз между этими каналами δ . Что даёт возможность амплитудно-фазовому соотношению поставить в соответствие определенный тип подстилающих покровов.

Таким образом представленная методика дистанционного зондирования открывает дополнительные возможности к решению производственных задач, связанных с мониторингом территорий и представляет особый интерес в вопросах предупреждения пожароопасного состояния широкого класса естественных подстилающих покровов, таких как торфяники.

Среда	Относительная диэлектрическая проницаемость
Пресная вода	81
Торф	50 — 78
Песок влажный	20 — 30
Глина влажная	19 — 27
Ил	13 — 27
Суглинок влажный	10 — 20
Гранит	9
Суглинок сухой	4 — 6
Песок сухой	4 — 6
Пресный лёд	4
Бетон сухой	3 — 7
Асфальт сухой	3 — 6
Глина сухая	2 — 7
Воздух	1

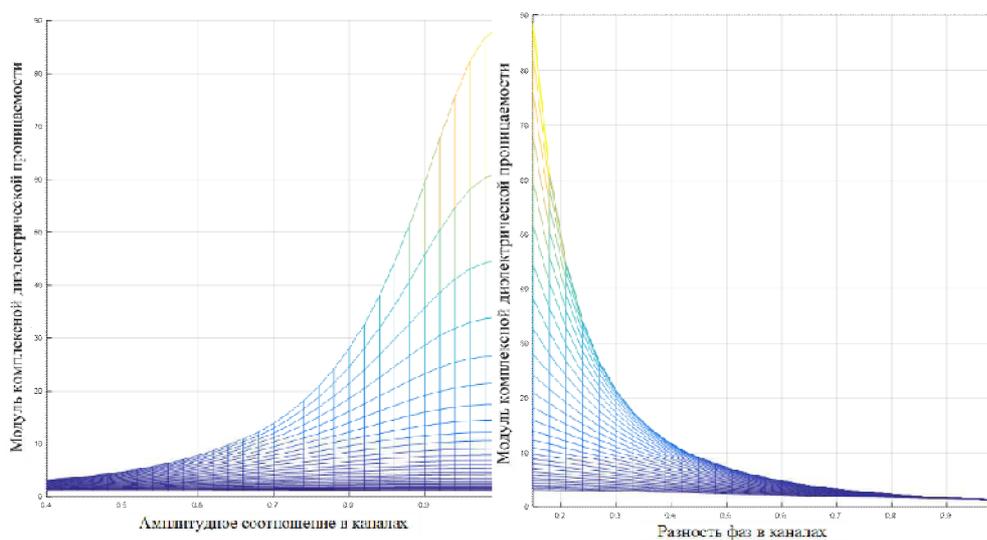
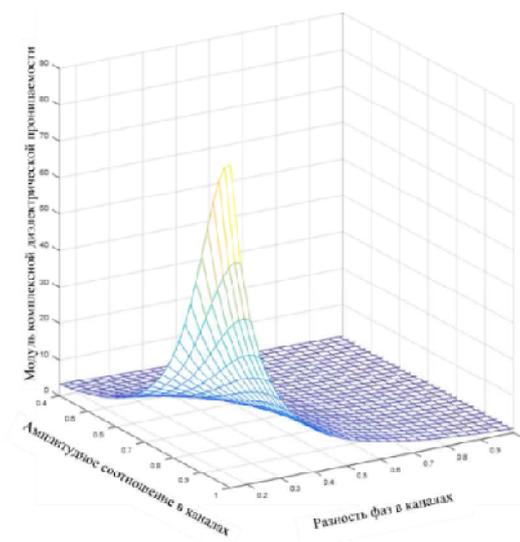


Рисунок 1 – Зависимость модуля комплексной диэлектрической проницаемости от амплитудного соотношения в каналах и от фазового сдвига в каналах

Список использованной литературы

1. Козлов А.И., Логвин А.И, Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Радиополяриметрия сложных по структуре сигналов. – М. : Радиотехника, 2008.

2. Козлов А.И., Логвин А.И, Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. – М. : Радиотехника, 2005.

3. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. – Ленинград : Гидрометеиздат, 1981.

4. Автин И.В., Трушин А.В. Об обнаружении и разрешении слабоконтрастных малоподвижных радиолокационных целей, находящихся в пределах элемента разрешения // Научный Вестник МГТУ ГА. – 2015. – № 222. – С. 80–85.

5. Сколник М.И. Справочник по радиолокации. Кн. 1. – М. : Техносфера, 2014.

Информация об авторах

Козлов Анатолий Иванович – доктор физико-математических наук, профессор, кафедра технической эксплуатации радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта, Московский государственный университет гражданской авиации, 125993, г. Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20, e-mail: vilandes@yandex.ru.

Автин Игорь Викторович – аспирант, кафедра технической эксплуатации радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта, Московский государственный университет гражданской авиации, 125993, г. Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20, e-mail: igarrykavt@gmail.com.

Трушин Алексей Владиславович – аспирант, кафедра технической эксплуатации радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта, Московский государственный университет гражданской авиации, 125993, г. Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20, e-mail: truetrushin@yandex.ru.

СЕКЦИЯ 2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

УДК 537.876.23

Л.И. Шарыгина, проф., канд. техн. наук.
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

ЭЛЕКТРОМОБИЛЬ – ПРОШЛОЕ ИЛИ БУДУЩЕЕ?

Сообщается история создания электромобиля. Рассмотрены его достоинства, недостатки и перспективы применения в будущем.

Ключевые слова: электромобиль, аккумулятор, экология

Под термином электромобиль имеется в виду автомобиль, у которого для привода ведущих колес используется электрическая энергия, получаемая от химического источника тока.

Электромобиль появился раньше, чем двигатель внутреннего сгорания. Еще в 1828 году венгерский изобретатель Аньоc Джедлик смастерил передвигающуюся на электрической энергии тележку, больше напоминающую скейтборд, нежели автомобиль, но изобретение Джедлика послужило мощным толчком в развитии данного направления инженерии [1].

Первый электромобиль в виде тележки с электромотором был создан в 1841 году.

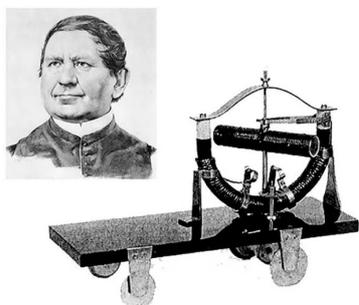


Рисунок 1 – Аньоc Джедлик и его электромобиль

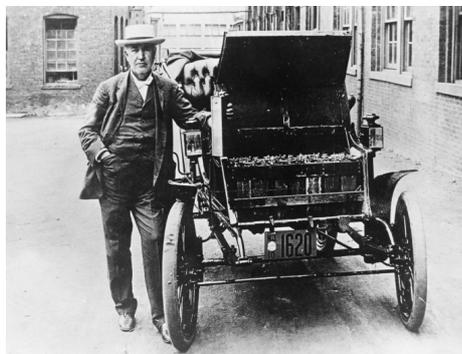


Рисунок 2 – Томас Эдисон со своим первым электрическим автомобилем – Edison Baker, 189 [2]

В 80-х годах 19 века начался бум электромобилестроения, вызванный созданием сравнительно лёгких, а главное, достаточно ёмких и подзаряжаемых аккумуляторов. Это время многие называют «золотым веком» электромобилей. В те времена двигатели внутреннего сгорания считались малоперспективными. Средние электромобили тех лет могли развивать скорость до 3 км/час, а одной подзарядки батареи хватало на целый день. К тому же электромоторы заводились практически без проблем, не требовали переключения передач и работали довольно тихо.

Полной противоположностью в то время был автомобиль. Его мотор грохотал, капризничал, выпускал огромные облака гари, которые к тому же имели отвратительный бензиновый запах. Запускались такие автомобили вручную, а для их управления требовалось переключать передачи, поэтому они не пользовались спросом у покупателей в то время.

В 20-х годах ситуация кардинально поменялась, когда все заметней стал проявляться главный недостаток электромобилей – недостаточный запас хода. Постепенно электромобили утратили свои лидирующие позиции. Одни говорят потому, что аккумуляторы были слишком капризными, другие — о слишком высокой стоимости, а третьи — о сговоре между инвесторами в нефтяную отрасль и автопроизводителями.

Фактически стремительно развивающаяся история создания электромобилей завершилась к 1930 году – к этому времени их практически прекратили производить.

Возрождение интереса к электромобилям произошло в 1960-е годы из-за экологических проблем автотранспорта, а в 1970-е годы и из-за резкого роста стоимости топлива в результате энергетических кризисов.

Появились энтузиасты, готовые вложить в отрасль немалые средства. К тому же стало понятно, что запасы нефти не безграничны. Поэтому некоторые компании начали выпускать электрические транспортные средства. Первый современный серийный автомобиль GM EV1 был выпущен в США в 1996–2003 годах [3].

Ещё один занятный факт – электромобили стали единственными средствами передвижения, которые смогли покинуть Землю и работать на других небесных телах. Все виды советских, американских и китайских луноходов и марсоходов по вполне понятным причинам имеют исключительно электрический привод, а источником энергии для них стали солнечные батареи.

Согласно исследованиям IDTechEx, индустрия электротранспорта достигла в 2005 году уровня продаж в 31,1 миллиардов долларов по всему миру (включая гибридный транспорт). К 2015 году рынок электротранспорта вырастет примерно в 7 раз и достигнет \$227 млрд.

Одна из проблем электромобилей, тормозящая их распространение, это высокая цена. Когда будет найден способ наладить массовое производство аккумуляторов, стоимость снизится, но пока ценовой фактор останавливает многих

Кроме того, время от времени даже у поклонников электромобилей возникают сомнения относительно экологической безопасности электромобилей. Само использование электричества абсолютно безвредно, но вот при его выработке в атмосферу выбрасывается огромное количество вредных веществ. Человечеству ещё предстоит изыскать возможность отказа от применения тепловых электростанций и перехода к солнечной и ветровой энергии.

Но главное даже не это. Сама идея перехода на электромобили в мировом масштабе для сохранения окружающей среды порочна! И не в том дело, что производство аккумуляторов – это вредное производство. А в том, что данный проект принципиально невозможен: все автомобили мира потребляют энергии в несколько раз больше, чем вырабатывают все электростанции планеты. Увеличить количество электростанций в дополнение к построенным в разы? Невозможно. Да и для экологии это будет просто катастрофа, потому что электростанции топят, как известно, углём, мазутом и газом, а гидроэлектростанции затапливают огромные пахотные площади, губя целые экосистемы [4].

И тем не менее Производство электромобилей в Китае может достичь 1 млн штук в 2019 году и 3 млн единиц к 2020 г., заявил журналистам в кулуарах продолжающегося съезда Коммунистической партии КНР Сюй Хей (Xu Hei), председатель правления автопроизводителя BAIC Group [5].



Рисунок 3 – Электромобиль в музее электричества университета г. Павия (Италия)

Список использованной литературы

1. <https://zen.yandex.ru/media/id/59e765f4256d5c1cc5851606/pervye-elektromobili--istoriia-kotoroi-uje-pochti-200-let-59eb12ff57906a0ee85>.
2. Из истории первых электромобилей (1880–1920) [Электронный ресурс]. – URL: <https://cameralabs.org/8783-iz-istorii-pervykh-elektromobilej-1880-1920>.
3. История электромобилей: от истоков зарождения в 19-м до взлета и падения в 20-м веке [Электронный ресурс]. – URL: <http://dr-znai.com/istoriya-elektromobilej.html>.
4. Who is mister Mask? Story, 201, стр. 68–78.
5. В 2018 году производство электромобилей в Китае достигнет миллиона штук [Электронный ресурс]. – URL: <https://3dnews.ru/960194>.

Информация об авторах

Шарыгина Людмила Ивановна – кандидат технических наук, профессор кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: gssh@mail.tomsknet.ru.

УДК 341.229

А.И. Баскаков, проф. каф. РТП и АС, д-р техн. наук;
А.А. Комаров, заведующий каф. РТП и АС, канд. техн. наук,
аспирант каф. РТП и АС.
Научный исследовательский университет
«Московский энергетический институт»,
г. Москва, Российская Федерация

ФОРМИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ ПОИСКА И ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ КОСМИЧЕСКОГО МУСОРА С ИНВЕРСНО СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ

В статье представлен обзор принципа инверсного синтезирования апертуры антенны для многопозиционной радиолокационной системы с использованием алгоритма интерферометрии с доплеровской системой траекторных измерений, основанного на кратковременном преобразовании Фурье (КПФ). Приведены результаты

теоретического расчета сигнала, отраженного от простой цели.

Ключевые слова: *Инверсный синтез апертуры; многопозиционная радиолокация; космический мусор.*

Введение

Одной из актуальных задач сегодня является определение характеристик космического мусора (КМ) в околоземном пространстве, поскольку столкновение любого из этих объектов с действующим космическим аппаратом может повредить его или даже вывести из строя.

В работе [1] предложено решение данной задачи с применением многопозиционной радиолокационной системы (МПРЛС) на основе протяжённых антенных полей. Для МПРЛС выбрана следующая структура: в качестве передающей антенны используется зеркальная антенна диаметром 64 метра (ТНА-1500 на подмосковном полигоне «Медвежья Озера»), приёмная часть – неэквидистантная фазированная антенная решетка, расположенная в районе города Калязин. Расстояние между пунктами излучения и приёма составляет 150 км.

Современные РЛС и устройства, использующие широкополосные когерентные приёмники и эффективные методы цифровой обработки сигналов [2], обеспечивают лучшее качество получаемой радиолокационной информации. Они позволяют формировать инверсно синтезируемые двумерные радиолокационные изображения (РЛИ) космических объектов с высоким разрешением.

Во многих работах восстановление формы и размеров космических объектов основано на доплеровской фильтрации сигналов, отражённых от объектов КМ [3].

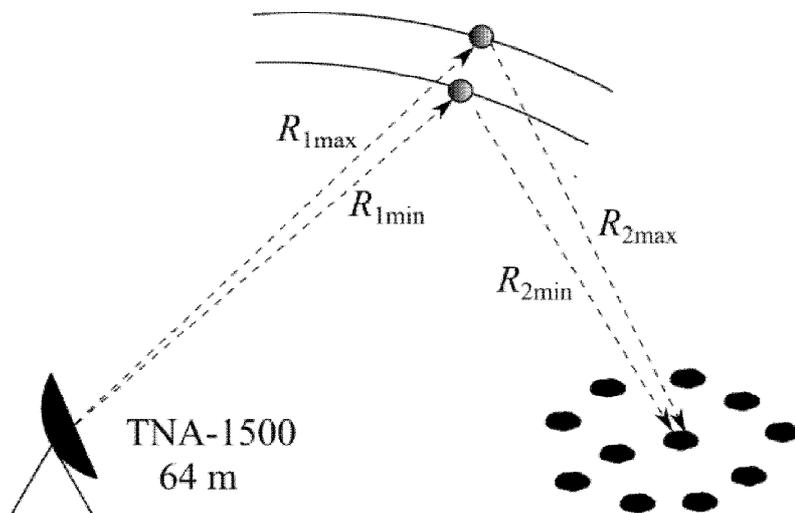


Рисунок 1 – Поиск и обнаружение КМ на средних орбитах

Инверсный синтез апертуры

Для формирования радиолокационного изображения с высоким разрешением в РЛС с инверсным синтезом апертуры (ИСА) используется широкополосный сигнал. Однако даже при помощи РЛС большой мощности сохраняется проблема обнаружения объектов размерами 1–10 см на расстоянии 100–1000 км. Кроме того, для обеспечения чувствительности обнаружения необходимо ограничить полосу пропускания системы. Это требование вступает в конфликт с предыдущим, поэтому становится невозможным получить разрешение по дальности лучше, чем 10 см. Однако, приняв во внимание, что объекты КМ вращаются вокруг своей оси с определённой угловой скоростью, для получения двумерного изображения мы можем извлечь из отражённого сигнала информацию о боковой дальности, если наблюдение длится более одного периода вращения.

Модель отражённого сигнала боковой дальности рассеивателя может быть записана как [4]

$$s(t_k) = A_k \exp\left(j2\pi f_0 \left(t - \frac{2R(t_k)}{c}\right)\right), \quad (1)$$

где t – время прихода, соответствующее фиксированному элементу разрешения (полное время); t_k – время выборки по боковой дальности (медленное время); A_k – амплитуда сигнала; σ_k – коэффициент обратного рассеяния цели; f_0 – частота несущей; c – скорость света; $R(t_k)$ – текущая дальность между целью и РЛС:

$$R(\theta_k) = x \sin \theta_k + y \cos \theta_k, \quad (2)$$

где x, y – начальные координаты в плоскости вращения цели.

Если присутствует только поступательное движение цели, доплеровский сдвиг каждой точки цели будет идентичным и не будет влиять на принятый сигнал, поэтому становится возможным скомпенсировать его и заменить исходную модель цели на эквивалентную. В таком случае функция дальности будет содержать только вращательную составляющую вида $R(t_k) = r'_k \sin(\omega t + \gamma_k)$, и после компенсации поступательного движения сигнал боковой дальности может быть записан как

$$s(t_k) = A_k \exp\left(\frac{-j4\pi}{\lambda} r'_k \sin(\omega t + \gamma_k)\right). \quad (3)$$

Поле обратного рассеяния цели можно выразить как суперпозицию полей обратного рассеяния K точечных рассеивателей в приближении более высокой частоты:

$$s(t_k) = \sum_{k=1}^K A_k \exp\left(\frac{-j4\pi}{\lambda} r_k \sin(\omega\tau + \gamma_k)\right). \quad (4)$$

Наиболее простым и устойчивым методом спектрального анализа является кратковременное преобразование Фурье (КПФ) [6]. Спектрограмма, или частотно-временной спектр мощности, задается методом КПФ как

$$S(t, f) = \left\{ \int s(t')w(t' - t)e^{-j2\pi ft'} dt' \right\}^2, \quad (5)$$

где $s(t)$ – сигнал; $w(t)$ – оконная функция.

В алгоритме интерферометрии с доплеровской системой траекторных измерений для формирования радиолокационного изображения принятый сигнал боковой дальности при помощи КПФ преобразуется в частотно-временную область.

Моделирование простой цели

В качестве примера рассмотрим цилиндр радиусом $r = 5$ см, длиной $L = 20$ см и угловой скоростью 0,2 рад/с. На рисунках ниже показана сама модель, модель эхо-сигнала, отраженного от объекта, и изображение дальности в зависимости от угла поворота, полученное из спектрограммы отражённого сигнала.

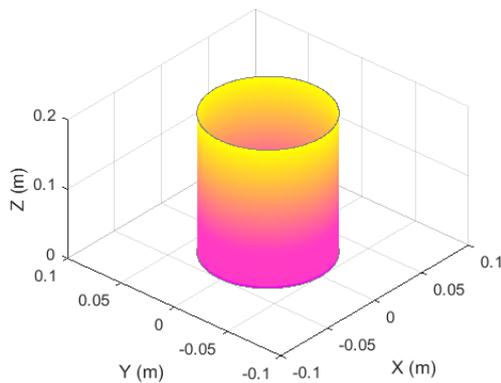


Рисунок 2 – Трехмерная модель цели

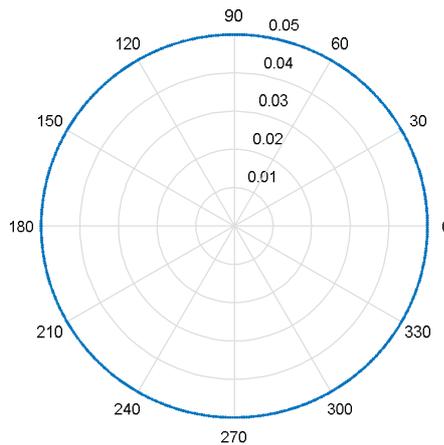


Рисунок 3 – Проекция цели в полярных координатах

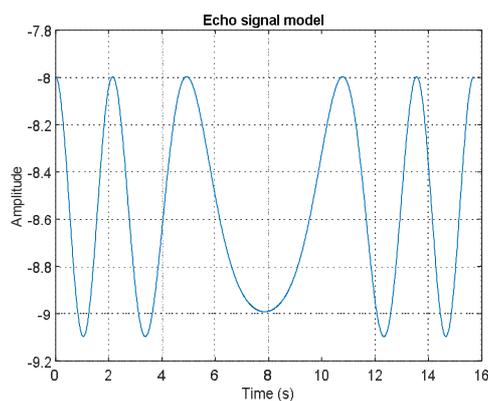


Рисунок 4 – Модель сигнала, отражённого от цели

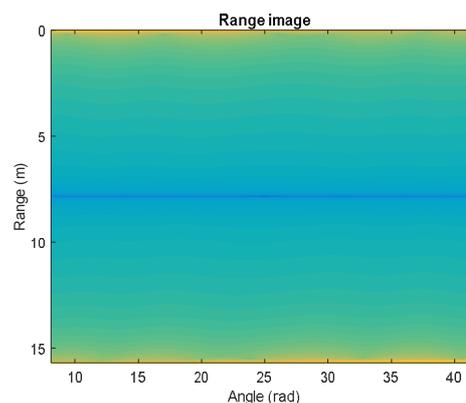


Рисунок 5 – Зависимость дальности цели от угла поворота

Заключение

Для задачи обнаружения КМ выбрана геометрия многопозиционной РЛС на основе протяжённых антенных полей.

Координатную и некоординатную информацию, а также траекторию движения объектов КМ можно определить в режиме инверсного синтеза апертуры РЛС для зоны Френеля. В будущем этот метод планируется рассмотреть более детально.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда (проект №17–19–01616).

Список использованной литературы

1. Baskakov A.I., Grachyov V.G., Gusevsky V.I., Komarov A.A. Problem of detecting space debris objects using multi-position radar system : 2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium – Fall (PIERS - FALL). – Singapore, 2017. – Pp. 1069–1073.
2. Donald R. Wehner. High-Resolution Radar / Donald R. Wehner. – 2nd ed. – Boston, London : Artech House, 1995.
3. Walker J.L. Range-Doppler imaging of rotating objects // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. – 1980. – Vol. AES-16, no. 1. – Pp. 23–52.
4. Swiercz E. Doppler Radar tomography of rotated object in noisy environment based on time-frequency transformation // in Signal Processing Symposium (SPSymo), 2015.

Информация об авторах

Баскаков Александр Ильич – доктор технических наук, профессор, кафедры радиотехнических приборов и антенных систем, Научный исследовательский университет «Московский энергетический институт», 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, д.14, e-mail: baskakovai@mpei.ru.

Комаров Алексей Александрович – кандидат технических наук, заведующий кафедрой радиотехнических приборов и антенных систем, Научный исследовательский университет «Московский энергетический институт», 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, д.14, e-mail: alex_alex_komarov@mail.ru.

Рубан Анна Викторовна – аспирант кафедры радиотехнических приборов и антенных систем, Научный исследовательский университет «Московский энергетический институт», 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 14, e-mail: rubanav@mpei.ru.

УДК 621.396.96

А.И. Баскаков, проф. каф. РТП и АС, д-р техн. наук;
В.Г. Грачёв, доцент каф. РТП и АС, канд. техн. наук;
А.А. Комаров, зав. кафедрой РТП и АС, канд. техн. наук,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
г. Москва, Российская Федерация

АЛГОРИТМ ИНВЕРСНОГО СИНТЕЗА АПЕРТУРЫ В АКТИВНЫХ РАЗНЕСЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ КОСМИЧЕСКОГО МУСОРА

В статье рассматривается алгоритм инверсного синтеза апертуры в многопозиционных радиолокационных системах для построения радиоизображений малоразмерных космических объектов естественного и искусственного происхождения. Для реализации азимутальной разрешающей способности используется когерентное накопление эхо-сигналов за время нахождения объекта космического мусора в пределах диаграммы подсвета. Разрешение объекта в продольном направлении осуществляется с применением широкополосных когерентных зондирующих сигналов сложной формы.

Ключевые слова: *Космический мусор; инверсный синтез; многопозиционная радиолокационная система.*

Современные радиолокационные системы и средства, использующие широкополосные когерентные приемники и эффективные методы цифровой обработки сигналов [1–3], обеспечивают новое качество получаемой радиолокационной информации. В частности, позволяют формировать инверсно синтезируемые двумерные радиолокационные изображения (РЛИ) космических объектов с высоким разрешением [4].

Для эффективного использования РЛИ при решении практических задач необходимо получать изображения космических объектов с потенциально лучшей разрешающей способностью и минимальным уровнем цифрового фона, для чего требуется обеспечить описание функции неопределенности радиолокационного сигнала при инверсном синтезировании для широких диапазонов изменения частот зондирующего сигнала и углов локации. Известные из литературы описания функции неопределенности радиолокационного сигнала при инверсном синтезировании двумерных РЛИ объектов [4–10] посвящены частным случаям зондирования на фиксированной частоте, в узкой полосе частот, узком секторе углов локации. Кроме того, существуют неточности в описании функции неопределенности [7, 8] вытекающие из не учтенной кривизны области определения сигнала при его свертке.

В данной работе рассматривается возможность реализации инверсного синтеза при геометрии облучения и приема, показанной на рисунке 1 [11].

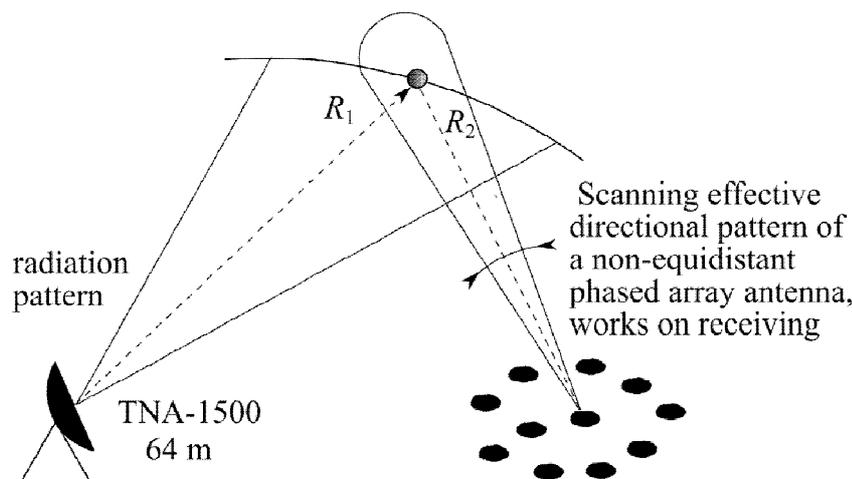
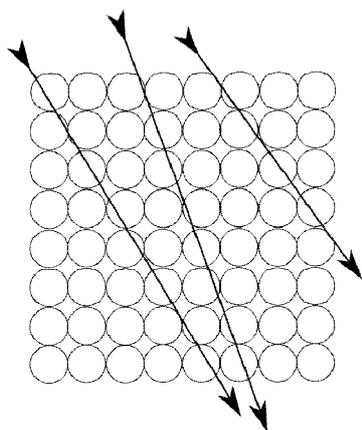


Рисунок 1 – Геометрия реализации инверсного синтеза при фиксированной ДН подсвета РЛС-ККП ТНА-1500 и сканирующей эффективной ДН антенного поля – неэквидистантной ФАР, отслеживающей перемещение объекта КМ на орбите

При данной геометрии облучения и приема отраженного сигнала можно во время нахождения объекта космического мусора (КМ) в пределах диаграммы подсвета использовать когерентное накопление эхо сигналов от объекта для реализации азимутальной разрешающей способности. Для этого необходимо реализовать непрерывный прием сканирующей эффективной ДН антенного поля, сопровождающей объект КМ. В результате получаем доплеровский портрет цели, который позволяет измерить поперечный размер цели. Продольный размер объекта КМ можно получить применяя широкополосные когерентные зондирующие сигналы сложной формы.

Цель работы в данном направлении – обеспечить возможность получения функции неопределенности радиолокационного сигнала при инверсном синтезировании двумерных РЛИ объектов для заданных диапазонов изменения частот зондирующего сигнала и углов локации, а также оценить потенциальное разрешение получаемых изображений и уровень цифрового фона.

Оценка орбитальных параметров движения лоцируемого объекта проводится после решения задачи поиска и захвата объекта КМ. Большим преимуществом неэквидистантного фазированного антенного поля является гибкость формирования и управления эквивалентной ДНА и возможность формирования одновременно нескольких лучей приемной диаграммы. В режиме слежения предполагается комплекс РЛС-ККП (ТНА-1500) использовать в режиме «beam park», а приёмное антенное поле НФАР для одновременного формирования многолучевой эквивалентной диаграммы, сформированной в пределах более широкой диаграммы подсвета. В пределах диаграммы направленности подсвета укладывается восемь на восемь – 64 эквивалентных приёмных луча, которые перекрывают всю зону обзора. Например, для среднеорбитальной области проекции трасс пролета объектов КМ на приемную зону обзора многолучевой ДН показаны на рисунке 2.



Рисунке 2 – Возможные проекции трасс пролета объектов КМ на приемную зону обзора многолучевой ДН

Для решения задачи обнаружения [11] достаточно времени пребывания объекта КМ в одном элементе этой зоны, т.е. примерно 200 мс (режим зондирования – непрерывный ЛЧМ с $\Delta f = 1$ МГц и период модуляции 200 мс). При этом можно одновременно проводить обнаружение и поиск всех объектов КМ в зоне подсвета по всем элементам дальности на разных высотах.

Остальное время пребывания объекта КМ в диаграмме подсвета используем для определения дальности, скорости и других его координатных параметров. Сопровождение всех целей в зоне обзора можно осуществлять (независимо от числа целей M) в каждом обзоре. Требуется только смена сигнала обнаружения на сигнал сопровождения и создание каналов сопровождения.

По результатам этих измерений экстраполируем трассу пролета объекта КМ, определяя параметры орбиты. На следующем витке параметры орбиты можно уточнить.

Реализация разрешимости групповых целей, например, мало-размерного КМ определяется, прежде всего, разрешаемым радиолокационным объемом пространства, который зависит:

- по дальности от ширины спектра зондирующего сигнала и геометрии облучения и приема;
- по угловым координатам разрешающая способность будет определяться шириной эквивалентной ДНА;
- по скорости разрешающая способность определяется временем когерентного накопления зондирующих посылок.

Хотя на этапе обнаружения радиальная скорость объектов КМ точно не оценивается, тем не менее, достигается достаточно высокая разрешающая способность зондирующего сигнала по скорости. Для непрерывного ЛЧМ сигнала с $\Delta f = 1$ МГц при времени модуляции $T = 200$ мс потенциальная разрешающая способность по скорости составляет 0,104 м/с и требуется учитывать необходимое количество скоростных каналов в разрешаемом объеме. Существенным недостатком зондирующего сигнала с ЛЧМ модуляцией является то, что при появлении доплеровского сдвига в сигналах, отраженных от быстро перемещающихся объектов КМ, возникает временное смещение отклика на выходе оптимального приемного тракта [12], которое может приводить к погрешности измерения дальности и составляет несколько километров.

Поэтому на этапе одновременной оценки орбитальных параметров движения лоцируемых объектов по дальности и скорости следует сменить вид модуляции зондирующего сигнала. Предпочтительней использовать фазокодоманипулированные сигналы, автокорреляционная функция которых наиболее близка к идеальной форме [13].

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда (проект №17-19-01616).

Список использованной литературы

1. Donald R. Wehner. High-Resolution Radar / Donald R. Wehner. – 2nd ed. – Boston, London: Artech House, 1995.
2. Chen Victor C. Time-frequency transforms for radar imaging and signal analysis / Victor C. Chen, Hao Ling. – Boston, London: Artech House, 2002.
3. Ozdemir Caner. Inverse synthetic aperture radar imaging with MATLAB. – Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, 2012.
4. A Sourcebook for the Use of the FGAN Tracking and Imaging Radar for Satellite Imaging [Электронный ресурс]. – URL: <http://fas.org/spp/military/program/track/fgan.pdf>.
5. Методы исследования радиолокационных характеристик объектов: моногр. / под ред. С.В. Ягольников. – М. : Радиотехника, 2012.
6. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли : учеб. пособие для вузов / под ред. Г.С. Кондратенкова. – М. : Радиотехника, 2005. – 368 с.
7. Моряков С.И., Нестеров С.М., Скородумов И.А. Алгоритм формирования двумерных радиолокационных изображений объекта на основе синтезирования апертуры и согласованной обработки по пространственным частотам // Труды XXVIII Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред». – СПб. : ВКА им. А.Ф. Можайского, 2013.
8. Моряков С.И., Нестеров С.М., Скородумов И.А. Функция неопределенности радиолокационного сигнала при синтезировании двумерного радиолокационного изображения летательного аппарата // Радиотехника и электроника. – 2012. – Т. 57, № 8.
9. Wei Yan, Nai-Zhi Wang, Amna Ajaz, and Jia-Dong Xu. A Novel Imaging Method for Inverse Scattering Problem Using Stepped-frequency Waveforms // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Suzhou, China, Sept. 12–16, 2011.
10. Allen J. Bric. Imaging a BQM-74E Target Drone Using Coherent Radar Cross Section Measurements // Johns Hopkins APL technical digest, vol.18, November 3, 1997.
11. Baskakov A.I., Grachyov V.G., Gusevsky V.I., Komarov A.A. Problem of detecting space debris objects using multi-position radar system // 2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium – Fall (PIERS - FALL), Singapore, 2017, pp. 1069-1073.doi: 10.1109/PIERS-FALL.2017.8293292
12. Baskakov A.I., Komarov A.A., Ruban A.V. Estimation of the Energy Characteristics of a Multi-Position Radar System for the Control of Small-Sized Space Debris for Various Orbital Zones // 2018 Progress

in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama). – Toyama, Japan, 2018. – Pp. 470–475. – doi: 10.23919/PIERS.2018.8597807

13. Ipanov R.N., Baskakov A.I., Olyunin N., Ka M.-H. Radar Signals With ZACZ Based on Pairs of D-Code Sequences and Their Compression Algorithm // IEEE Signal Proc. Lett., vol. 25, no. 10, pp. 1560–1564, Oct. 2018.

Информация об авторах

Баскаков Александр Ильич – доктор технических наук, профессор, кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ», 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14, e-mail: BaskakovAI@mpei.ru.

Грачёв Валерий Григорьевич – кандидат технических наук, доцент, кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ», 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14, e-mail: uhfxtd@yandex.ru.

Комаров Алексей Александрович – кандидат технических наук, заведующий кафедрой, кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ», 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14, e-mail: KomarovAlA@mpei.ru.

УДК 621.396

Д.Н. Зима, аспирант каф. ТОР;
А.А. Спектор, зав. каф. ТОР, д-р техн. наук, проф.;
Д.О. Соколова, доцент каф. ТОР, канд. техн. наук.
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, Российская Федерация

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ АВТОРЕГРЕССИИ

В работе рассмотрены вопросы обработки сигналов и подавления помех в линейной антенной решетке. Алгоритмы обработки строятся на теории марковских процессов. Обработка учитывает широкополосный характер исследуемых сигналов.

Ключевые слова: *линейная антенная решетка, широкополосный сигнал, ЛЧМ-сигнал, марковский случайный процесс.*

Задача обнаружения широкополосного в пространственно-временном смысле сигнала антенной решеткой представляется трудо-

емкой, поскольку только в некоторых случаях можно разделить временную и пространственную фильтрации [1]. А применение оптимального байесовского критерия обнаружения сигнала требует обращения корреляционных матриц помехи порядка, соответствующего квадрату произведения числа приемных пространственно-распределенных элементов k_a и числа моментов времени k_t , что требует трудоемких расчетов в режиме работы реального времени, приводит к появлению ошибок, а при малых углах прихода помехи корреляционная матрица близка к вырожденной матрице.

Поставленная задача обнаружения широкополосного сигнала в пространственно-временном смысле на фоне помехи рассмотрена для случая приема сигнала линейной антенной решеткой (ЛАР). В качестве полезного сигнала взят сигнал с линейной частотной модуляцией, который заложен в согласованный фильтр временной части пространственно-временного фильтра.

Пространственно-временной сигнал при фиксации t преобразуется в пространственное колебание, имеющее гармонический характер. На рисунке 1 представлена картина формирования данного колебания. Поскольку источник помехи расположен на значительном удалении от приемных антенных элементов, имеем плоский фазовый фронт волны и наблюдаем одно и то же колебание на всех линейно распределенных антенных элементах задержанное на время τ_0 между соседними элементами. Таким образом, в каждый момент времени на ЛАР имеется гармонический пространственный сигнал.

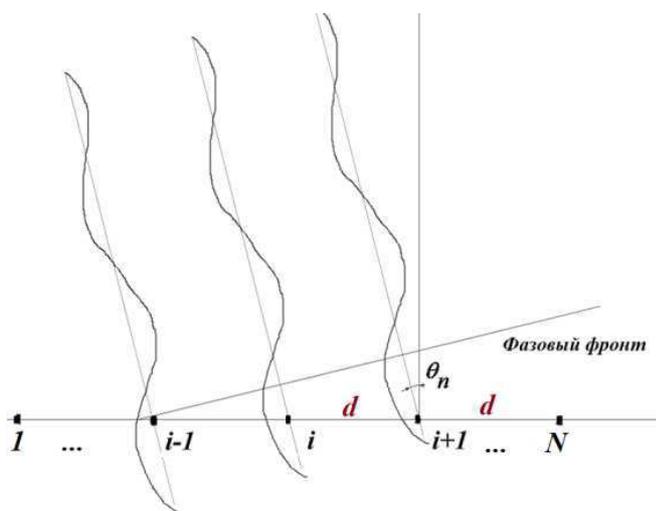


Рисунок 1 –
Формирование
пространственно-
временного сигнала

Считаем, что помеха в пространственно-временном представлении имеет вид, представленный ниже.

$$u_i(t) = \Xi(t - (i - 1)\tau_0) \cos[\omega_0(i - 1)\tau_0 + \Psi(t - (i - 1)\tau_0)].$$

Данная помеха при фиксированных t и Θ_{Π} является колебательной случайной функцией номера антенного элемента, параметр определяющий среднюю нормированную частоту пространственных колебаний:

$$\omega_{\text{н}} = 2\pi \frac{d \sin \Theta_{\Pi}}{c}.$$

При этом при последовательном попадании на ЛАР различных участков широкополосного сигнала в дискретном спектре пространственного сигнала видно только одну частоту, не зависимо от наличия модуляции, что удобно при наличии нескольких сигналов помехи с разными направлениями прихода. Следует отметить, что сигнал широкополосный во времени оказывается узкополосным в пространстве, т.е. база пространственного сигнала близка к 1.

Для обработки применялась модель на основе модели авторегрессии, т.е. линейного предсказания [2]:

$$u_i = \sum_{k=1}^K a_k u_{i-k} + v_i. \quad (1)$$

Поскольку необходимо описывать квазигармонические процессы, минимальным порядком марковской модели для формирования пространственного колебания помехи является второй порядок

$$u_i = a_1 u_{i-1} + a_2 u_{i-2} + v_i, \quad (2)$$

где v_i – шум предсказания, который представляет собой информационный эквивалент исходной помехи; a_i – коэффициенты предсказания. Если сигнал принимается с известного направления на фоне белого шума, то его обработка может быть всегда разделена на пространственную и временную [1, 4]. Тогда в данном случае совместное распределение отсчетов помехи на всех пространственно-распределенных элементах для модели с двумя коэффициентами предсказания:

$$W_0(U) = W_0(u_1, u_2, \dots, u_N) = W_0(u_1, u_2) \prod_{i=3}^N \pi(u_i | u_{i-1}, u_{i-2}), \quad (3)$$

а решающая статистика при (2) и (3), учитывая [3], будет иметь вид:

$$Z(U) = U_{22}^T R_2^{-1} S_{22} + \sum_{i=3}^N [U_{3i}^T R_3^{-1} S_{3i} - U_{2i}^T R_2^{-1} S_{2i}],$$

где U_{2i} , U_{3i} , S_{2i} , S_{3i} – укороченные векторы из отсчетов сигнального и помехового колебаний при фиксированных t и Θ_{Π} , R_2 и R_3 – корреляционные матрицы укороченных векторов. При исследовании

критерием качества предложенного метода являлось улучшение отношения сигнал/помеха (ОСП) после пространственной обработки к входному отношению сигнал/помеха. На рисунке 2 отображено улучшение ОСП в зависимости от направления прихода одного помехового колебания и при фиксированном направлении на полезный сигнал. На рисунке 3 отображено улучшение ОСП в зависимости от количества антенных элементов в ЛАР при наличии одного помехового колебания и фиксированном направлении на полезный сигнал.

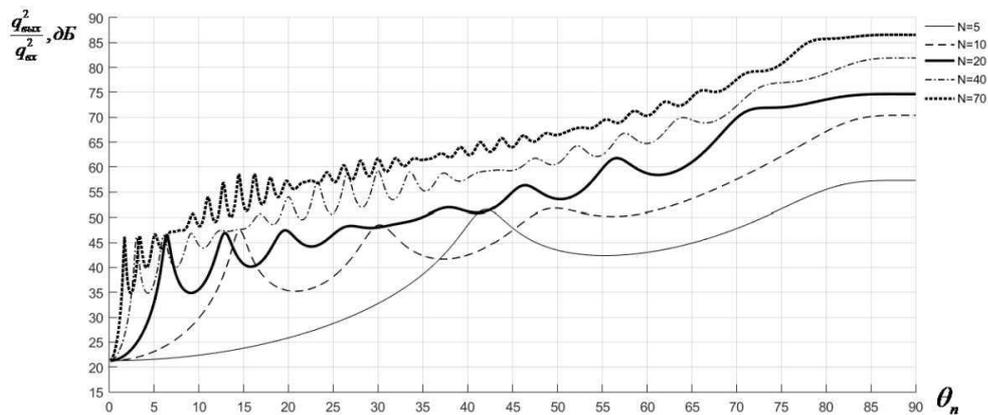


Рисунок 2 – Зависимость улучшения ОСП от направления прихода помехи

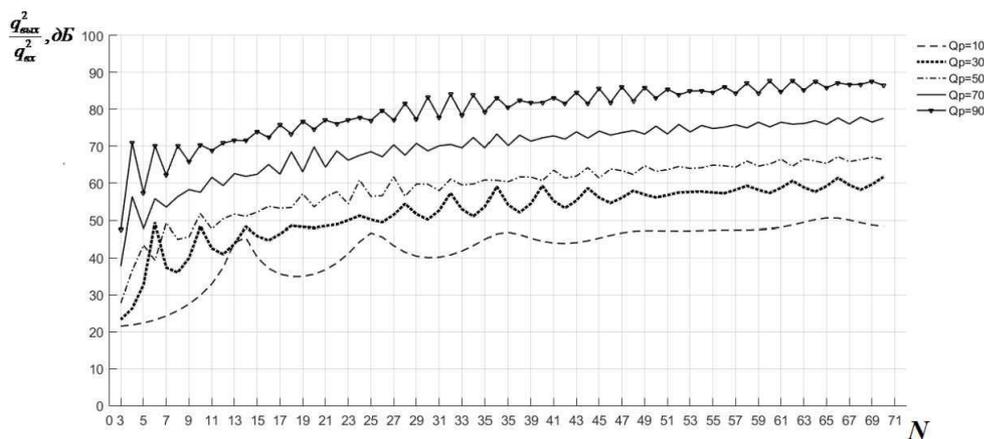


Рисунок 3 – Зависимость улучшения ОСП от количества антенных элементов

Обработка сигнала при наличии нескольких помех требует большего количества коэффициентов предсказания в (1).

В работе рассмотрены вопросы обработки сигналов на фоне помех в линейных антенных решетках. Алгоритмы обработки построены

на модели марковских случайных процессов, что дает возможность факторизации пространственно-временной обработки, а, следовательно, приводит к упрощению реализации алгоритма.

Список использованной литературы

1. Далматов А.Д. Обработка сигналов в радиотехнических системах : учеб. пособие / А.Д. Далматов, А.А. Елисеев, А.П. Лукошкин, А.А. Оводенко, Б.В. Устинов ; под ред. А.П. Лукошкина. – Л. : Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. – С. 400.

2. Казаков В.А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи / В.А. Казаков – М. : Советское радио, 1973. – С. 232.

3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая / Б.Р. Левин. – М. : Советское радио, 1969. – С. 752.

4. Якубов В.П. Статистическая радиофизика / В.П. Якубов. – Томск : НТЛ, 2006. – С. 132.

Информация об авторах

Зима Дарья Николаевна – аспирант кафедры теоретических основ радиотехники, Новосибирский государственный технический университет, 630073, г. Новосибирск, проспект К. Маркса, 20, e-mail: zima.darya@mail.ru.

Спектор Александр Аниселевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники, Новосибирский государственный технический университет, 630073, г. Новосибирск, проспект К. Маркса, 20, e-mail: spectoraа@mail.ru.

Соколова Дарья Олеговна – кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ радиотехники, Новосибирский государственный технический университет, 630073, г. Новосибирск, проспект К. Маркса, 20, e-mail: sokolovado@gmail.com.

А.Н. Новиков, преподаватель каф. ИТСиС, РиИБ, канд. техн. наук.
Военная академия РВСН имени Петра Великого,
г. Балашиха, Московская область, Российская Федерация

ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ НАЗЕМНЫХ КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ В СЛОЖНОЙ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ

Рассматриваются вопросы функционирования адаптивных антенных решеток наземных станций спутниковой связи в условиях динамически изменяющейся сигнально-помеховой обстановки. Предложен метод подстройки вектора весовых коэффициентов в каналах обработки антенной решетки на основе градиентного подхода. Выведены основные аналитические соотношения, позволяющие реализовать подстройку весовых коэффициентов на основе градиентного подхода в широкой полосе частот. Приведены результаты численного моделирования, доказывающие правомерность полученных соотношений.

Ключевые слова: антенная решетка, градиентный метод, вектор весовых коэффициентов, диаграмма направленности, широкополосный сигнал.

Функционирование наземных станций спутниковой связи в современных условиях зачастую связано со сложной сигнально-помеховой обстановкой. Методы временного, частотного, кодового разделение сигналов и их комбинации, а также методы помехоустойчивого кодирования пока позволяют бороться с помехами. Однако, в связи с возрастающими возможностями по постановке преднамеренных помех перечисленные методы в перспективе не будут обеспечивать помехоустойчивость наземных станций спутниковой связи в полной мере.

Одним из возможных направлений обеспечения помехоустойчивости наземных станций спутниковой связи является применение в качестве приемо-передающей антенны антенной решетки. Основными достоинствами данного типа антенн являются возможность формирования узконаправленной диаграммы направленности (ДН) и способность противостоять помехам за счет применения различных методов формирования ДН. К этим методам относятся методы синтеза, энергетической оптимизации, компенсации и адаптации.

Наиболее перспективным направлением обеспечения помехоустойчивости наземных станций спутниковой связи является реализация в антенных решетках методов адаптации. В работах [1–7] рассмотрены возможности реализации алгоритмов адаптации в антенных

решетках. Авторами были получены основные закономерности для формирования оптимального вектора весовых коэффициентов в каналах обработки адаптивной антенной решетки (ААР) на основе различных критериев. Однако в данных работах не рассматривался вопрос подстройки весовых коэффициентов в широкой полосе частот и для случая постоянного изменения местоположения источников помех.

В работах [1–6] авторами рассматривается вопрос формирования вектора весовых коэффициентов на основе итерационных методов адаптации, а именно, градиентного метода адаптации. Данный метод позволяет получить вектор весовых коэффициентов, обеспечивающий требуемое отношение сигнал / (помеха + шум) (ОСПШ) на выходе ААР, без прямого обращения ковариационной матрицы помеховых сигналов за конечное число итераций. Однако авторами также не рассматривался вопрос подстройки весовых коэффициентов в широкой полосе частот и для случая постоянного изменения местоположения источников помех.

Цель доклада – исследовать возможности формирования вектора весовых коэффициентов, обеспечивающего требуемую ДН ААР в режиме реального времени для подвижных источников излучения в широкой полосе частот.

В качестве критерия адаптации был выбран критерий максимума ОСПШ [1–7]

$$Q = \max_{\mathbf{W}_{opt}} \left\{ \frac{\mathbf{W}^+ \mathbf{R}_{ss} \mathbf{W}}{\mathbf{W}^+ \mathbf{R}_{nn} \mathbf{W}} \right\}, \quad (1)$$

где \mathbf{W} – вектор весовых коэффициентов; \mathbf{R}_{ss} – ковариационная матрица полезного сигнала; \mathbf{R}_{nn} – ковариационная матрица помеховых сигналов; $+$ – операция комплексного сопряжения и транспонирования.

Суть подхода заключается в том, что весь спектр частот широкополосного сигнала разбивается на K частотных интервала. Для каждого из K частотного интервала выбирается частота, на которой определяется вектор весовых коэффициентов по следующему принципу.

Так как целевой функции (1) соответствует только один глобальный максимум, то для его поиска возможно применение описанного в [1–6] градиентного метода

$$\mathbf{W}(j+1) = \mathbf{W}(j) - \alpha(j) \nabla_{\mathbf{W}}(Q), \quad (2)$$

где $\mathbf{W}(j+1)$ – значение вектора весовых коэффициентов на $j+1$ итерации ($j = \overline{0, J}$); $\mathbf{W}(j)$ – значение вектора весовых коэффициентов на j -й итерации; $\alpha(j)$ – число, определяющее направление и шаг адаптации на j -ой итерации; $\nabla_{\mathbf{W}}(Q)$ – градиент целевой функции.

После нахождения градиента целевой функции $\nabla_{\mathbf{W}}(Q)$, выражение (2) примет вид

$$\mathbf{W}(j+1) = \left[(dt-1) \mathbf{E} + \gamma dt \mathbf{R}_{nn} \right] \mathbf{W}(j) - \Delta \mathbf{W}(j), \quad (3)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица; dt – шаг итерации; γ – коэффициент, характеризующий интенсивность адаптации; $\Delta \mathbf{W}(j)$ – вектор, характеризующий шум адаптации.

Следует отметить, что в начальный момент времени при первой итерации значение $\mathbf{W}(j)$ равно $\mathbf{W}(0) = \mathbf{S}_0$. Далее с каждым шагом $\mathbf{W}(j)$ будет стремиться к \mathbf{W}_{opt} . Основным достоинством данного метода является то, что отпадает необходимость в прямом обращении ковариационной матрицы помеховых сигналов. Однако выражение (3) эффективно для случая, когда источники сигналов не перемещаются в пространстве. Это связано с тем, что в случае изменения направления излучения хотя бы одного из источников помеховых сигналов необходимо производить подстройку вектора весовых коэффициентов, опять начиная с $\mathbf{W}(0) = \mathbf{S}_0$.

Для того чтобы ААР более эффективно формировала «нули» ДН в направлении на помеховые сигналы, источники которых находятся в движении, необходимо, чтобы при каждом изменении ковариационной матрицы \mathbf{R}_{nn} производился пересчет вектора весовых коэффициентов на основе выражения (3), но уже с учетом предыдущего значения. Причем скорость пересчета вектора весовых коэффициентов должна быть в разы больше скорости изменения направления на источник полезного сигнала и помех.

С учетом вышесказанного, выражение (2) примет вид

$$\mathbf{W}(i, j+1) = \mathbf{W}(i, j) - \alpha(i, j) \nabla_{\mathbf{W}}(Q). \quad (4)$$

В выражении (4) индекс $i = (\overline{0, \Theta})$ обозначает изменение углового положения источников излучения помеховых сигналов.

Тогда выражение (3) преобразуется к виду

$$\mathbf{W}(i, j+1) = \left[(dt-1) \mathbf{E} + \gamma dt \mathbf{R}_{nn_i} \right] \mathbf{W}(i, j) - \Delta \mathbf{W}(i, j). \quad (5)$$

Отличительной особенностью функционирования ААР на основе выражения (5) является тот факт, что вектор весовых коэффициентов $\mathbf{W}(i, j)$ только в начальный момент при первой итерации принимает значение $\mathbf{W}(0, 0) = \mathbf{S}_0$, далее, при изменении углового положения источников помех и, следовательно, ковариационной матрицы помеховых сигналов \mathbf{R}_{nn_i} , вектор весовых коэффициентов принимает значение вектора, полученного при предыдущем угловом положении источников помех, то есть $\mathbf{W}(i+1, 0) = \mathbf{W}(i, J)$. В случае, если

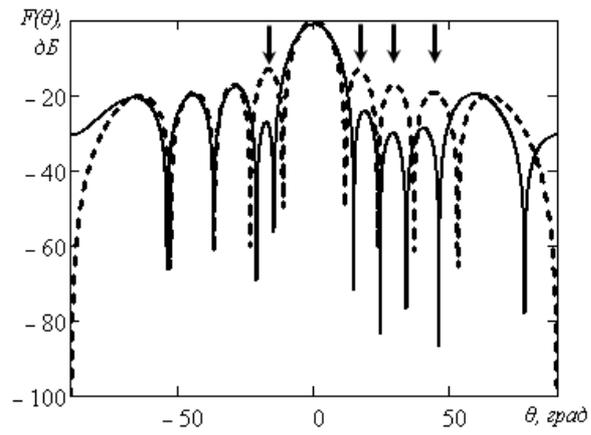
изменяется направление излучения полезного сигнала, алгоритм, описанный выше, повторяется, то есть вектор весовых коэффициентов в начальный момент времени принимает значение $\mathbf{W}(0, 0) = \mathbf{S}_0$.

Далее после нахождения вектора весовых коэффициентов для выбранных частот каждого из K частотного интервала для каждого углового положения источника помех производится аппроксимация вектора весовых коэффициентов различными функциями, к наиболее простым из которых относится кусочно-постоянная или кусочно-линейная. В результате получается частотно-зависимый вектор весовых коэффициентов.

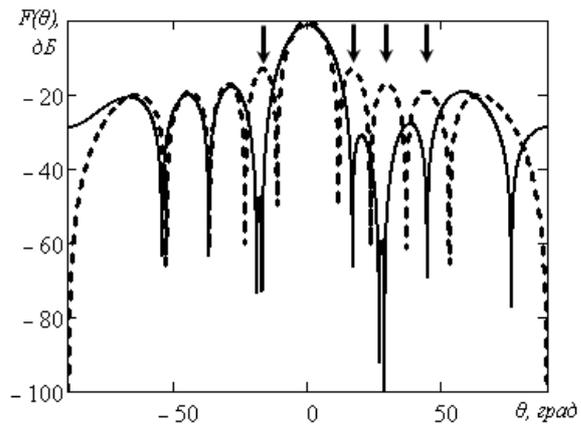
Исследование полученных закономерностей проведено на основе антенной решетки прямоугольного раскрыва 10×10 излучателей ($N = 100$). Направление прихода полезного сигнала по углу θ изменяется от 0° до 10° , по углу ϕ не изменяется и равно 0° . На ААР воздействуют четыре помехи мощностью 30 дБ каждая. Направления прихода помеховых сигналов по углу ϕ не изменяются и равны 0° . Направления прихода по углу θ первой помехи изменяется от -17° до 12° , второй – от 17° до 32° , третьей – от 28° до 38° , четвертой – от 45° до 55° . Уровень шума адаптации составляет -50 дБ. Коэффициент, характеризующий интенсивность адаптации γ принят равным 0,3.

На рисунке 1 представлены ДН ААР в начальный момент времени (пунктирная линия) и в различные моменты времени периода T адаптации на основе градиентного метода (сплошная линия). На рисунке 1,а представлены ДН ААР в начальный момент времени и в момент времени $T/7$, на рисунке 1,б – в момент времени $T/2$, а на рисунке 1,в – в момент времени T , то есть в установившемся режиме для данных направлений прихода полезного и помеховых сигналов. Стрелками указаны направления прихода помех. Из рисунков видно, что с каждой итерацией «нули» ДН становятся глубже. При сравнении ДН ААР с графиком переходного процесса, представленном на рисунке 2, можно увидеть, что в момент времени $T/7$ «нули» ДН еще не сформировались, а переходный процесс только начался. В момент времени $T/2$ «нули» ДН практически сформировались, а переходный процесс близок к завершению и в момент времени T «нули» ДН сформированы, а переходная характеристика находится в установившемся режиме.

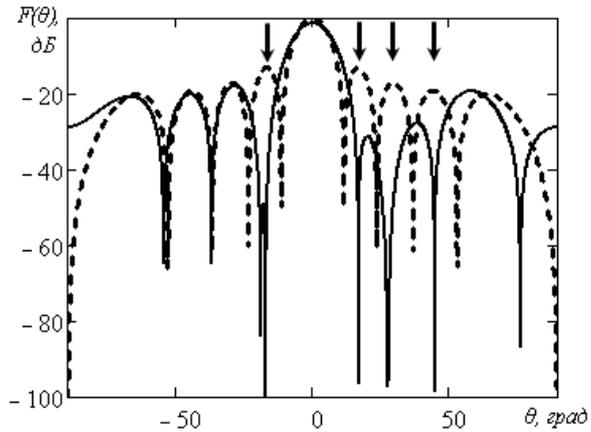
Таким образом, описанный в статье метод позволяет значительно сократить время переходного процесса при подстройке вектора весовых коэффициентов и обеспечить требуемое ОСПШ на выходе ААР в случае приема широкополосных сигналов для случая, когда источники излучения сигналов находятся в движении.



a



б



в

Рисунок 1 – ДН ААР в процессе подстройки вектора весовых коэффициентов

Список использованной литературы

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию ; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. – М. : Наука, 1991. – 200 с.
3. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение. – М. : Радио и связь, 2003. – 200 с.
4. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М. : Техносфера, 2013. – 528 с.
5. Лосев Ю.И., Бердников А.Г., Гойхман Э.Ш., Сизов Б.Д. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. – М. : Радио и связь, 1988. – 208 с.
6. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с.
7. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л. : Изд-во Ленингр. ун-та, 1983. – 240 с.

Информация об авторах

Новиков Артем Николаевич – кандидат технических наук, преподаватель, кафедра информационно-телекоммуникационных систем и сетей, радиоэлектронной и информационной борьбы, Военная академия РВСН имени Петра Великого, 143900, Московская область, г. Балашиха, ул. Карбышева, 8, e-mail: band31@mail.ru

УДК 621.396

М.А. Воронов, старший научный сотрудник;
С.М. Воронов, ведущий инженер-исследователь,
филиал ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»
«НИИИС им. Ю.Е. Седакова»,
г. Н. Новгород, Российская Федерация

РЕЗЕРВИРОВАНИЕ ГНСС НАЗЕМНЫМИ СРЕДСТВАМИ

В статье рассматривается вариант резервирования ГНСС с использованием сети наземных источников навигационных сигналов, размещенных совместно с референчными спутниковыми станциями национальной сети высокоточного позиционирования.

Ключевые слова: *Глобальные навигационные спутниковые системы, радионавигационные системы, опорные станции, наземные источники навигационных сигналов, национальная система высокоточного позиционирования, референцные спутниковые станции.*

Такие элементы инфраструктуры современного общества, как транспорт (наземный, воздушный, морской), энергосистемы, телекоммуникации, финансовые системы в настоящее время зависимы от технологий глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС): спутниковой навигации и синхронизации шкал времени. Уязвимость ГНСС делает уязвимой и использующую ее сигналы инфраструктуру.

В последние годы вопрос резервирования ГНСС поднимается, как в России, так и за рубежом.

В апреле 2018 г. Европейская Комиссия обнародовала первую версию Радионавигационного плана ЕС, предусматривающую создание некосмических резервных систем для ГНСС [1].

Специалистами АО «РИРВ» в докладах на конференциях «Фундаментальное и прикладное координатно-временное обеспечение» (г. С.-Петербург, ИПА-РАН, 2017 г.) и «Радионавигационные технологии в приборостроении» (г. Туапсе п. Небуг, МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2017 г.) предложено создание резервной радионавигационной системы, работающей в длинноволновом диапазоне частот.

По расчетам специалистов АО «РИРВ» такая система может представлять собой сетевую структуру, включающую 33 опорные станции и 3 региональных центра управления, совмещенных с опорными станциями. При этом 45 % опорных станций могут быть размещены в местах расположения существующих радионавигационных систем (РНС) ВМФ и ВКС, а 55 % на вновь оборудуемых местах эксплуатации (рисунок 1) [2].



Рисунок 1 – Размещение сети опорных станций [2]

По оценкам специалистов АО «РИРВ» такая система сможет обеспечить точность координатных определений потребителя на территории России и в прилегающих районах со среднеквадратической погрешностью 8,5 м [2].

Указанная точность на сегодняшний день не соответствует требованиям таких потребителей, как [3]:

– морские потребители – требование при плавании в портах – 0,5 м;

– речные потребители – требование при плавании по каналам – 1...2,5 м;

– системы обеспечения безопасности движения железнодорожного транспорта – требование – <0,5 м;

– спецподразделения МВД – требование – 0,5...1,5 м.

Анализ показывает, что при оптимальном размещении наземных источников навигационных сигналов (НИНС) относительно потребителя наибольшее влияние на погрешности навигационных определений оказывают структура и параметры навигационных сигналов, условия их распространения и погрешности синхронизации шкал времени источников навигационных сигналов.

Известно, что в РНС основными являются дальномерный и разностно-дальномерный методы навигационных определений. Поэтому, исходя из выражения для дисперсии оценки максимума правдоподобия времени задержки сигнала [4]:

$$D\{\tilde{\tau} | \tau\} = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 q^2}, q \gg 1,$$

где: f_s – эффективная или средняя частота спектра сигнала; q – отношение сигнал/шум.

Одним из условий повышения точности навигационных определений является повышение несущей частоты навигационного сигнала.

В настоящее время на территории страны действует более 1400 референцных спутниковых станций, принадлежащих различным ведомствам.

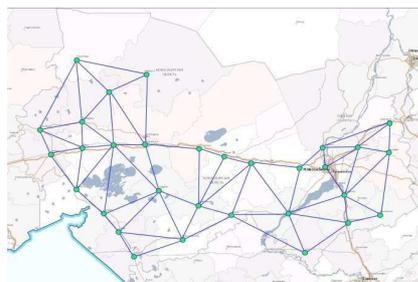
Плотность размещения сетей таких станций в отдельных регионах иллюстрируется рисунком 2 [5, 6].

На базе 600 таких станций, объединенных в сеть, строится национальная система высокоточного позиционирования (НСВП) [7].

Совмещение источников навигационных сигналов, работающих в УКВ диапазоне частот, с пунктами НСВП позволит создать резервную РНС для территории России. При этом может быть использован научно-технический задел, имеющийся у ряда российских предприятий по созданию локальных навигационных систем, работающих в этом диапазоне частот [8, 9].



Вологодская область



Новосибирская область

Рисунок – 2 Плотность сетей референчных спутниковых станций [5, 6]

Для создания сплошного навигационного поля на всей территории России такая РНС должна включать в себя ряд региональных подсистем, каждая из которых должна включать ведущий НИНС, формирующий шкалу времени региональной подсистемы, и сеть ведомых НИНС.

В настоящее время наибольшая точность синхронизации шкал времени удаленных пунктов может быть обеспечена с использованием технологий ГНСС (путем дифференциальных сличений), либо с использованием волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) [10].

В условиях отсутствия сигналов ГНСС, либо ВОЛС, синхронизация шкал времени может быть обеспечена путем вычисления поправок к шкалам времени ведомых НИНС по измерениям расстояний между пунктами с хорошо известными координатами (ведущим НИНС и каждым из ведомых НИНС). При этом условия распространения сигналов на трассе ведомый НИНС – ведущий НИНС, должны быть учтены путем вычисления средней фазовой скорости распространения радиоволн на трассе [4]. Средняя фазовая скорость распространения радиоволн может быть определена с использованием известной формулы и среднего индекса преломления на трассе, вычисляемого по измерениям метеопараметров на каждом из НИНС.

Очевидно, что НИНС, работающие в УКВ диапазоне частот, не обеспечат создания навигационного поля для прилегающих к России территорий и акваторий. Поэтому резервная для ГНСС радионавигационная система должна включать НИНС, работающие как в УКВ, так и в ДВ диапазонах частот.

Список использованной литературы

1. Дэвис Н. Растущая угроза для ГНСС и как с этим быть [перевод статьи] / Н. Дэвис // "The Engineer". – (<https://seacom.ru/dokumentacija/11244>).
2. Шибшаевич Б.В. Состояние и перспективы развития наземных систем дальней радионавигации / Б.В. Шибшаевич, С.П. Зару-

бин, С.П. Баринов // Седьмая всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное обеспечение» (КВНО-2017): тезисы докладов. – СПб. : Изд-во ИПА РАН, 2017. – С. 21–22.

3. Радионавигационный план Российской Федерации: приказ от 28.07.2015 г. № 2123. – (<http://docs.cntd.ru/documents/456034328>).

4. Радиотехнические системы: учеб. для вузов по специальности «Радиотехника» / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов [и др.]; под ред. Ю.М. Казаринова. – М. : Высш. шк., 1990. – 496 с.

5. Евсейчик П.А. Развитие референцных станций ГНСС и их применение в кадастровой деятельности / П.А. Евсейчик // Научное сообщество студентов: междисциплинарные исследования: сб. ст. по мат. XXIX междунар. студ. науч.-практ. конф. № 18(29). – ([https://sibac.info/archive/meghdis/18\(29\).pdf](https://sibac.info/archive/meghdis/18(29).pdf)).

6. Сеть постоянно действующих базовых станций ГЛОНАСС/GPS Новосибирской области. – (<https://cngt.ru/page/25>).

7. Кокшанов В.Ф. Оператор национальной сети высокоточного позиционирования / В.Ф. Кокшанов // VII Международный конгресс "ЭРА-ГЛОНАСС": доклад.-(<https://congress-glonass.ru/files/03/06.pdf>).

8. Функциональное дополнение к ГНСС ГЛОНАСС на основе псевдоспутников для обеспечения точной посадки воздушных судов и решения специальных задач. – (<https://myshared.ru/slide/745284>).

9. Корнеев И.Л. Локальные системы навигации, дополняющие системы ГНСС / И.Л. Корнеев, В.В. Егоров // IX Международном форуме по спутниковой навигации: тезисы доклада. – 2015. – (<https://mri-progress.ru/science-publication/278>).

10. Гарифулин В.Ф. Методы синхронизации в широкополосных радионавигационных системах со спектрально-эффективными шумоподобными сигналами : дис. ... канд. техн. наук / В.Ф. Гарифулин. – Красноярск: ФГАОУ ВО СФУ, 2016. – 167 с.

Информация об авторах

Воронов Михаил Анатольевич – старший научный сотрудник, филиал федерального государственного унитарного предприятия «Российский федеральный ядерный центр – Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики» «Научно-исследовательский институт измерительных систем им. Ю.Е.Седакова», 603951, г. Нижний Новгород, ул. Тропинина, 47, e-mail: mvoronov52@yandex.ru.

Воронов Сергей Михайлович – ведущий инженер-исследователь, филиал федерального государственного унитарного предприятия «Российский федеральный ядерный центр – Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики» «Научно-исследовательский институт измерительных систем им. Ю.Е. Седакова», 603951, г. Нижний Новгород, ул. Тропинина, 47, e-mail: rupreht1977@mail.ru.

А.А. Титаренко, д-р техн. наук, доцент;
В.А. Козлов, д-р техн. наук, проф.;
А.В. Белинский, ведущий инженер-исследователь,
Филиал ФГУП РФЯЦ-ВНИИЭФ
«Научно-исследовательский институт
измерительных систем им. Ю.Е. Седакова»,
г. Нижний Новгород, Российская Федерация

**РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ
ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ
СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ ПО МАЛОИНФОРМАТИВНЫМ
ПОВЕРХНОСТНЫМ ГЕОФИЗИЧЕСКИМ ПОЛЯМ**

В данной работе приводятся результаты исследований точностных характеристик корреляционно-экстремальной системы навигации, разработанной в НИИИС при движении ее над малоинформативными участками Нижегородской области. Особенностью такого рода системы является возможность при помощи адаптивных алгоритмов навигации по поверхностным геофизическим полям, осуществлять привязку к линейным ориентирам на данных участках коррекции, тем самым реализуя функционирование КЭСН на участках обладающих пониженной информативностью с необходимой точностью.

Ключевые слова: *Корреляционно-экстремальная система навигации, участок коррекции, пространственные геофизические поля, критериальная функция.*

Для повышения точности навигации наряду с инерциальными и спутниковыми системами в условиях автономности в состав аппаратуры автоматического управления летательного аппарата (ЛА) могут входить системы корреляционно-экстремальной навигации по рельефу местности.

Разработка методов и принципов построения такого рода систем ведётся с 60-х годов двадцатого века.

Основной принцип работы корреляционно-экстремальной системы навигации (КЭСН) заключается в сопоставлении радиолокационного отображения местности эталонной картой местности, над которой производится коррекция ЛА [1, 3]. В условиях коррекции по малоинформативным участкам местности, а при имеющимся ограничении по интервалу наблюдений (единицы километров) возникают проблемы с уменьшением ошибки привязки к местности. Для повышения навигационной точности в таких условиях в филиале

РФЯЦ ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седакова» были разработаны методы и алгоритмы которые реализуют не только классические методы навигации по поверхностным геофизическим полям, но и осуществляют навигацию по системам линейных систем рельефных ориентиров (холмы, впадины, изгибы рек и т.д) и радиоярким ориентирам.

Цель данной работы – представить результаты экспериментальных исследований точностных характеристик корреляционно-экстремальной системы навигации (КЭСН) по поверхностным геофизическим полям в условиях привязки к малоинформативным участкам коррекции и с ограниченными интервалами наблюдений.

Системы координат для участка визирования и ЛА

За основу систем координат, в которых будет производиться работа КЭСН, принята система координат, связанная с участком визирования [1].

Определим плановую систему координат как левую прямоугольную декартову систему координат $OXYZ$ с началом O . Полагаем, что оси OX и OZ лежат в плоскости местного горизонта, то есть X и Z являются так называемыми плановыми координатами. Относительно плоскости OXZ определяются высоты рельефа местности и летательного аппарата. Таким образом, указанные высоты являются соответствующими значениями координаты Y . Для того чтобы привязать плановые координаты к эталонной карте, которая задана в виде двумерного массива, введём дискретную систему координат. Её оси D_x и D_z сонаправлены с осями плановой системы OXZ . Используемые системы координат представлены на рисунке 1.

Точками отсчета плановой системы координат и плановой системы примем точки D_0 и O , соответственно. Текущие координаты дискретной системы определим как dx, dy, dz . Связь между координатами дискретной и плановой системами координат определяется выражениями:

$$dx = x / \Delta d, \quad dz = z / \Delta d, \quad (1)$$

где Δd – размер ячейки сетки эталонной карты, м (например, $\Delta d = 25, 50$ м – в зависимости от исходных данных этих карт).

При определении координат точек измерений (точек пересечения подстилающей поверхности и луча РВ) удобно пользоваться системой координат $x_a y_a z_a$, связанной с текущим положением ЛА. Начало координат этой системы – точку O_a – поместим в текущую точку проекции траектории ЛА на плоскость плановых координат. Ось $O_a x_a$ по направлению совпадает с текущим направлением вектора скорости ЛА. Поправки определяются в системе координат, связанной с квад-

ратом неопределенности относительно его центра. Знаки поправок определяются в соответствии с направлением выбранных осей квадрата.

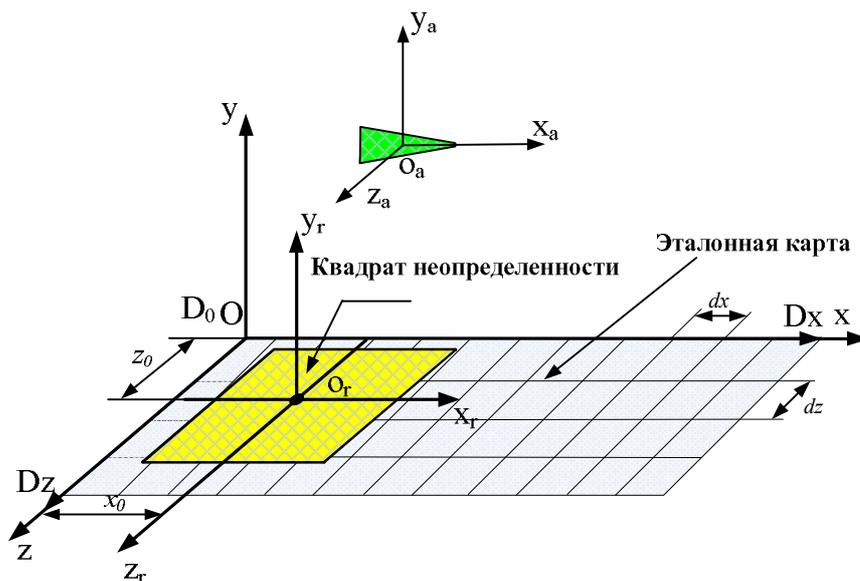


Рисунок 1 – Системы координат

С уменьшением среднеквадратического отклонения (СКО) и увеличением радиусов корреляции по соответствующим осям мерных участков происходит снижение точности навигационного местоопределения. Такие участки являются малоинформативными [1]. К таким участкам относятся равнинные участки, например, в Нижегородской области. СКО этих участков лежит в пределах 10–15 метров, радиусы корреляции – в пределах 1000–5000 м. Для осуществления навигации по таким мерным участкам необходимо наличие систем линейных ориентиров (холмы, впадины, изгибы рек, границы различных типов поверхности).

Для исследования алгоритмов навигации КЭСН проводились экспериментальные исследования над тремя участками в районе Горьковского водохранилища со следующими характеристиками:

- «Никольское – Коньково»: район реки Узола, Сокольский и Городецкий районы Нижегородской области;
- «Пучеж – Ковернино»: Пучежский район Ивановской области, Сокольский район Нижегородской области;
- «Пучеж – Юрьеvec»: Пучежский и Юрьеvecкий районы Ивановской области.

Основные статистические характеристики участков коррекции «Никольское – Коньково», «Пучеж – Юрьеvec», «Пучеж – Ковернино» приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Основные статистические характеристики цифровых карт

Статистические характеристики	Никольское – Коньково	Пучеж – Юрьеvec	Пучеж – Ковернино
RX , столбцы	278	763	761
RZ , строки	201	201	201
dx , м	50	50	50
dz , м	50	50	50
$h_{сred}$, м	122,87	103,375	110,43
СКО $\sigma_{x.cп}$, м	14,317	16,751	19,906
СКО $\sigma_{z.cп}$, м	12,376	13,809	10,657
$\rho_{x.min}$, м	1950	1900	4100
$\rho_{x.max}$, м	4550	6100	9850
$\rho_{z.min}$, м	400	450	400
$\rho_{z.max}$, м	2000	4850	1000

В таблице 1 используются следующее обозначения:

RX , RZ – количество дискретных ячеек вдоль осей OX , OZ с заданным значением дискрета dx , dz ; $h_{сred}$ – среднее значение высот рельефа относительно нулевого уровня; $\sigma_{x.cп}$, $\sigma_{z.cп}$ – среднеквадратическое отклонение (стандартное отклонение) цифровой карты высот вдоль соответствующих осей плановой системы координат; $\rho_{x.min}$, $\rho_{x.max}$, $\rho_{z.min}$, $\rho_{z.max}$ – минимальные и максимальные значения радиусов корреляции эталонного участка для соответствующих плановых координат.

Как видно из таблицы 1, исследуемые участки имеют различные статистические характеристики.

В таблицах 2–4 приведены результаты имитационного моделирования [2] и экспериментальных исследований для мерных участков «Никольское – Коньково», «Пучеж – Юрьеvec», «Пучеж – Ковернино», соответственно. Результаты поправок приведены в плановой системе координат в дискретных значениях относительно начальной точки системы отсчета участка коррекции.

В таблице 2 приняты следующие обозначения:

– «Исход. коорд.»: представлены значения исходных координат ЛА в дискретах над квадратом неопределенности, полученные при помощи аппаратуры спутниковой навигации. Эти значения принимаются за эталонные при оценке погрешности навигационного определения рельефометрического алгоритма;

– «Н0, м» – высота пролета ЛА над средним уровнем участка коррекции;

– « t , с» – время пролёта ЛА над участком коррекции;

– « l , м» – длина интервала наблюдений над участком коррекции, над которым производятся измерения высот;

– «Эксперимент», «Модель» – приведены результаты, полученные, соответственно, в ходе экспериментальных исследований и имитационного моделирования при использовании каналов навигации КЭСН рельефометрического «Рельеф» и по линейным и радиояркостным ориентирам «Ориентиры».

Таблица 2 – Результаты измерения координат в ходе моделирования и эксперимента над участком «Никольское – Коньково»

Исход. коорд.	H_0 , м	t , с	l , м	Эксперимент		Модель	
				Рельеф	Ориентиры	Рельеф	Ориентиры
$X_0 = 31$	1440	105	950	32	32	33	33
$Z_0 = 80$				83	79	83	79

Таблица 3 – Результаты измерения координат в ходе моделирования и эксперимента над участком «Пучеж – Юрьевец»

Исход. коорд.	H_0 , м	t , с	l , м	Эксперимент		Модель	
				Рельеф	Ориентиры	Рельеф	Ориентиры
$X_0 = 35$	1445	385	32000	46	36	35	36
$Z_0 = 99$				90	98	91	100

Таблица 4 – Результаты измерения координат в ходе моделирования и эксперимента над участком «Пучеж – Ковернино»

Исход. коорд.	H_0 , м	t , с	l , м	Эксперимент		Модель	
				Рельеф	Ориентиры	Рельеф	Ориентиры
$X_0 = 33$	1450	380	32000	36	34	37	34
$Z_0 = 101$				91	100	92	101

Результаты экспериментальных исследований показали, что навигация при использовании классического метода осуществляется с ошибками от 1 до 11 дискретных значений эталонной карты, когда как при использовании алгоритмов навигации по поверхностным линейным и радиояркостным ориентиров эта ошибка не превысила одного значения дискретной сетки эталонной карты высот.

Список использованной литературы

1. Белоглазов И.Н. Основы навигации по геофизическим полям / Г.И. Джанджгава, Г.П. Чигин. – М. : Наука., 1985. – 328 с.

2. Белинский А.В. Контрольно-моделирующий комплекс КВЧ / Дмитриев Н.И., Хрусталеv А.А., Белинский А.В., Николаев С.М. // Материалы Третьей Всероссийской научно-технической конференции «Радиовысотометрия-2010». – Каменск-Уральский : УПКБ «Деталь», 2010. – С. 352–356.

3. Костяшкин Л.Н. Совмещение изображений в корреляционно-экстремальных навигационных системах / Л.Н. Костяшкин, М.Б. Никифоров. – М. : Радиотехника, 2015. – 208 с.

Информация об авторах

Титаренко Алексей Александрович – доктор технических наук, доцент главный конструктор РФЯЦ-ВНИИЭФ по микроэлектронике.

Козлов Валерий Александрович – доктор технических наук, профессор, начальник научно-исследовательского отдела, филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седакова».

Белинский Артём Васильевич – ведущий инженер-исследователь, филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седакова», 603138, г. Нижний Новгород, ул. Политбойцов, д. 7, кв. 165, e-mail: 1515niis@rambler.ru.

УДК 623.624

И.П. Боделан, адъюнкт, каф. информационно-телекоммуникационных систем и сетей, информационной и радиоэлектронной борьбы, Военная академия РВСН им. Петра Великого, г. Балашиха, Российская Федерация

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ВОЗМОЖНОСТЕЙ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ГИПЕРСПЕКТРАЛЬНОЙ РАЗВЕДКИ ПО ВСКРЫТИЮ СУБПИКСЕЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

В статье рассматривается математическая оценка возможностей современных гиперспектральных исследовательских космических аппаратов по обнаружению и распознаванию объектов, размеры которых не превышают линейного разрешения оптической системы разведочного аппарата. Приведены результаты математического моделирования.

Ключевые слова: *Гиперспектральная разведка, субпиксельный объект, обнаружение, спектральный образ.*

Оптические системы существующих космических аппаратов (КА) гиперспектральной разведки (ГСР) имеют разрешающую способность μ , превышающую линейные размеры объекта разведки (ОР), т.е.

$S_{06} < \mu^2$, а это означает, что ОР занимает только часть площади элемента разрешения оптической системы КА ГСР и считается субпиксельным ОР [1, 10].

Спектральные данные ОР, полученные от ГСР, локализуются в пикселе цифрового изображения в целях последующей обработки, а обнаружение ОР возможно за счет выделения его спектральных демаскирующих признаков на фоне подстилающей поверхности (ПП) [1, 9, 12] с использованием непараметрической гибридной классификации ОР с обучением [3, 6]. Для такого способа необходимо наличие спектрального образа ОР, т.е. обучающей выборки, которая представляет собой совокупность спектральных участков – эталонов ОР, подкрепленных, как правило, информацией из других проверенных источников, например, материалов наземной разведки [8, 11].

Исходя из субпиксельности ОР, его обнаружение осуществляется за счет соответствия выделенных спектральных демаскирующих признаков спектральному образу ОР. В результате сравнения полученных данных спектральному образу ОР, может приниматься решение в поисковой задаче, о том, что:

- ОР обнаружен;
- обнаруженный объект имеет схожие спектральные демаскирующие признаки и является ложным;
- обнаруженный объект не является искомым ОР.

Очевидно, что только в случае полного соответствия спектральному образу ОР возможно завершение поисковой задачи, в остальных случаях будет необходимо уточнение данных об участке разведываемой местности.

В рамках допущений исследований примем, что:

- априорно известны спектральные образы ОР и ПП;
- распознавание осуществляется сравнением спектрального образа ОР с полученными данными ГСР. Спектральный образ ОР и данные, получаемые от ГСР, соответствуют друг другу.

Спектральные образы ОР и ПП можно описать векторами значений коэффициентов спектральной яркости (КСЯ) [1, 3, 8]:

$$\bar{X} = \|x_1, x_2 \dots x_n\|, \quad \bar{Y} = \|y_1, y_2 \dots y_n\|, \quad (1)$$

где n – количество спектральных каналов ведения разведки.

Учитывая субпиксельность ОР, от участка разведываемой местности, эквивалентной разрешающей способности μ , в пикселе полученного цифрового изображения будет зафиксировано совокупность спектральных характеристик ОР и ПП, которая определяется выражением [1, 10]:

$$\bar{Z} = \|\gamma \cdot \bar{X} + (1 - \gamma) \cdot \bar{Y}\|, \quad (2)$$

где γ – коэффициент, соответствующий площади участка разведываемой местности в одном пикселе изображения, перекрываемой площадью проекции ОР на этом изображении [1].

Коэффициент γ , учитывая субпиксельность ОР, принимает значения от 0 до 1 [1, 10] и рассчитывается выражением [1]:

$$\gamma = \frac{S_{op}}{\mu^2}, \quad (3)$$

где S_{op} – проекция площади ОР на цифровом изображении, м²; μ – разрешающая способность оптической системы КА ГСР на местности, м.

Количественная мера получаемых спектральных данных об ОР зависит от площади проекции изображения, которое будет зафиксировано в пикселе цифрового изображения.

Учитывая эффективность геометрической и атмосферной коррекций осуществляемых программными методами [6–8, 11] на основе известных моделей земной поверхности и её атмосферы, в рамках допущений проводимых исследований совокупность спектральных характеристик ОР и ПП \bar{Z} не содержит фоновых помех, а их учет будет являться перспективой дальнейших исследований.

Известно [6, 8, 10], что обнаружение ОР осуществляется не по полученным абсолютным значениям КСЯ ОР, а по характерным соотношениям между значениями КСЯ ОР в различных спектральных зонах ведения разведки. Такие соотношения называются вегетационными индексами [4, 8]. Использование вегетационных индексов при обнаружении ОР позволяет уменьшить объем обрабатываемых данных ГСР, что сокращает время выделения спектральных демаскирующих признаков и время, затрачиваемое на обнаружение в целом. В настоящее время количество вегетационных индексов многообразно, более 200 [6, 11], кроме того, могут быть разработаны и новые в соответствии с решаемыми задачами. Очевидно, что определить какой вегетационный индекс будет использоваться при обнаружении ОР представляется трудно выполнимым. Для оценки возможности ГСР по обнаружению ОР достаточно того, что все вегетационные индексы – это модификации нормированных разностей уровней спектральной яркости на пикселе цифрового изображения в спектральном диапазоне ведения разведки, т.е. в процессе обнаружения происходит оперирование вегетационными индексами и на этой основе обнаружение ОР. Оперирование вегетационными индексами осуществляется с использованием решающего правила или алгоритма [6, 8, 11]. К наиболее распространенным алгоритмам относятся способы: параллелепипеда, минимальных расстояний и максимума правдоподобия [8, 11] в каждом из которых используют статистику спектральных признаков

ОР, т.е. среднее значение КСЯ и дисперсию КСЯ с составлением функций правдоподобия. В таком случае спектральные образы ОР \bar{X} , ПП \bar{Y} , и их совокупность \bar{Z} характеризуются выражениями [2]:

$$\begin{aligned}\bar{X} &\sim N(m_X; \sigma_X), \\ \bar{Y} &\sim N(m_Y; \sigma_Y), \\ \bar{Z} &\sim N(m_Z; \sigma_Z),\end{aligned}\tag{4}$$

где $m_X, \sigma_X, m_Y, \sigma_Y, m_Z, \sigma_Z$ – математические ожидания и дисперсии КСЯ ОР, ПП и их совокупности соответственно.

Таким образом, с учетом того что, значения векторов КСЯ \bar{X} , \bar{Y} , \bar{Z} имеют нормальное распределение [2, 3, 10, 11], оценку возможностей ГСР по обнаружению ОР можно осуществить путем решения задачи статистической проверки параметрических гипотез с двумя альтернативами H_0 и H_1 [2]:

$$\begin{aligned}H_0 &: m_Y = m_Z, \\ H_1 &: m_Y \neq m_Z \quad (m_Y < m_Z \cup m_Y > m_Z),\end{aligned}\tag{5}$$

где проверяемая гипотеза H_0 – полученные спектральные данные соответствуют данным ОР и ПП, т.е. ОР присутствует в пикселе изображения и обнаружен. Сложная двусторонняя альтернативная гипотеза H_1 – при которой полученные спектральные данные не соответствуют данным для ОР и ПП, т.е. ОР отсутствует.

Статистический критерий t_α проверки гипотезы H_0 определяется с использованием критерия Неймана – Пирсона и исходя из задаваемого уровня значимости критерия α [2]:

$$t_\alpha = \begin{cases} -1,959964 & \text{для } m_Y > m_Z \quad (\alpha = 0,05), \\ 1,959964 & \text{для } m_Y < m_Z \quad (\alpha = 0,05), \end{cases}\tag{6}$$

где m_Y – математическое ожидание значений КСЯ ПП; m_Z – математическое ожидание значений КСЯ ОР и ПП.

Статистика критерия $Z(t_\alpha)$ рассчитывается выражением [2]:

$$Z = \frac{t_\alpha \cdot \sigma_Z}{\sqrt{n}},\tag{7}$$

где σ_Z – дисперсия значений КСЯ ОР и ПП; n – количество спектральных каналов ведения разведки.

Основываясь на том, что КСЯ ОР и ПП (а также и их совокупность [2]) распределены нормально [2, 3, 10, 11] и используя

выражения (6, 7) вероятность обнаружения ОР рассчитывается выражением [1, 2]:

$$P_{об} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_Z}} \cdot \exp \left[-\frac{(Z - m_Z)^2}{2 \cdot \sigma_Z^2} \right]. \quad (8)$$

При ведении разведки в течение времени t вероятность обнаружения ОР рассчитывается выражением [2, 12]:

$$P_{об}(t) = 1 - \prod_{j=1}^M [1 - P_{об}^j], \quad (9)$$

где $P_{об}^j$ – вероятность обнаружения ОР на j -м снимке; M – количество снимков за время t .

Математическое ожидание и дисперсия совокупности значений КСЯ ОР и ПП рассчитываются выражениями [2]:

$$m_Z = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i}{n}, \quad (10)$$

$$\sigma_Z = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (Z_i - m_Z)^2}{n}}.$$

Аналогично выражениям (10) рассчитываются математическое ожидание и дисперсия для КСЯ ОР и ПП в отдельности.

Количественную оценку возможностей ГСР по обнаружению и распознаванию ОР программными средствами в автоматическом режиме с использованием непараметрической гибридной классификации, можно осуществить используя теорему умножения зависимых событий [2, 12], и вероятность вскрытия ОР рассчитывается выражением [2]:

$$P_{вск} = P_{об} \cdot P_p. \quad (11)$$

Исходя из допущений исследования для субпиксельного ОР о том, что обнаруженный объект по его КСЯ соответствует искомому ОР ($P_p \approx 1$ [1, 12]) и используя выражение (8, 11) вероятность вскрытия ОР рассчитывается выражением [1, 2]:

$$P_{вск} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_Z}} \cdot \exp \left[-\frac{(Z - m_Z)^2}{2 \cdot \sigma_Z^2} \right]. \quad (12)$$

При ведении разведки в течение времени t вероятность вскрытия ОР рассчитывается выражением [2, 12]:

$$P_{\text{вск}}(t) = 1 - \prod_{j=1}^M [1 - P_{\text{вск}}^j], \quad (13)$$

где $P_{\text{вск}}^j$ – вероятность вскрытия ОР на j -м снимке; M – количество снимков за время t .

При ведении разведки в течение времени t КА ГСР с оптическими системами разного типа вероятность вскрытия ОР рассчитывается выражением [2, 12]:

$$P_{\text{вск}}(t) = 1 - \prod_{k=1}^K \left(1 - \prod_{j=1}^M [1 - P_{\text{вск}}^{j,n}] \right), \quad (14)$$

где $P_{\text{вск}}^{j,n}$ – вероятность вскрытия ОР на j -м снимке КА ГСР с оптической системой n типа; M – количество снимков за время t ; K – количество типов оптических систем КА ГСР.

Благодарности

Выражаю благодарность своему научному руководителю доктору военных наук, профессору Аксёнову Сергею Владимировичу за ценные советы при планировании исследования и рекомендации по оформлению статьи. Кроме этого выражаю благодарность доктору технических наук, доценту Щербакову Виталию Алексеевичу и кандидату технических наук Дейкину Роману Владимировичу, которые поддерживали в процессе работы над статьей.

Список использованной литературы

1. Боделан И.П. Математическая модель обнаружения объектов разведки техническими средствами ГСР // Научно-технический сборник «Известия». Сборник № 277. – Балашиха: ВА РВСН им. Петра Великого, 2018. – С. 51–56.
2. Вентцель Е.С. Теория вероятности. – М. : Изд. высш. шк., 1972. – 409 с.
3. Журавель Ю.Н., Федосеев А.А. Особенности обработки гиперспектральных данных дистанционного зондирования при решении задач мониторинга окружающей среды // Компьютерная оптика. – 2013. – Т. 37, № 4. – С. 471–476.
4. Козодеров В.В., Кондранин Т.В и др. Обработка данных гиперспектрального аэрокосмического зондирования // Исследование Земли из космоса, 2012. – № 5. – С. 3–11.
5. Козирацкий Ю.Л. Модели пространственного и частотного поиска : моногр. – М. : Радиотехника, 2013. – 344 с.
6. Лабутина И.А. Дешифрирование аэрокосмических снимков. – М. : Аспектпресс, 2004. – 184 с.

7. Лабутина И.А., Балдина Е.А. Использование данных дистанционного зондирования для мониторинга экосистем ООПТ. – М. : WWF России, 2011. – 88 с.

8. Малышева Н.В. Автоматизированное дешифрирование аэрокосмических изображений лесных насаждений. – М.: МГУЛ, 2012. – 154 с.

9. Меньшаков Ю.К. Теоретические основы технических разведок. – М. : МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. – 572 с.

10. Рыбьяк А.С. Обнаружение субпиксельных объектов по спектральным признакам в ОЭС с использованием принципов динамической фильтрации // Развитие, боевое применение и вооружение радиотехнических войск // Наука и техника воздушных сил Вооруженных сил Украины. – Х.: ХУВС им. И. Кожедуба, 2013. – С. 75–78.

11. Токарева О.С. Обработка и интерпретация данных дистанционного зондирования Земли. – Томск : ТПУ, 2010. – 148 с.

12. Хорев А.А. Теоретические основы оценки возможностей ТСР. – М.: МО РФ, 2000. – 255 с.

Информация об авторах

Боделан Игорь Петрович – Адъюнкт каф. информационно-телекоммуникационных систем и сетей, информационной и радиоэлектронной борьбы (РЭБ) Военной академии РВСН им. Петра Великого, Карбышева ул., д. 8, г. Балашиха, Российская Федерация, Тел.: +7 (985) 660-79-77, Эл. почта: bodelan.igor@mail.ru.

УДК 621.396.96

А.В. Христенко, инженер НИИ СЭС ТУСУР;
А.С. Аникин, доцент каф. РТС ТУСУР, канд. техн. наук,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

ОБЗОР ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТОДА ФОНОВОЙ РАДИОЛОКАЦИИ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ ВБЛИЗИ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

В докладе представлены основные направления развития фоновой радиолокации, приведены наиболее существенные результаты по исследованию метода фоновой радиолокации. Отмечено, что в рассматриваемых работах пренебрегаются рассеивающими свойствами движущейся цели при составлении модели сигнала, а также не

приведены исследования энергетических характеристики сигналов, отражённых от фона, при движении цели, в том числе анализ потенциальных зон обнаружения по дальности.

Ключевые слова: *фоновый радиолокатор, цель, вейвлет, бистатическая эффективная площадь рассеяния.*

Перспективным направлением развития радиолокационных средств обнаружения подвижных малоразмерных слаборассеивающих целей при высоком уровне отражений от подстилающей поверхности является фоновая радиолокация. В основе фоновой радиолокации лежат способ обнаружения подвижных объектов (зарегистрированный от 13.10.1983 г.) и научное открытие «Закономерность проявления подвижного объекта» академиком Прангишвили И.В., доктора технических наук Ануашвили А.Н. и доктора технических наук Маклакова В.В. (постановление РАН от 18.02.1992 г.) Института проблем управления РАН [1]. Научное открытие состоит в проявлении временных изменений параметров отражённых сигналов фона при взаимодействии находящегося перед ним движущегося объекта с когерентным излучением от неподвижного фона. Научное открытие послужило альтернативой к развивающимся методам контроля движущихся слаборассеивающих объектов по пути повышения разрешающей способности, усложнения алгоритмов нелинейной фильтрации и сжатия сигналов, отражённых от движущегося объекта.

Первое применение научного открытия в радиотехнических системах отмечается в работах Ф.С. Алымова, В.Н. Саблина, В.В. Разевига и В.В. Чапурского [2] и датируется ими 1984 г., несмотря на отсутствие каких-либо соответствующих ссылок на публикации. Позднее, в 1991 г., фоновый способ радиолокации был разработан в Великобритании [3].

Постановка задачи обнаружения подвижных объектов методом фоновой радиолокации изложена в работе [2]. Первые экспериментальные и теоретические исследования метода фоновой радиолокации связаны с изучением спектральных характеристик отражённого от фона радиосигнала при движении находящегося перед ним объекта [4, 5] в лабораторных условиях. Достаточно широкий круг вопросов по исследованию метода фоновой радиолокации в задаче обнаружения воздушных целей «самолёт» и «крылатая ракета», движущихся со скоростью 200 м/с, представлен в работе [2]. Моностатическая эффективная поверхность рассеяния указанных целей не превышает $0,01 \text{ м}^2$. Передатчик радиолокатора мощностью 1 кВт излучал зондирующие радиоимпульсы длительностью 3 мкс на частоте 3 ГГц и периодом повторения 4–10 мс. Для указанных условий авторами дана физическая трактовка и выведено уравнение фоновой радиолокации, получены энергетические и частотные соотношения отражённых от

фона радиосигналов, рассмотрена задача обнаружения движущейся цели. На основе уравнения фоновой радиолокации авторами оценена зона обнаружения целей в вертикальной плоскости, которая зависит от формы и ширины главного лепестка бистатической ЭПР цели.

В работе [6] авторы отмечают, что при реализации метода фоновой радиолокации в задаче обнаружения основную сложность представляет выделение сигналов, рассеянных целью среди сигналов, отраженных элементами рельефа местности. Этот вывод авторы делают из сравнения мощностей указанных сигналов по соотношению площади поперечного сечения цели ($15 \dots 25 \text{ см}^2$) к площади первой зоны Френеля ($0,25 \text{ м}^2$) эквивалентной двухпозиционной РЛС. Для исследования возможностей выделения сигналов от цели при реализации метода фоновой радиолокации ими был проведен эксперимент в помещении здания с помощью стационарным приёмопередатчиком с несканирующей антенной.

Развитие указанных устройств обнаружения подвижной малоразмерной цели авторы видят в применении алгоритмов сопровождения целей (завязки трасс) до фиксации факта их обнаружения (технология «Track-Before-Detect») с помощью известных методов обработки изображений, основанных, например, на преобразовании Хафа, Радона и возможных их варианты реализации с энергетическим или бинарным накоплением [7]. Как отмечают авторы этой работы, эффективность указанных методов обнаружения подвижной малоразмерной цели соответствует применению методов цифрового накопления по критерию из « n » по « M », а повышение эффективности обнаружения может быть обеспечено за счёт увеличения времени наблюдения сигнала, рассеянного фоном.

Автором работы [8, 9] рассмотрен эффект амплитудной модуляции сигнала, отражённого фоном, при движении объекта поперёк линии визирования «приёмопередатчик-фон» в предположении излучения оптической когерентной сферической волны и её отражения некоторым гладким рельефом. Приведены интегральные выражения, описывающие интенсивность результирующего сигнала при наличии и отсутствии подвижного объекта, пересекающего линию визирования «приёмопередатчик-фон».

В работе [10–15] предложен подход к обнаружению подвижного объекта при реализации метода фоновой радиолокации в условиях излучения непрерывного слабонаправленной антенной зондирующего радиоизлучения на частоте 60 ГГц. Подход реализуется в условиях, когда на трассе распространения присутствуют подвижная цель и объект, представляющий фон. Зондирующий радиосигнал, подаваемый на вход передающей антенны, и выходной сигнал от приёмной антенны подаются на фазовый детектор. Выходной сигнал фазового детектора разделяется на интервалы. Затем выходные сигналы фазо-

вого детектора в смежных интервалах вычитаются друг из друга и сравниваются с порогом. По превышению порога разностью выходных сигналов фазового детектора смежных интервалов фиксируется факт присутствия подвижной цели.

Автор монографии [16] рассматривает теоретические основы фоновый метод локации, отмечая особенность увеличения уровня рассеянного целью сигнала в направлении фона при нахождении вблизи линии «приёмопередатчик-фон». Эта особенность объясняется известным фактом увеличения на 30–40 дБ ЭПР цели при бистатических углах, близких к 180 градусам. Автором приводятся аналитические выражения мощности радиосигнала, отражённого от фона в присутствии вблизи линии «приёмопередатчик-фон» цели. В монографии [16] приведены экспериментальные результаты применения метода фоновой радиолокации в задаче обнаружения автомобиля «Жигули», который был накрыт радиопоглощающим материалом «Ворс». Использование радиопоглощающего материала обеспечило снижение ЭПР автомобиля «Жигули» не менее чем на 25 дБ. В качестве приёмопередатчика использовалась переносная радиолокационная станция 1РЛ136 и лабораторный макет радиолокатора типа «Искра». Зондирующий радиосигнал радиолокаторов представляет собой непрерывное колебание в сантиметровом диапазоне мощностью не более 100 мВт. Фоновым объектом служил лиственный лес высотой до 10–15 м. На расстоянии 25–30 м от опушки леса расположена грунтовая дорога. В процессе эксперимента, проводимого в летний период, автомобиль двигался по грунтовой дороге и в тоже время регистрировался сигнал с выхода фазового детектора. Признаком наличия подвижной цели служило изменение спектральных компонент выходного сигнала фазового детектора.

Следует отметить результаты работ в области разработки технических средств охраны периметра. Подобные средства охраны периметра представлены однопозиционными и двухпозиционными (просветными) радиолокаторами дециметрового и сантиметрового диапазона [18, 19]. В работе [18] автор рассматривает обнаружение подвижной с равномерной скоростью движения цели в зоне обнаружения двухпозиционного радиолокатора с разнесением пунктов излучения и приёма не более чем на 300 м. На первой позиции передатчик излучает непрерывный зондирующий сигнал некоторой частоты. На второй позиции приёмник содержит фазовый детектор, на вход которого поступают опорный сигнал и выходной сигнал антенны. При наличии движущейся цели выходной сигнал фазового детектора изменяется относительно сигнала, когда движущаяся цель отсутствует. В работе представлена модель выходного сигнала фазового детектора при наличии движущейся цели. Автором предложено использовать вейвлет-преобразование с ядром преобразования в виде вейвлета Френеля с

гауссовской огибающей. Выбор вейвлетов Френеля обусловлен качественным сходством с временной формой выходного сигнала фазового детектора при движении цели поперёк линии «передатчик-приёмник». При этом рассеивающимися свойствами цели пренебрегается. В работе отмечается квадратичная зависимость разности хода лучей от времени при поперечном движении цели относительно линии «передатчик-приёмник».

Автором получены выражения, связывающие параметры вейвлетов Френеля с дальностью до движущегося объекта и скоростью его движения, определены выражения автокорреляционных и взаимнокорреляционных функций вейвлетов Френеля, определена их база как отношение его длительности по уровню 0,1 от максимума к длительности главного лепестка его автокорреляционной функции. Кроме этого, автором оценена разрешающая способность целей при вейвлет-преобразовании. Отмечено, что для обнаружения движущейся цели требуется предварительная оценка масштаба вейвлета Френеля путём выбора максимального значения его свёртки при разных масштабах с выходным сигналом фазового детектора.

Проработка вопросов обнаружения нарушителя в системах охраны периметра с помощью зондирующего ЛЧМ-радиосигнала выполнена в работе [19]. Автором исследованы вопросы оценки точности измерения дальности и разрешающей способности целей по дальности, влияния нестабильности частоты зондирующего сигнала на ошибку измерения дальности, а также необходимого времени анализа сигнала биений на выходе аналоговых полосовых фильтров из-за переходных процессов. Анализ представленных работ показывает, что в настоящее время ведутся исследования по разработке новых и совершенствованию имеющихся методов обработки сигналов в фоновой радиолокации для решения задач обнаружения целей с моностатической ЭПР около $1-0,01 \text{ м}^2$ и менее. Большинство алгоритмов обнаружения являются пороговыми и основаны:

- на различии спектра радиосигналов, отражённых от флуктуирующего или неподвижного фона, при наличии движущейся цели от спектра при отсутствии движущейся цели;

- на преобразовании Фурье, на усреднении либо на разности последовательно усреднённых выборок, или на вейвлет-преобразовании выходных сигналов амплитудного или фазового детектора.

Отмечаются, также, альтернативные методы обнаружения движущихся малоразмерных целей: алгоритмы сопровождения целей (завязки трасс) до фиксации факта их обнаружения (технология «Track-Before-Detect»), методы обработки изображений (преобразование Хафа, Радона и т.п.), цифровое накопление по критерию из « n » по « M », восстановление теневой функции пропускания.

Заключение

Представленные результаты исследования метода фоновой радиолокации касаются отдельных аспектов обнаружения слаборассеивающих целей вблизи подстилающей поверхности. Однако этих результатов недостаточно для разработки инженером обнаружителя применительно к фоновому радиолокатору. Эти результаты следует уточнить.

Во-первых, в рассматриваемых работах пренебрегаются рассеивающие свойства движущейся цели при составлении модели сигнала.

Во-вторых, в представленных работах отсутствуют исследования энергетических характеристики сигналов, отражённых от фона, при движении цели, а также анализ потенциальных зон обнаружения по дальности.

В третьих, в указанных трудах отсутствуют зависимости вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги в условиях флуктуирующего фона.

В четвёртых, представленные алгоритмы обнаружения проверяются, как правило, путём моделирования, а экспериментальная проверка работоспособности алгоритмов обнаружения приводится для конкретных единичных случаев.

Отмеченные вопросы требуют отдельного исследования и уточнения в рамках научно-исследовательских работ.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ, соглашение 14.577.21.0279 от 26.09.2017, идентификатор RFMEFI57717X0279.

Список использованной литературы

1. Открытие «Закономерность проявления подвижного объекта», авторы Прангишвили И.В., Ануашвили А.Н., Маклакова В.В. Постановление Бюро Отделения механики, машиностроения и процессов управления Российской Академии Наук, № 10, от 18.02.1992 г., на основе экспертного заключения Физико-технического Института им. А.Ф. Иоффе РАН, подписанного лауреатом Нобелевской премии академиком Алферовым Ж.И. и лауреатом премии Габора академиком Денисюком Ю.Н. (Диплом № 55, 1977 г.).

2. Алымов Ф.С. Фоновая радиолокация как нетрадиционный метод обнаружения движущихся воздушных объектов / Ф.С. Алымов, В.В. Розевиг, В.Н. Саблин, В.В. Чапурский // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2004. – № 4. – С. 72–90.

3. Патент GB 2240894 A (Великобритания). Метод обнаружения малозаметных самолетов / Р. Хауи [в пер. на рус. яз.] // New Scientist. – 1991. Vol. 132. – № 1792. – P. 28.

4. Ануашвили А.Н. Временная фоновая голография движущихся объектов / А.Н. Ануашвили, Л.И. Вайс, В.И. Мандрусов // Закономерность проявления подвижности объекта и развитие методов обнаружения, контроля и измерения: сб. тр. – Вып. 1. – М. : ИПУ РАН, 1993. – С. 70–78.
5. Ахобадзе Г.Н. Разработка радиоизмерительной установки для исследования подвижных объектов // Закономерность проявления подвижности объекта и развитие методов обнаружения, контроля и измерения : сб. тр. – Вып. 1. – М. : ИПУ РАН, 1993. – С. 79–84.
6. Туров В.Е. Экспериментальные исследования выделения сигналов движущейся цели методом фоновой радиолокации // Вестник СибГУТИ. – 2016. – № 3. – С. 164–175.
7. Carlson B.D., Evans E.D., Wilson S.L. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 30, 1 Jan., 1994. Part I: P. 102–108, Part II: P.109–115, Part III: P. 116–124.
8. Ануашвили А.Н. Математическое описание обнаружения малозаметных сигналов на основе фонового принципа // Глобальный научный потенциал. – 2014. – № 10. – С. 73–77.
9. Anuashvili A.N. New principle of moving object image reception // Coherent Measuring and Data Processing Methods and Devices. – International Society for Optics and Photonics, 1993. – Т. 1978. – С. 147–155.
10. Ануашвили А.Н. Аппаратно-программный комплекс обнаружения малозаметных подвижных объектов на основе когерентного приема излучения неподвижного фона // Глобальный научный потенциал. – 2013. – № 8. – С. 78–82.
11. Ануашвили А.Н. Эффект когерентного усиления информационного сигнала о малозаметном подвижном объекте // Перспективы науки, раздел: электроника, измерительная техника, радиотехника и связь. – 2014. – № 10. – С. 57–61.
12. Ануашвили А.Н. Математическое описание процессов когерентного приема излучения, отраженного от неподвижного фона для обнаружения малозаметных подвижных объектов // Инновации и инвестиции. – 2013. – № 6. – С. 142–145.
13. Ануашвили А.Н. Математическое описание условий для надежного обнаружения малозаметного подвижного объекта // Перспективы науки. – С. 23.
14. Ануашвили А.Н. Доказательство достоверности закономерности проявления подвижности объектов в радио диапазоне волн // Успехи современной науки. – 2016. – Т. 4, №. 11. – С. 166–169.
15. Ануашвили А.Н. Теоретическое исследование восприятия сигналов подвижного прозрачного объекта // Успехи современной науки и образования. – 2016. – Т. 2, № 11. – С. 184–188.

16. Соколов А.В. Вопросы перспективной радиолокации. – М.: Радиотехника. – 2003. – 512 с.

17. Быстров Р.П. Метод обработки когерентных сигналов при обнаружении слабо рассеивающих наземных объектов / Р.П. Быстров, В.Л. Румянцев, А.В. Петров, Р.Р. Садыков // Научный вестник МГТУ ГА. – 2000. – № 24. – С. 112–125.

18. Борисова С.Н. Использование вейвлет-преобразования в радиолокационных технических средствах охраны : дис. ... канд. тех. наук: 05.12.14: защищена 27.12.05. – Пенза, 2005. – 154 с.

19. Данилов Е.А. Метод определения информативных параметров нарушителя с использованием вейвлет-преобразования в технических средствах охраны с линейно-частотным модулированным сигналом : дис. ... канд. тех. наук: 05.12.14: защищена 27.12.05. – Пенза, 2005. – 154 с.

Информация об авторах

Христенко Алексей Викторович – инженер научно-исследовательского института систем электросвязи, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634034, г. Томск, ул. Вершинина, 74, e-mail: hristenko@main.tusur.ru.

Аникин Алексей Сергеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634034, г. Томск, ул. Вершинина, 74, e-mail: rrb86@inbox.ru.

УДК 621.396.96

А.В. Христенко, инженер НИИ СЭС;
А.С. Аникин, доцент каф. РТС, канд. техн. наук,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ФОНОВОГО РАДИОЛОКАТОРА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ ВБЛИЗИ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

В докладе рассмотрены вопросы классификации радиолокационных средств на основе двух признаков: по расположению пунктов приёма и передачи в пространстве, а также по способу образования информативного сигнала в пункте приёма. Приведена структурная схема фонового радиолокатора и отмечены наиболее суще-

ственные параметры при разработке обнаружителя движущихся целей вблизи подстилающей поверхности.

Ключевые слова: *фоновый радиолокатор, бистатический радиолокатор, цель, бистатическая эффективная площадь рассеяния, многопозиционная радиолокационная система.*

В настоящее время ведутся работы по разработке радиолокационных систем обнаружения движущихся малоразмерных летательных аппаратов вблизи подстилающей поверхности на основе метода фоновой радиолокации.

Метод фоновой радиолокации нетрадиционный метод обнаружения движущихся целей в настоящее время интенсивно развивается, о чём свидетельствуют работы [1–5]. Однако в этих и многих других работах отсутствуют как определение фонового метода радиолокации, так и определение фонового радиолокатора, в котором реализуются принципы этого метода. Кроме того, в известных авторах работах отсутствует структурная схема фонового радиолокатора. Поэтому нахождение фонового радиолокатора в иерархии некоторой классификации радиолокационных средств оказывается неясным.

Фоновый радиолокатор – техническое средство извлечения информации о движущейся цели из модулированных ею отраженных сигналов объектами местности и относящимися к разным, в общем случае, элементам разрешения.

При отсутствии подвижной цели электромагнитная волна распространяется от радиолокатора до заданного объекта (фона) и обратно, а в соответствующем ему строке дальности наблюдается радиосигнал с априорными параметрами. При движении цели между радиолокатором и заданным объектом электромагнитная волна рассеивается неоднородностью (препятствием) в виде подвижной цели. Это приводит к характерным изменениям во времени параметров наблюдаемого радиосигнала, отраженного от заданного объекта. Информация о движущейся цели содержится в амплитудно-фазовой модуляции данного сигнала.

Классификация радиолокационных средств. Рассмотрим сначала место фонового радиолокатора среди существующих типов активных радиолокационных средств, используя два признака классификации: по расположению в пространстве пунктов передачи и приёма радиолокатора и по способу формирования целью информативного радиосигнала в пункте приёма (рисунке 1).

Рассмотрим первый признак классификации. Будем считать, для определённости, пункт с передающей аппаратурой – передающим пунктом, пункт с приёмной аппаратурой – приёмным пунктом, пункт с приёмопередающей аппаратурой – приёмопередающим пунктом. Тогда под позициями будем понимать передающий, приёмный или

приёмопередающий пункты. Будем считать позиции радиолокатора разными, если для его функционирования необходим канал синхронизации или линия связи для передачи опорного (в частном случае «копии» переданного) сигнала из передающей позиции в приёмную, либо при наличии генератора опорного сигнала в приёмной позиции. В этом случае фоновый радиолокатор является развитием бистатических радиолокаторов «на просвет» на однопозиционный случай. Рассмотрим классификацию активных радиолокаторов с точки зрения размещения на некоторой позиции передающего, приёмного или приёмопередающего пунктов. Для однопозиционного радиолокатора зондирующий сигнал формируется генератором и в том же пункте формируются принятый сигнал на выходе приёмной антенны. Для двухпозиционного радиолокатора зондирующий сигнал формируется в одном (передающем) пункте, а принятый сигнал формируется в другом (приёмном) пункте, причём в когерентных радиолокаторах для обработки принятого сигнала необходимо передать копию зондирующего сигнала или синхросигналы по линии связи от передающего пункта к приёмному. В многопозиционном радиолокаторе зондирующие сигналы формируются в нескольких (передающих или приёмопередающих) пунктах, а принятые сигналы формируются в тех же или других (приёмных или приёмопередающих) пунктах, причём передающие, приёмные и приёмопередающие пункты объединены линией связи между собой и центральным пунктом обработки информации.

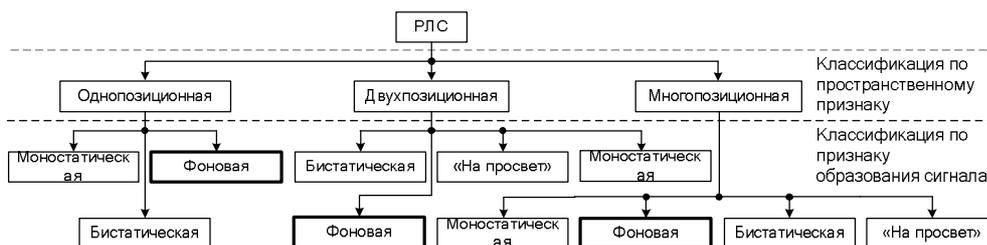


Рисунок 1 – Классификация активных радиолокационных станций по пространственному признаку и образованию принятого сигнала

Рассмотрим второй признак классификации. В однопозиционном радиолокаторе на выходе антенны принятый сигнал образуется при распространении радиоволны от передающей антенны до цели, а после рассеяния – обратно к приёмной антенне. Если изменения индикатрисы рассеяния цели в пределах угла от цели до фазовых центров передающей и приёмной антенн пренебрежимо малы, то эффективную поверхность рассеяния цели можно считать моностатической, а соответствующий однопозиционный радиолокатор – моностатическим.

Если изменения индикатрисы рассеяния цели в пределах угла от цели до фазовых центров передающей и приёмной антенн значительны, то эффективную поверхность рассеяния цели можно считать бистатической, а соответствующий однопозиционный радиолокатор – бистатическим. Однако для реальных пространственных разносов передающих и приёмных антенн однопозиционного радиолокатора, индикатрису рассеяния цели в дальней зоне можно считать постоянной в пределах угла от цели до фазовых центров передающей и приёмной антенн. Поэтому на практике однопозиционный вариант бистатического радиолокатора может быть реализован, в частности, на сравнительно малых дальностях при работе на центральных частотах терагерцового диапазона. В диапазоне СВЧ однопозиционный бистатический радиолокатор практически не рассматривается.

В общем случае на выходе приемной антенны двухпозиционного радиолокатора принятый сигнал является результатом интерференции двух лучей:

- Для первого луча (антенна-цель-антенна):
 - радиоволна от передающей антенны достигает цели и рассеивается ею;
 - рассеянная волна от цели достигает приёмной антенны и составляет первый луч.
- Для второго луча (антенна-антенна):
 - радиоволна от передающей антенны достигает приёмной антенны и составляет второй луч.

На выходе приёмной антенны интерференция указанных сигналов наблюдается в том случае, когда радиосигналы указанных лучей не разрешаются во времени. В противном случае интерференция указанных радиосигналов не наблюдается.

Если угол от цели до передающей и приёмной антенн приближается к 180 градусам, то реализуется двухпозиционный радиолокатор «на просвет», а сигнал, при прочих равных условиях, определяется эффективной поверхностью рассеяния при рассеянии вперёд. Если ненулевой угол от цели до передающей и приёмной антенн отличается от 180 градусов, то реализуется классический вариант бистатического двухпозиционного радиолокатора, а сигнал, при прочих равных условиях, определяется бистатической эффективной поверхностью рассеяния. Амплитуда второго луча меньше, чем в случае радиолокатора «на просвет» и определяется уровнем боковых лепестков, взаимной ориентацией основных лепестков диаграмм направленности передающей и приёмных антенн. Если передающий и приёмный пункт разнесены по дальности и расположены на одной линии визирования с целью так, что индикатриса рассеяния цели практически постоянна, то реализуется моностатический двухпозиционный радиолокатор. Амплитуда второго луча пренебрежимо мала, чем предыдущих вариан-

тах двухпозиционного радиолокатора и определяется уровнем заднего лепестка диаграмм направленности передающей антенны.

Фоновый радиолокатор – это вариант двухпозиционного бистатистического радиолокатора «на просвет», который получается из него при размещении заданного объекта на место приёмного пункта и переносе (совмещении) этого пункта в одну позицию наряду с передающим пунктом. В таком однопозиционном радиолокаторе на выходе антенны выходной сигнал приёмной антенны является результатом интерференции четырёх лучей:

- Для первого луча (антенна-цель-объект-цель-антенна):
 - радиоволна от передающей антенны достигает цели и рассеивается ею;
 - рассеянная целью радиоволна достигает заданного объекта, который её рассеивает в окружающее пространство;
 - рассеянная волна от заданного объекта достигает цели и рассеивается ею;
 - рассеянная целью радиоволна достигает приёмной антенны и составляет первый луч.
- Для второго луча (антенна-цель-объект-антенна):
 - радиоволна от передающей антенны достигает цели и рассеивается ею;
 - рассеянная целью радиоволна достигает заданного объекта, который её рассеивает в окружающее пространство;
 - рассеянная волна от заданного объекта достигает приёмной антенны и составляет второй луч.
- Для третьего луча (антенна-объект-цель-антенна):
 - радиоволна от передающей антенны достигает заданного объекта, который её рассеивает в окружающее пространство;
 - рассеянная волна от заданного объекта достигает цели и рассеивается ею;
 - рассеянная волна от цели достигает приёмной антенны и составляет третий луч.
- Для четвёртого луча (антенна-объект-антенна):
 - радиоволна от передающей антенны достигает заданного объекта, который её рассеивает в окружающее пространство;
 - рассеянная волна от заданного объекта достигает приёмной антенны и составляет четвёртый луч.

При определённых условиях можно представить фоновый радиолокатор как двухпозиционный бистатистический радиолокатор «на просвет», считая заданный объект ретранслятором радиоволн, распространяющихся от передающей антенны и от цели, в направлении на приёмный пункт. Наблюдаемый сигнал на выходе приёмной антенны фонового радиолокатора будет с точностью до постоянного множителя и задержки совпадать с выходным сигналом приёмной антенны двух-

позиционного бистатического радиолокатора «на просвет» при следующих условиях:

- для диффузного характера отражений радиоволн от цели и заданного объекта, когда амплитуда первого луча приблизительно на 30 дБ ниже амплитуды остальных лучей и основной вклад в принятый сигнал вносят первый, второй и четвертый луч;

- когда линейные размеры апертуры приёмной антенны бистатического радиолокатора «на просвет» сравнимы с геометрическими размерами заданного объекта;

- при совпадении направленных характеристик приёмной антенны с индикатрисой рассеяния заданного объекта.

При нарушении этих условий представление фонового радиолокатора как двухпозиционного бистатического радиолокатора оказывается неверным. В частности, это справедливо при резонансом переизлучении сигнала целью (например, если цель – полуволновый диполь на частоте резонанса), когда амплитуда первого луча соизмерима с амплитудами остальных лучей.

Фоновый метод радиолокации по принципу схож с методами когерентно-импульсных радиолокаторов с внешней когерентностью. Отличие между ними состоит в том, что в когерентно-импульсных радиолокаторах с внешней когерентностью подвижная цель и неподвижный объект, переотражающий радиоволну и формирующий опорный сигнал на выходе антенны, находятся в одном строке дальности. В фоновом методе радиолокации расстояния до подвижной цели и до объекта различаются больше чем разрешающая способность по дальности, поэтому их сигналы биений соответствуют разным строкам по дальности.

Отметим, что фоновый радиолокатор может быть реализован в двухпозиционном варианте, либо входит в состав многопозиционной (мультистатической) радиолокационной системы и обеспечивать информацией центральный пункт обработки наряду с моностатическими, бистатическими и радиолокаторами «на просвет» [6].

Структурная схема фонового радиолокатора. Рассмотрим обобщённую структурную схему однопозиционного фонового радиолокатора с квазинепрерывным зондирующим ЛЧМ-радиосигналом, пренебрегая влиянием атмосферы на принятый радиосигнал, а также лучами № 3 и № 4 из-за относительно малого уровня этих сигналов. (рисунок 2). Такое допущение для радиосигналов X-диапазона с шириной спектра не более 200 МГц и длительностью не более 3,5 мс справедливо при их отражении от точечной цели на дистанции не более 1,5–2 км.

В структурную схему однопозиционного фонового радиолокатора входят: передающий тракт, передающая и приёмная антенны, блок цифровой обработки сигналов, индикатор, а также отражатель естест-

венного или искусственного происхождения, формирующий фоновый радиосигнал (рисунок 2). Трасса распространения радиоволн отмечена штрих-пунктирной линией, а фоновый радиолокатор выделен жирной пунктирной линией. Тонкой линией выделен приёмно-передающий пункт однопозиционного фонового радиолокатора.

Приёмный и передающий тракты однопозиционного фонового радиолокатора расположены в одном пункте, а соответствующие им приёмная и передающие антенны сближены так, что их пространственный разнос вызван конечными размерами антенн.

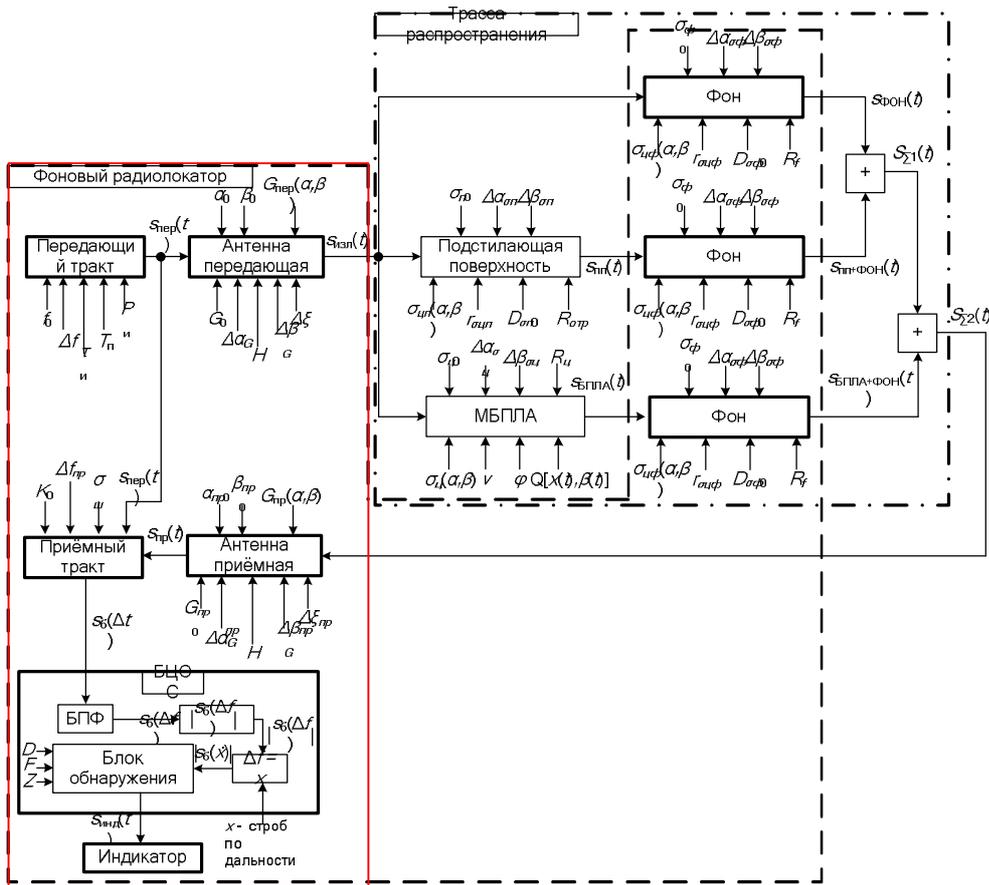


Рисунок 2 – Обобщённая структурная схема однопозиционного фонового радиолокатора

Обнаружение малоразмерного беспилотного летательного аппарата ведётся путём обработки и анализа суммарного фонового радиосигнала $S_{\Sigma 2}(t)$. Суммарный фоновый радиосигнал образуется в результате интерференции сигналов, наблюдаемых в стробе дальности

отражателя (фона). Примером заданных объектов, образующих фоновый радиосигнал, могут выступать: подстилающая поверхность или находящиеся на ней наземные и надземные объекты, а также другие элементы рельефа местности, в том числе, их комбинации. Такие заданные объекты будем называть фоновыми объектами или фоном, а отражённые от этих объектов радиосигналы – фоновыми радиосигналами, либо радиосигналами от фона.

Обычно в одном стробе дальности фоновый радиосигнал наблюдается с радиосигналом, отражённым подстилающей поверхностью. Такой фоновый объект является сложным, так как фоновый радиосигнал образован отражёнными сигналами разных пространственно-разнесённых объектов.

Запишем в общем виде выражение суммарного фонового радиосигнала, принятого в результате излучения зондирующего сигнала:

$$S_{\Sigma 2}(t, \vec{Z}_o) = S_{\Sigma 1}(t, \vec{Z}_{\Sigma 1}) + S_{\text{БПЛА,ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{БПЛА,ФОН}}) + \\ + S_{\text{ФОН,БПЛА}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН,БПЛА}}) + n(t) = S_{\text{ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН}}) + S_{nn, \text{ФОН}}(t, \vec{Z}_{nn, \text{ФОН}}) + \\ + S_{\text{БПЛА,ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{БПЛА,ФОН}}) + S_{\text{ФОН,БПЛА}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН,БПЛА}}) + n(t), \quad (1)$$

где $S_{\Sigma 1}(t, \vec{Z}_{\Sigma 1})$ – суммарный сигнал, образованный интерференцией сигнала в результате последовательного переотражения прямого сигнала от подстилающей поверхности и фона с сигналом от фона;

$S_{\text{БПЛА,ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{БПЛА,ФОН}})$ – сигнал, образованный последовательным переотражением прямого сигнала от малоразмерного беспилотного летательного аппарата и фона;

$S_{\text{ФОН,БПЛА}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН,БПЛА}})$ – сигнал, образованный последовательным переотражением прямого сигнала от фона и малоразмерного беспилотного летательного аппарата;

$S_{\text{ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН}})$ – сигнал, образованный переотражением прямого сигнала от фона;

$S_{nn, \text{ФОН}}(t, \vec{Z}_{nn, \text{ФОН}})$ – сигнал, образованный последовательным переотражением прямого сигнала от подстилающей поверхности и фона;

$\vec{Z}_{\Sigma 1}$ – вектор параметров суммарного сигнала $S_{\Sigma 1}(t, \vec{Z}_{\Sigma 1})$;

$\vec{Z}_{\text{ФОН}}$ – вектор параметров сигнала $S_{\text{ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН}})$;

$\vec{Z}_{nn, \text{ФОН}}$ – вектор параметров сигнала $S_{nn, \text{ФОН}}(t, \vec{Z}_{nn, \text{ФОН}})$;

$\vec{Z}_{\text{ВПЛА,ФОН}}$ – вектор параметров сигнала
 $S_{\text{ВПЛА,ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{ВПЛА,ФОН}})$;

$\vec{Z}_{\text{ФОН,ВПЛА}}$ – вектор параметров сигнала
 $S_{\text{ФОН,ВПЛА}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН,ВПЛА}})$;

$$\vec{Z}_o = [\vec{Z}_{\text{ФОН}} \quad \vec{Z}_{\text{шп,ФОН}} \quad \vec{Z}_{\text{ВПЛА,ФОН}} \quad \vec{Z}_{\text{ФОН,ВПЛА}}];$$

$$\vec{Z}_1 = [\vec{Z}_{\text{ФОН}} \quad Z_{\text{шп}}];$$

$$\vec{Z}_{nn} = [\sigma_{\text{ф0}} \quad \sigma_{\text{цф}}(\alpha, \beta) \quad R_f \quad \Delta\alpha_{\text{сф}} \quad \Delta\beta_{\text{сф}}];$$

$$\vec{Z}_{\text{шп,ФОН}} = [\vec{Z}_{\text{ФОН}} \quad \sigma_{\text{п0}} \quad \sigma_{\text{шп}}(\alpha, \beta) \quad R_{\text{отр}} \quad \Delta\alpha_{\text{сп}} \quad \Delta\beta_{\text{сп}}];$$

$$\vec{Z}_{\text{ВПЛА}} = [\sigma_{\text{ц0}} \quad \sigma_{\text{ц}}(\alpha, \beta) \quad \Delta\alpha_{\text{сп}} \quad \Delta\beta_{\text{сп}} \quad R_{\text{ц}} \quad \cup \quad \varphi \quad Q[x(t), y(t)]];$$

$$\vec{Z}_{\text{ВПЛА,ФОН}} = [\vec{Z}_{\text{ФОН}} \quad \vec{Z}_{\text{ВПЛА}}];$$

$$\vec{Z}_{\text{ФОН,ВПЛА}} = [\vec{Z}_{\text{ФОН}} \quad \vec{Z}_{\text{ВПЛА}}];$$

$\vec{Z}_{TR} = [\vec{Z}_t \quad \vec{Z}_{Gr} \quad \vec{Z}_r \quad \vec{Z}_{Gr}]$ – вектор параметров приёмо-
 передающей аппаратуры;

$\vec{Z}_t = [f_0 \quad \Delta f \quad \tau_{\text{и}} \quad T_{\text{и}} \quad P_{\text{и}} \quad K_{\text{пер}}(j\omega)]$ – вектор параметров пере-
 дающего тракта;

$\vec{Z}_{Gt} = [G_0 \quad G_{\text{пер}}(\alpha, \beta) \quad \alpha_0 \quad \beta_0 \quad \sigma_{\text{ф0}} \quad \Delta\alpha_G \quad \Delta\beta_G \quad \Delta\xi]$ – вектор па-
 раметров антенны передатчика;

$\vec{Z}_r = [K_0 \quad \Delta f_{\text{пр}} \quad \sigma_{\text{ш}} \quad K_{\text{пр}}(j\omega)]$ – вектор параметров приёмного
 тракта;

$\vec{Z}_{Gr} = [G_{\text{пр0}} \quad G_{\text{пр}}(\alpha, \beta) \quad \alpha_{\text{пр0}} \quad \beta_{\text{пр0}} \quad \Delta\alpha_G^{\text{пр}} \quad \Delta\beta_G^{\text{пр}} \quad \Delta\xi_{\text{пр}}]$ – вектор
 параметров антенны приёмника;

f_0 – центральная частота зондирующего радиосигнала;

Δf – ширина полосы спектра зондирующего радиосигнала;

$\tau_{\text{и}}$ – длительность зондирующего радиосигнала;

$T_{\text{и}}$ – период повторения зондирующего радиосигнала;

$P_{\text{и}}$ – мощность излучения зондирующего радиосигнала;

$K_{\text{пер}}(j\omega)$ – частотная характеристика передающего тракта радио-
 локатора;

G_0 – коэффициент усиления передающей антенны радио-
 локатора;

$G_{\text{пер}}(\alpha, \beta)$ – диаграмма направленности передающей антенны ра-
 диолокатора;

α_0 – направление главного лепестка диаграмма направленности передающей антенны радиолокатора в плоскости азимута;
 β_0 – направление главного лепестка диаграмма направленности антенны передатчика радиолокатора в плоскости угла места;
 $\Delta\alpha_G$ – ширина главного лепестка диаграмма направленности передающей антенны радиолокатора в плоскости азимута;
 $\Delta\beta_G$ – ширина главного лепестка диаграмма направленности передающей антенны радиолокатора в плоскости угла места;
 $\Delta\xi$ – максимальный уровень боковых лепестков диаграммы направленности передающей антенны радиолокатора;
 K_0 – сквозной коэффициент усиления приёмного тракта радиолокатора;
 $\Delta f_{\text{пр}}$ – полоса пропускания приёмного тракта радиолокатора;
 $\sigma_{\text{ш}}$ – приведённая ко входу приёмной антенны мощность шума приёмного тракта радиолокатора;
 $K_{\text{пер}}(j\omega)$ – частотная характеристика приёмного тракта радиолокатора;
 $G_{\text{пр}0}$ – коэффициент усиления приёмной антенны радиолокатора;
 $G_{\text{пр}}(\alpha, \beta)$ – диаграмма направленности приёмной антенны радиолокатора;
 $\alpha_{\text{пр}0}$ – направление главного лепестка диаграмма направленности приёмной антенны радиолокатора в плоскости азимута;
 $\beta_{\text{пр}0}$ – направление главного лепестка диаграмма направленности антенны приёмной радиолокатора в плоскости угла места;
 $\Delta\alpha^{\text{пр}}_G$ – ширина главного лепестка диаграмма направленности приёмной антенны радиолокатора в плоскости азимута;
 $\Delta\beta^{\text{пр}}_G$ – ширина главного лепестка диаграмма направленности приёмной антенны радиолокатора в плоскости угла места;
 $\Delta\xi_{\text{пр}}$ – максимальный уровень боковых лепестков диаграммы направленности приёмной антенны радиолокатора.
 $\sigma_{\text{ф}0}$ – средняя эффективная поверхность рассеяния фона;
 $\sigma_{\text{цф}}(\alpha, \beta)$ – угловая зависимость эффективной поверхности рассеяния фона от бистатических углов α и β ;
 R_f – расстояние от фазового центра антенны передатчика до фазового центра отражения фонового объекта;
 $\Delta\alpha_{\text{сф}}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния фонового объекта в плоскости азимута;
 $\Delta\beta_{\text{сф}}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния фонового объекта в плоскости угла места;
 $\sigma_{\text{п}0}$ – средняя эффективная поверхность рассеяния подстилающей поверхности;
 $\sigma_{\text{цп}}(\alpha, \beta)$ – угловая зависимость эффективной поверхности рассеяния подстилающей поверхности от бистатических углов α и β ;

$R_{отр}$ – расстояние от фазового центра антенны передатчика до фазового центра отражения подстилающей поверхности;

$\Delta\alpha_{ст}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния подстилающей поверхности в плоскости азимута;

$\Delta\beta_{ст}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния подстилающей поверхности в плоскости угла места;

$\sigma_{ц0}$ – средняя эффективная поверхность рассеяния малоразмерного беспилотного летательного аппарата;

$\sigma_{ц}(\alpha, \beta)$ – угловая зависимость эффективной поверхности рассеяния малоразмерного беспилотного летательного аппарата от бистатистических углов α и β ;

$R_{ц}$ – расстояние от фазового центра антенны передатчика до фазового центра рассеяния малоразмерного беспилотного летательного аппарата;

$\Delta\alpha_{стц}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния малоразмерного беспилотного летательного аппарата в плоскости азимута;

$\Delta\beta_{стц}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния малоразмерного беспилотного летательного аппарата в плоскости угла места;

v – модуль вектора скорости малоразмерного беспилотного летательного аппарата, лежащего в плоскости вместе с фазовым центром антенны передатчика, приёмника и центра отражения фонового объекта;

φ – угол отклонения вектора скорости малоразмерного беспилотного летательного аппарата относительно перпендикуляра к линии визирования «радиолокатор-фон»;

$Q[x(t), y(t)]$ – функция, описывающая траекторию движения малоразмерного беспилотного летательного аппарата в плоскости, где лежат фазовый центр антенны передатчика, приёмника и центр отражения фонового объекта.

Заключение

Представленные материалы позволяют сделать следующие выводы.

1. Фоновый радиолокатор – техническое средство извлечения информации о движущейся цели из модулированных ею отраженных сигналов объектами местности и относящимися к разным, в общем случае, элементам разрешения.

2. Фоновый метод радиолокации может быть реализован в однопозиционных, двухпозиционных и многопозиционных радиолокационных системах. При определённых условиях, фоновый радиолокатор

является разновидностью двухпозиционного радиолокатора «на про-свет». В частности, когда цель рассеивает радиоволну диффузно.

3. Отличие фонового метода радиолокации от когерентно-импульсных методов состоит в том, что в первом движущейся цели и неподвижному объекту, формирующего опорный радиосигнал, соответствуют разные стробы по дальности.

Список использованной литературы

1. Туров В.Е. Экспериментальные исследования выделения сигналов движущейся цели методом фоновой радиолокации // Вестник СибГУТИ. – 2016. – № 3. – С. 164–175.

2. Carlson B.D. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 30, 1 Jan., 1994. Part I: P.102–108, Part II: P.109–115, Part III: P. 116–124.

3. Соколов А.В. Вопросы перспективной радиолокации // М. : Радиотехника. – 2003. – 512 с.

4. Алымов Ф.С. Фоновая радиолокация как нетрадиционный метод обнаружения движущихся воздушных объектов / Ф.С. Алымов, В.В. Розевиг, В.Н. Саблин, В.В. Чапурский // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2004. – № 4. – С. 72–90.

5. Быстров Р.П. Метод обработки когерентных сигналов при обнаружении слабо рассеивающих наземных объектов / Р.П. Быстров, В.Л. Румянцев, А.В. Петров, Р.Р. Садыков // Научный вестник МГТУ ГА. – 2000. – № 24. – С. 112–125.

6. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация // М. : Радио и связь. – 1993. – С. 416.

Информация об авторах

Христенко Алексей Викторович – инженер научно-исследовательского института систем электросвязи, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634034, г. Томск, ул. Вершинина, 74, e-mail: hristenko@main.tusur.ru.

Аникин Алексей Сергеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634034, г. Томск, ул. Вершинина, 74, e-mail: rrb86@inbox.ru.

А.А. Мурасев, ассистент каф. ТОР;
 А.А. Спектор, проф. каф. ТОР, Новосибирский гос. техн. ун-т,
 И.Ф. Лозовский, начальник СПР, АО «НПО НИИП-НЗиК»
 г. Новосибирск, Российская Федерация

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ШИРОКОПОЛОСНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ РЛС ОБЗОРА

В статье рассматриваются методы пространственной обработки сигналов в широкополосной цифровой антенной решетке РЛС обзора при воздействии внешних активных помех. Получены количественные оценки разработанных алгоритмов пространственной обработки для линейной антенной решетки, приведен их сравнительный анализ.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, активная помеха, пространственная обработка сигналов.

Одна из важных задач, которая может эффективно решаться в РЛС с цифровыми антенными решетками (ЦАР), заключается в ослаблении действия внешних помех. Возможность индивидуального воздействия на составляющие общего сигнала, принимаемые отдельными элементами антенной решетки, содержит в себе потенциал, которого в принципе нет при приеме на зеркальные и другие типы простых антенн. Особое значение это приобретает с расширением вычислительных ресурсов и с развитием возможности преобразования сигналов в цифровую форму непосредственно на антенне.

В данной статье предлагается несколько алгоритмов подавления внешних активных помех, основанных на различиях пространственных сигналов и помех.

Рассмотрим образование пространственного сигнала при приеме на линейной антенной решетке (ЛАР) с I равноотстоящими элементами (рисунок 1), расположенными вдоль оси x . Угол прихода сигнала отсчитывается от нормали к оси x , положительным считаем движение против часовой стрелки.

Полагаем фронт волны, поступающей на антенну, плоским. При произвольном угле прихода θ между любой парой соседних элементов имеется разность хода лучей

$$\Delta r = d \sin \theta, \quad (1)$$

которой соответствует временная задержка сигналов на соседних элементах

$$\tau_0 = \frac{\Delta r}{c} = \frac{d \sin \theta}{c}. \quad (2)$$

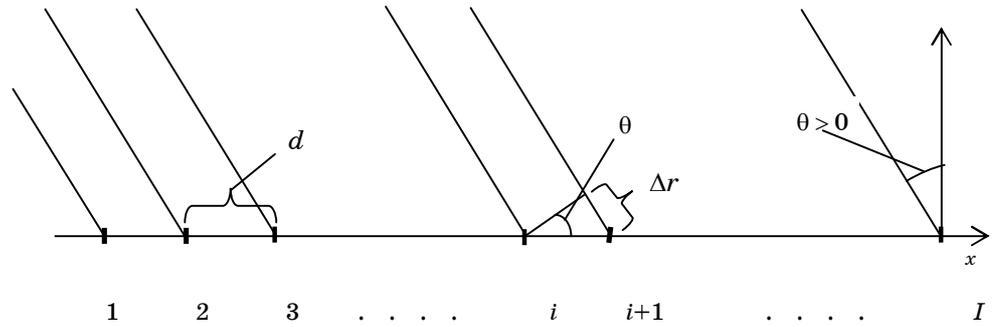


Рисунок 1 – Геометрия линейной эквидистантной решетки

Тогда сигнал на любом элементе антенны можно записать как:

$$u_i(j) = U(jt_d - (i-1)u_0) \cos[u_0(jt_d - (i-1)u_0) + u(jt_d - (i-1)u_0)],$$

$$i = \overline{1, I}, j = \overline{1, J}, \quad (3)$$

где t_d – шаг дискретизации. Все I сигналов в (3) фактически являются копиями одного и того же сигнала, однако их совокупность содержит информацию о направлении, которая отсутствует в отдельных сигналах. В любой фиксированный момент времени $t = \hat{t}$ сигнал имеет некоторые изменения амплитуды $U(\bullet)$ и фазы $\psi(\bullet)$ вдоль решетки, величина которых зависит от угла прихода θ . Вместе с тем, в динамике сигнала $u(\hat{t}, x)$ наиболее сильно выражена колебательная составляющая

$$u_-(\hat{t}, x) = \cos u_0 \left(\frac{x}{d} u_0 - \hat{t} \right). \quad (4)$$

Ее скорость изменения в v^{-1} раз превосходит скорость изменения комплексной огибающей.

Аналогичный пространственный характер имеет и узкополосная помеха. Различие пространственных сигнала и помехи состоит в детерминированных изменениях амплитуды и фазы сигнала и их флуктуационных изменениях у помехи. Качественный вид сигнала показан на рисунке 2 для нескольких углов прихода волны при числе элементов $I = 70$.

Рассмотрим двухэтапный алгоритм фильтрации активной помехи на ЛАР. Алгоритм ориентирован на обработку цифрового кадра на прямоугольной решетке размера $J \times I$ элементов, каждая строка которого представляет собой совокупность отсчетов всех антенных элементов в фиксированный момент времени, а каждый столбец образован отсчетами, полученными на выходах АЦП в последовательные

моменты времени. Общее количество временных отсчетов J может определяться длительностью рабочего сигнала РЛС и частотой дискретизации при аналого-цифровом преобразовании.

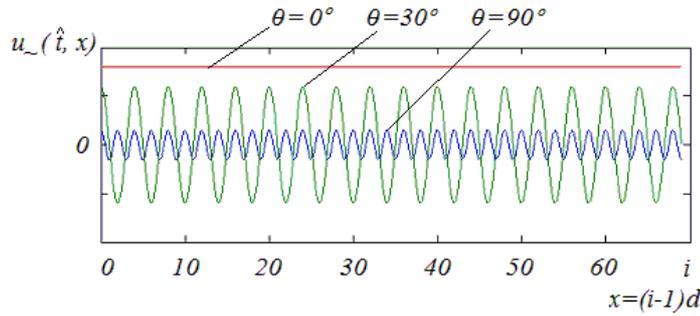


Рисунок 2 – Вид пространственного сигнала на линейной антенной решетке

На первом этапе выполняется пространственная винеровская фильтрация ожидаемого полезного сигнала во всех строках (т.е. для фиксированных значений дискретного времени j). Алгоритм реализуется в частотной области и имеет обычный вид:

$$Y(f_n) = X(f_n) \frac{g_c(f_n)}{g_c(f_n) + g_n(f_n)} = X(f_n) \frac{1}{1 + g_c(f_n)/g_n(f_n)}. \quad (5)$$

В (5) осуществляется вычисление спектра пространственных частот $Y(f_n)$ на выходе пространственного фильтра путем умножения спектра $X(f_n)$ входного сигнала x_i на частотный коэффициент передачи фильтра [1]:

$$K(f_n) = \frac{1}{1 + g_c(f_n)/g_n(f_n)}. \quad (6)$$

Коэффициент (6) определяется функциями пространственных СПМ ожидаемого сигнала $g_c(f_n)$ и помехи $g_n(f_n)$. Последняя определяется путем обучения фильтра, которое сводится к тому или иному методу оценивания СПМ при отсутствии во входном сигнале полезной составляющей. Обратное преобразование Фурье от спектра (5) приводит к оценке y_i , $i = \overline{1, I}$ пространственного сигнала.

Второй этап обработки представляет собой согласованную фильтрацию рабочего сигнала на фоне окрашенной помехи, которая сформировалась на элементах антенны в результате первого этапа обработки. Реализуется данная процедура, являющаяся временной фильтрацией, также в частотной области Максимальное ОСШ реализуется в последний (J -й) момент времени. Комплексный коэффициент

передачи согласованного фильтра определяется известным выражением [2, 3]:

$$K(f) = \frac{S^*(f)}{\sqrt{G(f)}} e^{-j2\pi f\tau_u}, \quad (7)$$

В первом алгоритме Ф1 выполняется фильтрация только на центральном элементе ЛАР, т.к. здесь ошибка винеровской фильтрации минимальна. Во втором алгоритме Ф2 выходная статистика двухэтапной обработки определяется взвешенным суммированием:

$$z = \sum_{i=1}^I c_i \cdot z_i. \quad (8)$$

где z_i , $i = \overline{1, I}$ – отсчеты выходных сигналов, в которых достигнуты максимальные значения ОСШ в отдельных каналах. Весовые коэффициенты c_i учитывают различие дисперсий оценок пространственной фильтрации на разных элементах ЛАР – на краях имеет место увеличение.

Второй алгоритм двумерной пространственно-временной фильтрации оперирует двумерным сигналом $u(j, i)$, $j = \overline{1, J}$, $i = \overline{1, I}$, полученным после аналого-цифрового преобразования сигналов всех элементов ЛАР. Несовпадение углов прихода θ_c сигнала и θ_n помехи приводит к разнесению спектров на двумерной частотной плоскости. Именно это представляет собой существенные различия сигнала и помех, которые следует использовать для эффективного ослабления действия последних.

Рассматриваемый алгоритм представляет собой двумерный согласованный фильтр, на выходе которого в определенный момент времени и на определенном элементе антенны образуется отсчет, в котором достигается максимальное отношение сигнала к помехам. Алгоритм строится по аналогии с обычным (временным) согласованным фильтром, реализуется в двумерной частотной области. Его коэффициент передачи аналогичен (9) и может быть представлен в виде [4]:

$$K(f_t, f_x) = \frac{S^*(f_t, f_x)}{\sqrt{G(f_t, f_x)}} e^{-j2\pi f_t \tau_u - j2\pi f_x x_m}. \quad (9)$$

Здесь f_t , f_x – временная и пространственные частоты; τ_u , x_m – длительность сигнала и размер ЛАР (длина в метрах); $S(f_t, f_x)$ – двумерный спектр полезного сигнала; $G(f_t, f_x)$ – двумерная функция СПМ суммарной помехи.

Алгоритм двумерной согласованной фильтрации включает вычисление двумерного дискретного спектра

$$\dot{U}(k, m) = \sum_{l=1}^J \sum_{r=1}^I u(l, r) e^{-j\left(\frac{2\pi}{J}l \cdot k + \frac{2\pi}{I}r \cdot m\right)}, \quad (10)$$

его умножение на коэффициент передачи (9) и обратное дискретное преобразование Фурье. Адаптация алгоритма также сводится к получению оценок двумерной СПМ помехи.

Исследование рассмотренных алгоритмов проводилось с помощью статистического моделирования. В качестве сигнала использовался ЛЧМ-импульс с параметрами: несущая частота $f_0 = 3$ ГГц, девиация частоты $f_{\text{д}} = 100$ ГГц, промежуточная частота $f_{\text{пр}} = 75$ МГц, длительность импульса $\tau_u = 1$ мкс. Частота дискретизации сигнала на промежуточной частоте $f_{\text{д}} = 400$ МГц, количество временных отсчетов $J = 400$, число излучателей ЛАР $I = 70$, отношение помеха/шум 40 дБ. На рисунке 3 приведены зависимости выигрыша Δq по ОСП от угла прихода помехи θ_n при значении угла прихода сигнала $\theta_c = 0,1^\circ$.

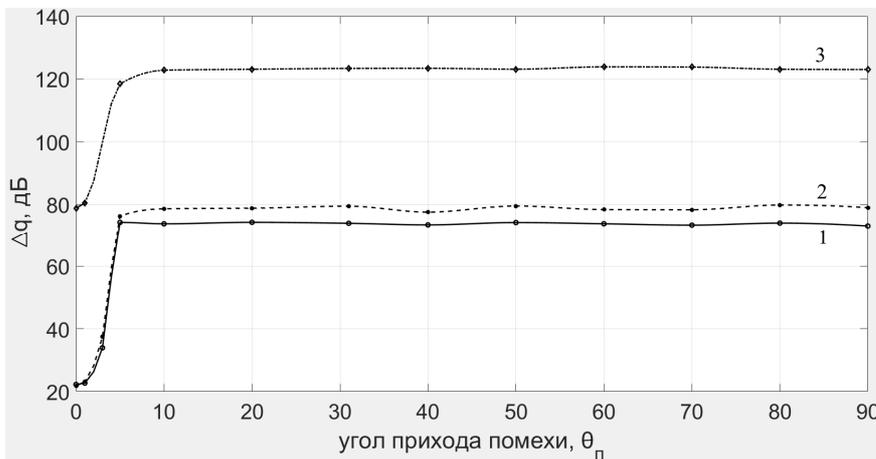


Рисунок 3 – Сравнение алгоритмов: 1) Φ1; 2) Φ2; 3)Φ3

В таблице 1 приведены результаты для десяти источников помех $\theta_n = \{5, 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 80\}^\circ$, $\theta_c = 0,1^\circ$.

Таблица 1 – Результаты оценки подавления помех тремя алгоритмами, дБ

	Φ1	Φ2	Φ3
Δq , дБ	72,5	76	116

Из представленных результатов видно, что лучшее подавление обеспечивает алгоритм Ф3: при $\theta_n > 10^\circ$ выигрыш Δq составляет не менее 120 дБ. А выигрыш алгоритма Ф3 относительно Ф1 и Ф2 – 45 и 49 дБ соответственно.

Список использованной литературы

1. Шахтарин Б.И. Фильтры Винера и Калмана : учеб. пособие для вузов. – 2-е изд. – М. : Горячая линия – Телеком, 2014. – 408 с.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В 3 кн. Изд. 2-е. – М.: Сов. радио, 1975. – Кн. 2. – 392 с.
3. Лозовский И.Ф. Цифровая обработка сигналов в РЛС обзора : моногр. / И.Ф. Лозовский. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 270 с.
4. Прэйтт У. Цифровая обработка изображений : пер. с англ. – М. : Мир, 1982. – Кн. 2 – 480 с.

УДК 621.396.962.2

С.Р. Газитов, студент каф. РТС;
И.В. Аржевикин, студент каф. РТС;
Ф.Н. Захаров, доцент каф. РТС, канд. техн. наук,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

ЛЧМ РАДИОВЫСОТОМЕР ДЛЯ БПЛА СВЕРХМАЛЫХ ВЫСОТ

Разработан радиовысотомер для сверхмалых БПЛА, излучающий непрерывный сигнал с линейной частотной модуляцией в L и X-диапазоне. Такое решение позволяет измерять высоту как до поверхности земли, так и до верхней кромки растительности. Диапазон измерения высот составил от 1 до 60 м., точность измерения высоты 0,5 м.

Ключевые слова: БПЛА, радиовысотомер, дециметровый диапазон, патч-антенна, измерение высоты.

В настоящее время активно развиваются беспилотные летательные аппараты (БПЛА). Они находят применение в различных отраслях народного хозяйства. В частности, применяются в научных исследованиях магнитного поля Земли [1, 2] и других геофизических исследованиях [3]. Для подобного рода исследований требуется знать

положение БПЛА в пространстве с высокой точностью: например, точность измерения высоты над поверхностью земли должна быть не хуже 0,5 м. Используемые средства измерения не всегда позволяют получить требуемую точность, либо учесть влияние растительности и других внешних факторов. Например, высотомеры, построенные на базе лидара, будут измерять высоту до верхней кромки растительности. Такой высотомер необходим для обеспечения безопасности полёта БПЛА, но он не позволяет измерять истинную высоту полёта. Навигационный приёмник позволяет определить относительную (относительно точки взлёта или относительно базовой станции GPS/ГЛОНАСС) высоту и абсолютную (над уровнем моря) высоту. Радиовысотомер, при правильном выборе частоты излучения, позволяет измерять как истинную высоту, так и высоту до растительности, однако, стандартные авиационные высотомеры обладают значительными габаритами и весом и не могут быть установлены на БПЛА лёгкого класса.

Руководствуясь описанной необходимостью, был спроектирован радиовысотомер, излучающий непрерывный сигнал с линейной частотной модуляцией в L и X -диапазонах. Такое решение позволяет измерять высоту как до поверхности земли, так и до верхней кромки растительности. Диапазон измерения высот составил от 1 до 60 м., точность измерения высоты 0,5 м.

Высота БПЛА измеряется по задержке принятого сигнала относительно зондирующего. В качестве зондирующего сигнала был выбран непрерывный радиосигнал, с частотной модуляцией. Задержка измеряется по изменению частоты между моментами приёма и передачи (рисунок 1).

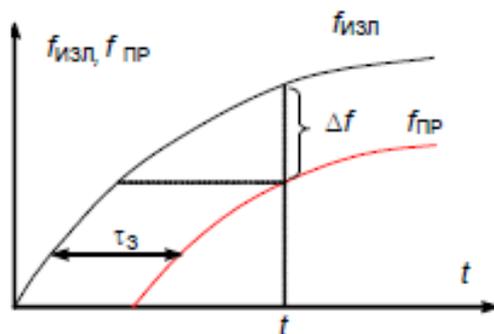


Рисунок 1 – Принцип измерения времени задержки в частотном дальнометре

Параметры используемого сигнала:

- модуляция: линейно-частотная;
- частота девиации: 150 МГц;

- период модуляции: 240 мкс;
- несущая частота: 1,6 ГГц и 11 ГГц.

Выбор частот 1,6 ГГц и 11 ГГц, обусловлен тем, что радиосигнал отражается от предметов, размеры которых сопоставимы с длиной волны этого сигнала, поэтому сигнал с частотой 1,6 ГГц будет использоваться для измерения высоты над поверхностью земли, а сигнал частотой 11 ГГц – для измерения высоты полёта над растительностью.

Так как разработанный высотомер работает на двух частотах, были рассчитаны и спроектированы две печатные антенные решетки. Выбор обусловлен их небольшими габаритами, что важно для использования на БПЛА. В результате получили, что раскрыв антенной решетки для частоты 1,6 ГГц составляет 0,152 м на 0,13 м, а для частоты 11 ГГц 0,054 м на 0,054 м. Диаграммы направленности полученных антенных решеток равны 40°. В качестве приемной антенны была выбрана миниатюрная ненаправленная штыревая антенна.

В качестве подложки АР будем использовать материал ТММ6 – это диэлектрик, предназначенный для использования в микроволновых и радиочастотных устройствах. Характеристики ТММ6 следующие:

- диэлектрическая проницаемость 6,3;
- толщина диэлектрика 3,175 мм;
- толщина металлизации 35 мкм;
- тангенс угла диэлектрических потерь 0,0009.

Для определения необходимой мощности излучения воспользуемся основным уравнением радиолокации:

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t \cdot G_t \cdot A_r \cdot \sigma}{(4\pi)^2 \cdot P_{r\min}}}, \quad (1)$$

где P_t – мощность передатчика; G_t – коэффициент направленного действия антенны; A_r – эффективная площадь антенны; σ – эффективная площадь рассеяния цели; $P_{r\min}$ – минимальная чувствительность приемника.

В виду отсутствия данных о коэффициенте отражения от земной поверхности для высоких частот будем использовать наихудший вариант, предполагая, что в реальных условиях ожидается более высокое значение $\sigma_{0\text{ПОВ}}$ [1]. Для расчёта среднего значения ЭПР примем наименьшее значение $\sigma_{0\text{ПОВ}}$, т.е. значение для земной поверхности типа пашня [4] Для расчета был выбран наихудший вариант $\sigma_{0\text{ПОВ}} = -28$ дБ. Площадь, облучаемая передатчиком, представляет собой основание конуса, угол раствора которого будем считать рав-

ным $\theta_{0,5} = 40^\circ$. Тогда при максимальной высоте $h = 60$ м при отсутствии крена получим:

$$S = \pi \cdot r^2 = \pi \cdot (h \cdot \operatorname{tg}(\theta))^2 = 1,498 \cdot 10^3 \text{ м}^3. \quad (2)$$

Среднее значение ЭПР (над поверхностью с наибольшим поглощением при отсутствии крена):

$$\sigma_3 = \sigma_{0\text{ПОВ}} \cdot S = 2,368 \text{ м}^3. \quad (3)$$

С учётом вышеизложенного получим формулы для расчёта мощности непрерывного излучения:

$$P_{\text{пер}} = \frac{R_{\text{MAX}}^4 \cdot 2\pi \cdot c \cdot k_{\text{III}} \cdot k \cdot T_0 \cdot \lambda}{(a \cdot b \cdot k_{\text{И}})^2 \cdot \sigma_3} \quad (4)$$

где a и b – размеры антенной решетки; $k_{\text{И}} = 0,9$ – коэффициент использования площади антенны.

При раскрые антенны 0,152 м на 0,13 м и рабочей частоте 1,6 ГГц необходимая излучаемая мощность сигнала составляет не более 0,04 Вт.

При раскрые антенны 0,054 м на 0,054 м и рабочей частоте 11 ГГц необходимая излучаемая мощность сигнала составляет не более 0,26 Вт.

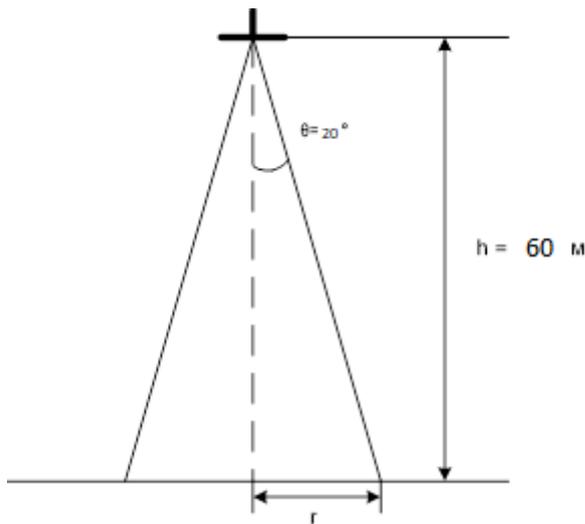


Рисунок 2 – Площадь пятна засветки

Чувствительность приемника определяется по формуле:

$$P_{c \text{ min}} = k_{\text{III}} k T \cdot \Delta f \cdot q. \quad (5)$$

Для непрерывного ЛЧМ сигнала ширина полосы Δf составляет 150 МГц.

Значение чувствительности равно $P_{c\min} = 0,97 \cdot 10^{-13}$ Вт. Относительно опорного уровня мощности в 1 мВт. $P_{c\min} = -90,1$ дБм. Мощность принимаемого сигнала при частоте 1,6 ГГц: $P_r = 3,683 \cdot 10^{-11}$ Вт. Мощность принимаемого сигнала при частоте 11 ГГц: $P_r = 5,789 \cdot 10^{-12}$ Вт

Полученные мощности выше, чем чувствительность приемника, поэтому нет необходимости в дополнительных мерах улучшения энергетики высотомера.

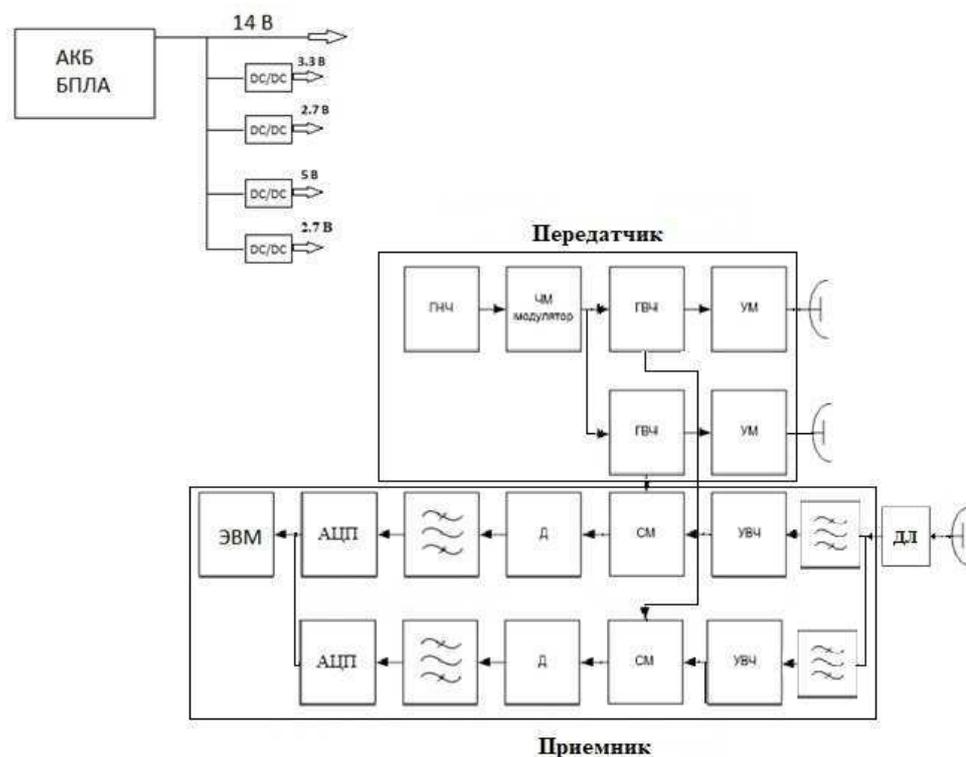


Рисунок 3 – Структурная схема двухчастотного высотомера

Заключение

В результате работы был предложен вариант построения радио-высотомера для измерения высоты полёта БПЛА над поверхностью земли и растительностью. Высотомер имеет малые габариты за счет использования современной микроэлектронной техники. Выбор диапазона 1,6 ГГц и 11 ГГц, обусловлен тем, что сигнал отражается от

предметов, размеры которых сопоставимы с длиной волны этого сигнала. Предложен вариант позволяющий определять положение БПЛА в пространстве с высокой точностью. Предложенный вариант высотомера позволит повысить безопасность полета, что является актуальной задачей при активном использовании беспилотных летательных аппаратов в настоящее время и их широком распространении во всех отраслях народного хозяйства.

Список использованной литературы

1. Фирсов А.П. и др. Применение высокочастотного магнитометра для лёгких БПЛА при геолого-геофизическом изучении трюбок взрыва // Интерэкспо Гео-Сибирь. – 2015. – Т. 2. – № 2.
2. Черкасов С.В., Стерлигов Б.В., Золотая Л.А. О возможности использования беспилотных летательных аппаратов для производства высокоточных измерений аномалий магнитного поля Земли // Вестник Московского университета. Сер. 4: Геология. – 2016. – № 3. – С. 17–20.
3. Эпов М.И., Злыгостев И.Н. Применение беспилотных летательных аппаратов в аэрогеофизической разведке // Интерэкспо Гео-Сибирь. – 2012. – Т. 2, №. 3.
4. Денисов В.П. Радиотехнические системы. Раздел 1: учеб. пособие / В.П. Денисов, Б.П. Дудко. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2005. – 156 с.

Информация об авторах

Станислав Радиславович Газитов – студент кафедры РТС, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: gazitovstas@mail.ru.

Иван Викторович Аржевикин – студент кафедры РТС, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: ivanruf-1@mail.ru.

Федор Николаевич Захаров - кандидат технических наук, старший научный сотрудник НИИ РТС, доцент, кафедра радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zakharovfn@gmail.com.

А.А. Комаров, зав. каф. РТП и АС, канд. техн. наук;
А.П. Климова, студент 6-го курса каф. РТП и АС,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
г. Москва, Российская Федерация

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ВЫСОТ НЕРОВНОСТЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОЙ ПОСАДКИ ВЕРТОЛЁТА

В статье рассматривается влияние различных параметров облучения посадочной площадки (ПП) на качество получаемой картины при использовании метода интерферометрической съемки с борта вертолета. В частности, рассматривается зависимость потенциальной точности оценки высот опасных неровностей ПП при посадке летательного аппарата на неподготовленную поверхность.

Ключевые слова: *Интерферометрическая съемка; радиолокация; антенная система; разностно-фазовая интерферограмма.*

В настоящее время все более и более серьезной становится проблема посадки вертолета на неподготовленную площадку в сложных метеоусловиях или же в ночное время суток, когда визуальный анализ ПП не является столь надежным методом определения возможности посадки. При посадке даже в дневное время суток для заснеженной или сильно запыленной поверхности возникает опасность для жизни пилота и экипажа [1, 2]. Это связано с тем, что, приземляясь, вертолет создает мощное снежное или пылевое облако, затрудняющее процесс определения наличия опасных уклонов или холмов на ПП. Особую опасность при посадке вертолета представляют неровности высотой 0,5 м и более и уклоны ПП более 15°. Большинство вертолетов оборудованы спутниковыми навигационными системами и бортовыми радиовысотомерами, обеспечивающими летчику при полете и при снижении точное определение координат. Однако, такие системы не обеспечивают необходимую информацию о состоянии рельефа ПП и возможных посторонних объектах на ней. При известных характеристиках антенной системы и геометрии облучения задача обработки сигналов, отраженных от ПП решается с использованием алгоритма радиолокационной интерферометрической съемки, обеспечивая наглядную визуализацию поверхности ПП. Интерферометрический метод предполагает получение информации о возвышениях рельефа в

каждом элементе разрешения путем измерения разности фаз отраженных сигналов на входах двух разнесенных антенных систем [3, 4].

Для обеспечения безопасности вертолета при заходе на посадку со скоростью не более 15 м/с производится радиолокационная съемка поверхности ПП с высоты $H = 50 \dots 100$ м. В начале съемки координаты вертолета уточняются спутниковой навигационной системой. Согласно летному регламенту [5] необходимо, чтобы размер ПП составлял не менее двух диаметров вертолетного винта, т.е. порядка 90×90 м, и перед посадкой на неподготовленную ПП вертолет должен совершить маневр, траектория которого соответствует облету выбранной ПП и показана на рисунке 1.

Антенная система РЛС состоит из двух антенн, направленных на один и тот же участок поверхности ПП, приемопередающей $A1$ и приемной $A2$, реализованных, как волноводно-щелевые решетки, связанные «жесткой» базой размером B , параллельно укрепленных на хвостовой балке вертолета и движущихся вдоль оси y со скоростью W (рисунок 2).

Координаты фазовых центров антенн $A1$ и $A2$ бортовой РЛС при горизонтальной ориентации базы соответствуют (x_1, y_0, z_1) и (x_2, y_0, z_1) . Соотношение линейной длины антенны l_a и длины радиоволны λ позволяет формировать узкий луч в азимутальной плоскости. Ширина диаграмм направленности (ДН) антенн $A1$ и $A2$ в угломестной плоскости идентична и охватывает диапазон углов, определяемый размером ПП при выбранной высоте полета H .

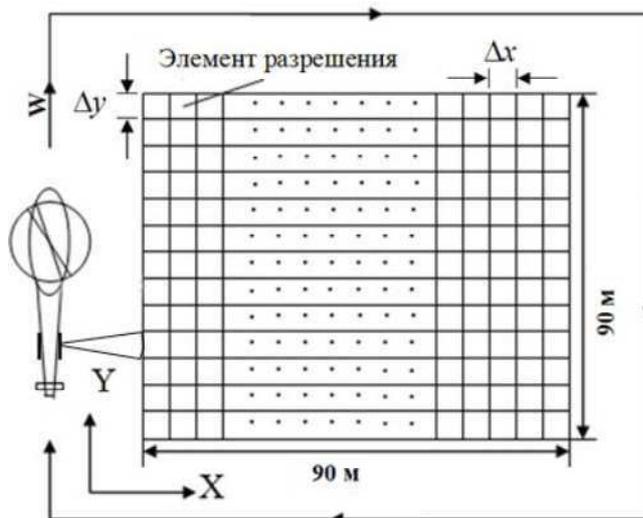
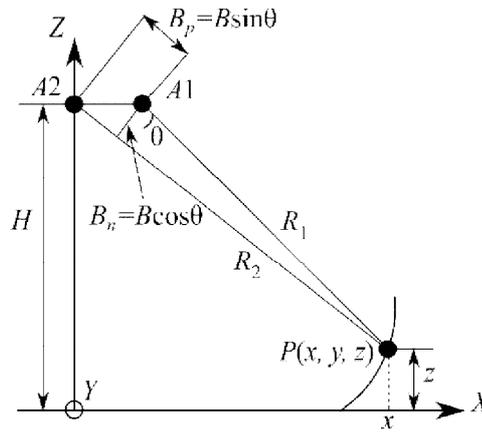
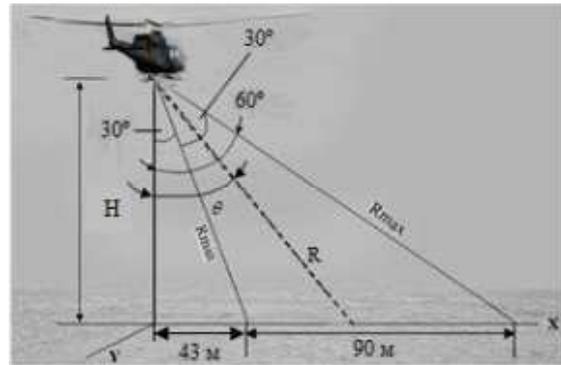


Рисунок 1 – Траектория полета вертолета при обзоре места посадки



a



b

Рисунок 2 – (а) Интерферометрическое радиолокационное визирование элемента разрешения на ПП; (б) Геометрия облучения ПП с борта вертолета

Таким образом, алгоритм радиолокационной интерферометрической съемки поверхности ПП для бортовой РЛС осуществляется следующим образом [6]: радиолокационные эхо-сигналы, излучаемые первой антенной и полученные в двух приемниках, после соответствующей обработки формируют интерферограмму. Расчет высоты z элемента разрешения по разности фаз сигналов, приходящих на две антенны с одного и того же элемента разрешения, из геометрии визирования определяется выражением

$$z = H - R_1 \left\{ \cos \alpha \sqrt{1 - \left[\frac{R_1^2 + B^2 - (R_1 - \Phi/k)^2}{2BR_1} \right]^2} + \sin \alpha \left[\frac{R_1^2 + B^2 - (R_1 - \Phi/k)^2}{2BR_1} \right] \right\},$$

где R_1 – наклонная дальность; H – высота полета вертолета; α – угол наклона базы относительно горизонта; B – антенная база интерферометра; $\Phi = (2\pi/\lambda) B \sin\theta$ – разность фаз; k – волновое число.

При данной геометрии облучения флуктуационная ошибка измерения координаты z элемента разрешения $\sigma_{z\Phi}$ определяется соотношением [6]

$$\sigma_{z\Phi} = \frac{\lambda H \operatorname{tg}\theta}{2\pi B \cos(\alpha - \theta)} \sigma_{\Phi}.$$

Исследование показало, что существует оптимальная антенная база радиointерферометра B , при которой достигается минимальная погрешность измерения координаты z . Для примера задаём значения: высоту полета вертолета $H = 75$ м, длина радиоволны $\lambda = 8,6$ мм, кратность некогерентного накопления с каждого элемента разрешения равна $N = 4$. Ширина ДН антенн в угломестной плоскости идентична и охватывает размеры, определяемые ПП в диапазоне углов от 30° до 60° , что дает величину наклонной дальности от $R_{\min} = 85$ м до $R_{\max} = 150$ м при выбранной высоте полета.

На рисунках 3–5 показана рассчитанная потенциальная точность метода – зависимость флуктуационной погрешности измерения высоты элемента разрешения $\sigma_{z\Phi}$ от размера антенной базы B при различных углах наблюдения θ .

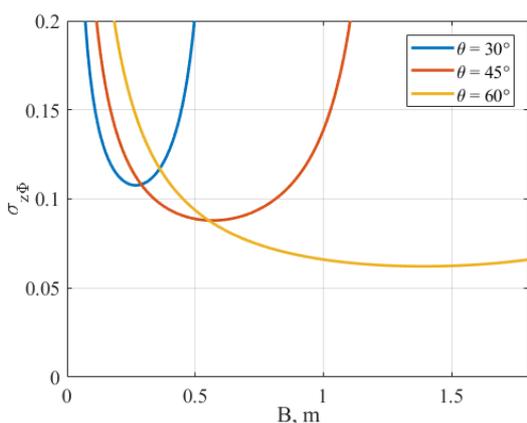


Рисунок 3 – Зависимость флуктуационной погрешности измерения высоты элемента разрешения $\sigma_{z\Phi}$ от размера антенной базы B при различных θ при угле наклона базы к горизонту $\alpha = 0^\circ$

Видно, что при малой антенной базе чувствительность системы к рельефу слабая, а при большой базе B возникает раскорреляция сигналов, приходящих на две антенны. Также видно, что с увеличением угла наклона базы относительно горизонта α появляется возможность уменьшить размеры базы. При угле $\alpha = 90^\circ$ можно получить потенциальные значения точности измерения рельефа ПП

в диапазоне от 6 до 11 см. выбрав размер базы интерферометра в пределах 0,5...0,6 м.

Рисунок 4 – Зависимость флуктуационной погрешности измерения высоты элемента разрешения $\sigma_{z\Phi}$ от размера антенной базы B при различных θ при угле наклона базы к горизонту $\alpha = 45^\circ$

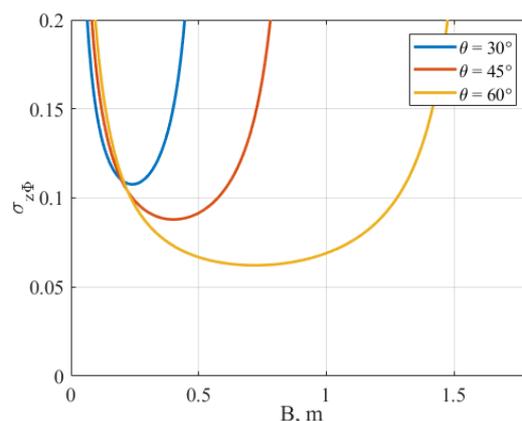
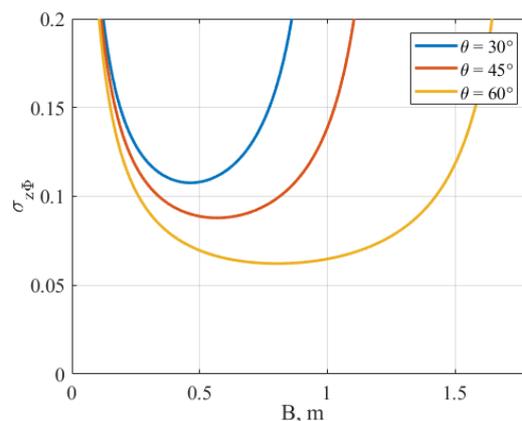


Рисунок 5 – Зависимость флуктуационной погрешности измерения высоты элемента разрешения $\sigma_{z\Phi}$ от размера антенной базы B при различных θ при угле наклона базы к горизонту $\alpha = 90^\circ$



Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00184.

Список использованной литературы

1. Rotary-Wing Brownout Mitigation: Technologies and Training // A Technical Report by NATO Science and Technology Organization, 2012. Режим доступа: https://www.researchgate.net/publication/234675186_Rotary-wing_Brownout_Mitigation_Technologies_and_Training.

2. Анализ состояния безопасности полетов в гражданской авиации Российской Федерации в первом полугодии 2016 года. Управление инспекции по безопасности полетов Федерального агентства воздушного транспорта Российской Федерации, 2016. Режим доступа: <https://docplayer.ru/31805703-Analiz-sostoyaniya-bezopasnosti-poletov->

v-grazhdanskoy-aviacii-rossiyskoy-federacii-v-pervom-polugodii-2016-goda.html

3. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли : учеб. пособие для вузов / под ред. проф. Г.С. Кондратенкова. – М. : Радиотехника, 2005.

4. B. Kutuza, M. Bondarenko, D. Dzenkevich, A. Kalinkevich, M. Krilova, O. Shishkova, V. Verba, E. Vostrov, V. Manakov, V. Plushev. First Results of Radar Images Obtained by Improved Multi-Frequency Polarimetric SAR Com-plex “IMARC” / Proc. of EUSAR'2006, Dresden, Germany. June 16–18 2006.

5. Руководство по лётной эксплуатации вертолётa Ми-8 [Электронный ресурс]. – М. : Департамент воздушного транспорта министерства транспорта РФ, 1996 г. – URL: http://airspot.ru/book/file/237/mi-8_rle.pdf.

6. Шимкин П.Е., Комаров А.А. Имитационная модель интерферометрического радиолокатора вертолетного базирования. Журнал радиоэлектроники [Электронный ресурс]. – 2019. № 1. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan19/4/text.pdf>.

Информация об авторах

Комаров Алексей Александрович – кандидат технических наук, заведующий кафедрой, кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ», 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14, e-mail: KomarovAlA@mpei.ru.

Климова Анна Павловна – студент 6-го курса радиотехнического факультета, кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ», 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14, e-mail: jrichi@mail.ru.

А.А. Комаров, зав. каф. РТП и АС, канд. техн. наук;
П.Е. Шимкин, ст. преп. каф. РТП и АС, канд. техн. наук,
Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
г. Москва, Российская Федерация

СТРУКТУРА БОРТОВОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ РЛС БЕЗОПАСНОЙ ПОСАДКИ ВЕРТОЛЁТА

В статье рассматривается вариант построения бортовой интерферометрической РЛС безопасной посадки вертолёта. Представлен один из вариантов алгоритмической реализации имитационной компьютерной модели, реализованной в пакете прикладных программ MATLAB. Показаны результаты моделирования на примере посадки вертолета на вспаханное поле с небольшим уклоном.

Ключевые слова: *Интерферометрический радиолокатор; цифровая модель рельефа; трехмерное изображение; безопасная посадка вертолета.*

Одной из основных причин аварий вертолетов [1, 2] является ненадежность средств для обеспечения их посадки на неподготовленную посадочную площадку (ПП) в сложных метеоусловиях в дневное и ночное время при плохой визуальной видимости. Даже при хороших погодных условиях, но запыленной земной поверхности возникает опасность для жизни летчика и экипажа при посадке. Дело в том, что массивное пылевое облако, образующееся вихрями воздуха из-за винтов вертолета, существенно маскирует ПП. При этом неровности высотой 0,5 м и более и уклоны ПП более 15° уже представляют опасность для посадки вертолета, особенно при сильном ветре.

Существующие бортовые системы (спутниковые навигационные системы, бортовые радиовысотомеры), которыми оборудованы большинство вертолётов, не могут обеспечить необходимую информацию о состоянии рельефа, уклонах ПП и наличии посторонних объектов на ней.

На сегодняшний день, можно выделить два основных направления исследований в данной области [3–5]. Первое – применение лазерных локаторов в системах безопасной посадки вертолета (СБПВ). Достигается высокая детализация рельефа, информация о рельефе ПП выводится на экран в кабине пилота. Основными недостатками лазерных СБПВ являются сильная зависимость от погодных условий, т.е. невозможность проведения съемки поверхности ПП в условиях дождя, тумана, снега, а также высокая стоимость по сравнению с радиолокационными системами. Второе – применение радиолокационных

систем в сочетании со специальной обработкой сигналов, отраженных от посадочной площадки. Применяются как непрерывные, так и импульсные системы со сложными сигналами. Известно несколько методов, позволяющих выделить из радиолокационных данных информацию о возвышениях рельефа поверхности: стереоскопический, интерферометрический, клинометрический и поляриметрический. Стереоскопический и интерферометрический методы требуют двух снимков одного и того же участка поверхности с разных позиций, клинометрический работает только с одним снимком, а поляриметрический требует набора изображений, сделанных с разными поляризациями сигнала.

В силу ряда особенностей этих методов, а также требований летного регламента [6], говорящих о необходимости обязательного облета предполагаемой зоны посадки с нескольких сторон, практическое использование при оценивании рельефа поверхности находит сочетание стереоскопического и интерферометрического метода.

Антенная система РЛС состоит из двух антенн, направленных на один и тот же участок поверхности ПП, приемопередающей $A1$ и приемной $A2$, реализованных, как волноводно-щелевые решетки, связанные «жесткой» базой размером B , параллельно укрепленных на хвостовой балке вертолета и движущихся вдоль оси y со скоростью W (рисунок 1).

Радиолокационные эхо-сигналы, излучаемые первой антенной и полученные в двух приемниках, после соответствующей обработки формируют интерферограмму [7]. Алгоритм расчета высоты z элемента разрешения по разности фаз сигналов, приходящих на две антенны с одного и того же элемента разрешения, из геометрии визирования (см. рисунок 1) определяется следующим выражением

$$z = H - R_1 \left\{ \cos \alpha \sqrt{1 - \left[\frac{R_1^2 + B^2 - (R_1 - \Phi/k)^2}{2BR_1} \right]^2} + \sin \alpha \left[\frac{R_1^2 + B^2 - (R_1 - \Phi/k)^2}{2BR_1} \right] \right\},$$

где R_1 – наклонная дальность; H – высота полета вертолета; α – угол наклона базы относительно горизонта; B – антенная база интерферометра; $\Phi = (2\pi/\lambda) B \sin \theta$ – разность фаз; k – волновое число.

Интерферограмма радиолокационной съемки формируется в РЛС умножением одного изображения на комплексно-сопряженное второе изображение того же сюжета, но полученное с другой антенны. Модель радиолокационной интерферометрической съемки, использующей два комплексных изображения, показана на рисунке 2.

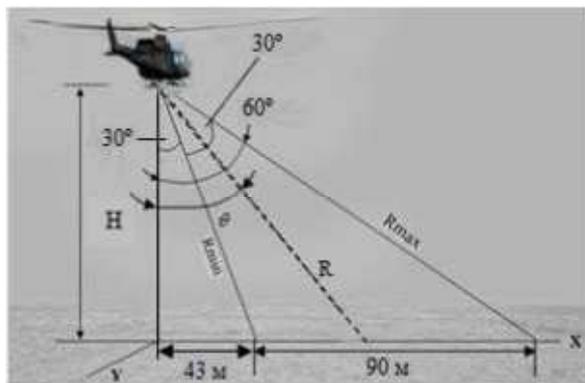
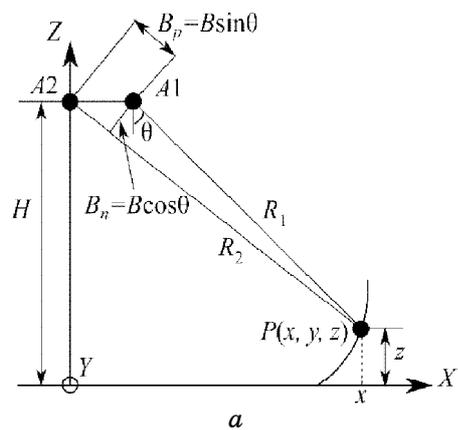


Рисунок 1 – (а) Интерферометрическое радиолокационное визирование элемента разрешения на ПП; (б) Геометрия облучения ПП с борта вертолета

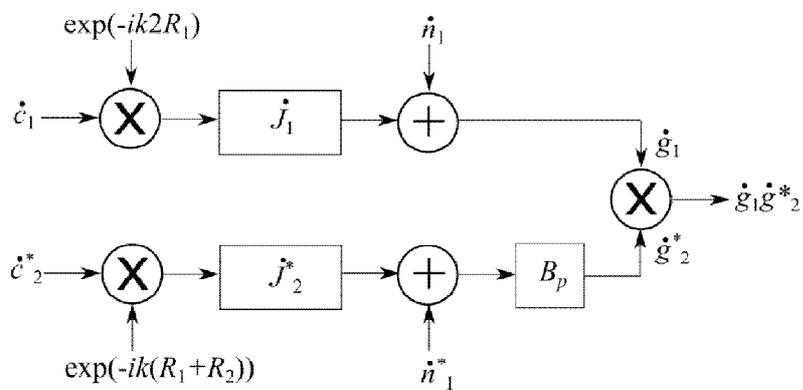


Рисунок 2 – Модель радиолокационной интерферометрической съёмки

Здесь $\exp(\cdot)$ представляет сдвиг фазы, появляющейся из-за распространения радиоволн; $J_{1,2}$ – импульсная характеристика тракта; n – тепловой шум; $\dot{g}_{1,2}$ – комплексный выходной сигнал РЛС; B_p – задержка для компенсации запаздывания сигнала на базе.

Для анализа разности фаз применяем метод максимального правдоподобия, тогда оценка разности фаз с каждого элемента разрешения на поверхности определяется выражением [8]

$$\hat{\Phi} = \arctg \left[\frac{\operatorname{Im} \left(\sum_{n=1}^N \dot{g}_{1n} \dot{g}_{2n}^* \right)}{\operatorname{Re} \left(\sum_{n=1}^N \dot{g}_{1n} \dot{g}_{2n}^* \right)} \right],$$

где N – кратность некогерентного накопления.

После получения разностно-фазового изображения (РФИ) осуществляется операция устранения составляющей плоской поверхности Земли. Для решения задачи развертывания фазы выбран один из основных алгоритмов двумерного разворачивания фазы, называемый методом наименьших квадратов (Least Squares Method) [9]. Зависимость между разностно-фазовыми значениями в каждом элементе разрешения и изменениями высоты рельефа определяется следующим выражением

$$z = \frac{\lambda H \operatorname{tg} \theta}{4\pi B \cos \theta} \delta\Phi' = k_2 \cdot \delta\Phi',$$

где $\delta\Phi'$ – развернутая фаза. Таким образом, для получения данных об ординатах рельефа восстановленные фазовые значения должны быть умножены на коэффициент масштабирования развернутой фазы, зависящий от длины волны, размера базы, высоты полета вертолета и угла места цели.

Рассмотрим применение данного подхода на примере облучения поверхности ПП в виде вспаханного поля с уклоном 3° (рисунок 3).

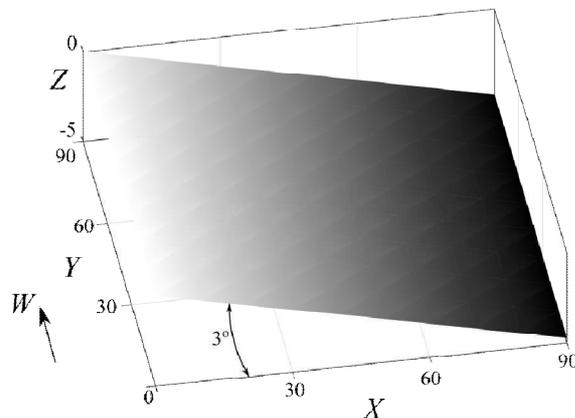


Рисунок 3 – Поверхность крупного рельефа с уклоном 3°

Среднеквадратическая ордината шероховатостей для вспаханного поля и его неровностей составляет 7,8 мм, диэлектрическая проницаемость равна $5.9 + j3.5$. Полученные интерферограммы до и после устранения составляющей плоской поверхности Земли приведены на рисунке 4.

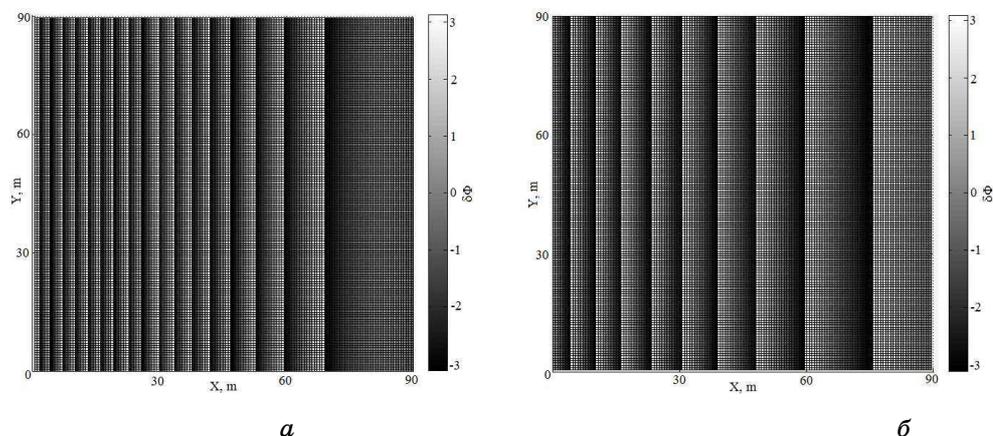


Рисунок 4 – Интерферограмма поверхности крупного рельефа с уклоном $3^\circ(a)$ и окончательная интерферограмма (б), полученная после устранения составляющей плоской поверхности Земли (отношение фон/шум = 20 дБ)

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00184.

Список использованной литературы

1. Rotary-Wing Brownout Mitigation: Technologies and Training // A Technical Report by NATO Science and Technology Organization, 2012. URL: https://www.researchgate.net/publication/234675186_Rotarywing_Brownout_Mitigation_Technologies_and_Training.
2. Анализ состояния безопасности полетов в гражданской авиации Российской Федерации в первом полугодии 2016 года. Управление инспекции по безопасности полетов Федерального агентства воздушного транспорта Российской Федерации, 2016. URL: <https://docplayer.ru/31805703-Analiz-sostoyaniya-bezopasnosti-poletov-v-grazhdanskoj-aviacii-rossiyskoj-federacii-v-pervom-polugodii-2016-goda.html>
3. Sykora B. BAE systems brownout landing aid system technology (BLAST) system overview and flight test results // Proc. SPIE 8360

Airborne Intelligence, Surveillance, Reconnaissance (ISR) Systems and Applications IX, 83600M, 1 May 2012. DOI: 10.1117/12.918506.

4. Savage J.; Harrington W.; McKinley A. R.; Burns H.M.; Braddom S., et al. 3D-LZ helicopter lidar imaging system // Proc. SPIE 7684 Laser Radar Technology and Applications XV, 768407, April 29, 2010. DOI: 10.1117/12.853625.

5. Murray J.T., Seely J., Plath J; Gotfreson E., Engel J., et al. Dust-Penetrating (DUSPEN) “see-through” lidar for helicopter situational awareness in DVE // Proc. SPIE 8737, Degraded Visual Environments: Enhanced, Synthetic, and External Vision Solutions 2013, 87370H, 16 May 2013. DOI: 10.1117/12.2016439.

6. Руководство по лётной эксплуатации вертолёта Ми-8 [Электронный ресурс]. – М.: Департамент воздушного транспорта министерства транспорта РФ, 1996 г. – URL: http://airspot.ru/book/file/237/mi-8_rle.pdf.

7. Баскаков А.И., Жутяева Т.С., Лукашенко Ю.И. Локационные методы исследования объектов и сред : учеб. для студентов вузов / под ред. А.И. Баскакова. – М. : Издательский центр «Академия», 2011. – 384 с.

8. Шимкин П.Е., Комаров А.А. Имитационная модель интерферометрического радиолокатора вертолетного базирования. Журнал радиоэлектроники [Электронный ресурс]. – 2019. № 1. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan19/4/text.pdf>.

9. D.C. Ghiglia and L.A. Romero. Robust two-dimensional weighted and unweighted phase unwrapping that uses fast transforms and iterative methods. Journal of the Optical Society of America, 11, 1 (Jan/1994), 107 – 117.

Информация об авторах

Комаров Алексей Александрович – кандидат технических наук, заведующий кафедрой, кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ», 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14, e-mail: KomarovAlA@mpei.ru

Шимкин Павел Евгеньевич – кандидат технических наук, старший преподаватель, кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ», 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14, e-mail: shimkinpy@gmail.com.

Ш.В. Куулар, магистрант каф. ТУ.;
Р.Р. Хажобеков, аспирант каф. ТУ.,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ЗАЩИТЫ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПИКОСЕКУНДНОГО ЛОКАТОРА

В данной статье описана проблема пассивных помех систем радиолокации. Разработан полосовой фильтр для защиты входных цепей пикосекундного лоатора. Отличительными особенностями фильтра являются малое затухание в полосе пропускания, малые габариты и гибридное исполнение (используются элементы с сосредоточенными и с распределенными параметрами).

Ключевые слова: Полосовой фильтр; амплитудно-частотная характеристика; сверхкороткий импульс; пикосекундный лоатор.

В Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) в лаборатории пикосекундной техники на кафедре радиоэлектроники и систем связи (РСС) совместно с общим проектом Национального исследовательского Томского Государственного Университета (ТГУ) разработан пикосекундный лоатор (ПЛ) со следующими характеристиками: длительность импульса 2 нс, время нарастания 300 пс (спектр частот от 500 МГц до 2000 МГц). Достоинством разработанного ПЛ является большая скорость, высокая разрешающая способность, возможность обнаружения не только металлических, но и любых других объектов.

Для данного ПЛ одной из актуальных проблем является пассивные помехи, связанные с отражениями. Основной причиной помех является амплитуда отраженного сигнала, который зависит от размеров антенны, от близко расположенных предметов и от расположения генератора и приемника относительно антенны. Чем ближе объект, тем больше амплитуда отраженного сигнала, который приведет к критическому состоянию приемника.

Пассивные помехи могут привести к подавлению полезных сигналов и насыщению приемного тракта лоатора. Так как интенсивность помех может существенно превышать уровень полезного сигнала приемника, делая радиолокационное наблюдение невозможным.

Фильтрация является одним из способов защиты от пассивных помех, путем уменьшения полосы принимаемых частот. Для фильтра работающей с широкополосным сигналом желательны малые габари-

ты и минимальные потери. Для обеспечения требуемой полосы частот (500–2000 МГц) разработан полосовой фильтр (ПФ) в утилите iFilter [1]. При разработке фильтра учитывались следующие параметры: порядок фильтра $n=5$, центральная частота $f_0=1250$ МГц, внутреннее сопротивление источников и сопротивление нагрузки 50 Ом. Вид сверху топологии полученного фильтра представлен на рисунке 1. Фильтр имеет следующие геометрические параметры: толщина фольги $t=0,035$ мм, толщина подложки $h=2,5$ мм, габариты устройства 74Ч10 мм. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки ϵ_r равна 4,3. Значения ширины линий w , длины линий l и емкости обоих конденсаторов C сведены в таблицу 1.

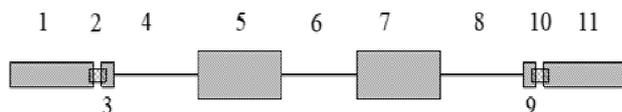


Рисунок 1 – Вид сверху топологии ПФ после оптимизации

Таблица 1 – Параметры фильтра

Номер части из топологии фильтра	Название	Длина l , мм	Ширина w , мм
1, 11	Подводящий отрезок	10	3
3, 9	Площадка под пайки	1,5	2
4, 6, 8	Узкий отрезок (индуктивность)	10	0,3
5, 7	Широкий отрезок (емкость)	10	5,7
2, 10	Конденсатор 6,6 пФ		

Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ после оптимизации приведены на рисунке 2.

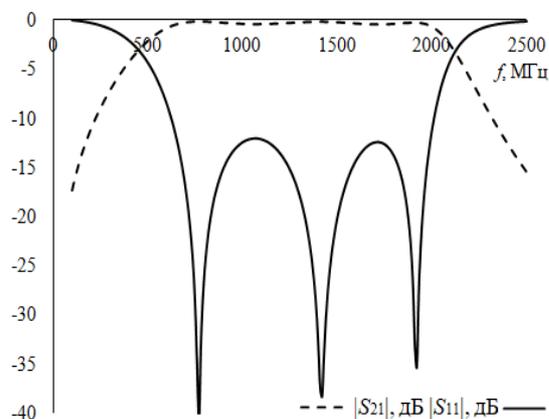


Рисунок 2 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ полосового фильтра после оптимизации

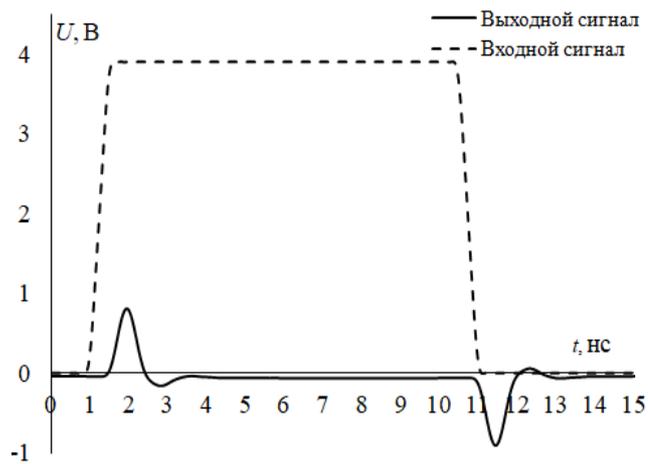


Рисунок 3 – Формы сигналов на входе и выходе ПФ

Расчет полосового фильтра. Согласно [2] узким участкам линии (высокоомным) соответствует индуктивный импеданс, а широким (низкоомным) емкостной. Значения индуктивностей и емкостей для эквивалентной схемы можно рассчитать по формулам (1)–(4). Для начала рассчитана схема фильтра пятого порядка. Для обеспечения полосы подавления в частотном диапазоне от 0 до 500 МГц использовано в начале и в конце схемы последовательно включенных конденсаторов номиналом 6,6 пФ. Для обеспечения полосы подавления на частотах более 2000 МГц рассчитана схема, состоящая из трех последовательно включенных катушек индуктивности номиналом 9,2 нГн, и двух параллельно включенных конденсаторов номиналом 0,52 пФ. Схема фильтра представлена на рисунке 4.

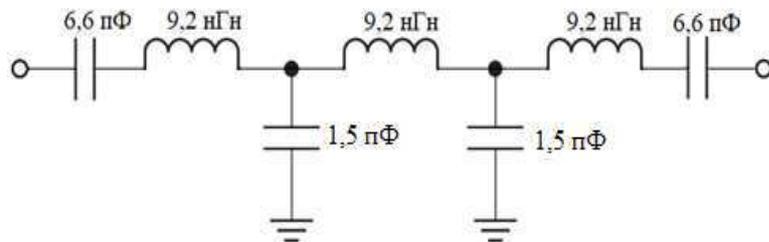


Рисунок 4 – Схема полосового фильтра

Так как отрезок линии, отвечающий за параллельно включенную емкость должен быть достаточно широким, предполагается, что $w/H > 2$. В этом случае погонная емкость отрезка рассчитывается по формуле [1]:

$$C_c = 10,6\varepsilon \left(1 + \frac{w_1 / H}{1 - t / H} \right), \text{ пФ/м.} \quad (1)$$

Из таблицы 1 длина широкой линии $l_1=10$ мм. Тогда w_1 из (1) будет равным 5,7 мм.

Ширина отрезка, отвечающего за индуктивность должна быть достаточно узкой. Поэтому предполагается, что $w/H < 2$. Тогда погонная емкость отрезка находится по формуле 2.

$$C_L = 10,6\varepsilon \left(1 + \frac{w_2}{H}\right) \frac{1}{1 - t/H}, \text{ пФ/м.} \quad (2)$$

Погонная индуктивность отрезка вычисляется как

$$L_L = C_L \cdot Z_B^2, \text{ пГн/м.} \quad (3)$$

Где волновое сопротивление Z_B определяется как

$$Z_B = 315 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1 - t/H}{1 + w_2/H}, \text{ Ом.} \quad (4)$$

Далее (2) и (4) подставлено в (3), откуда выражено H . Учитывая длину l_2 так же равной 10 мм, получено значение ширины отрезка, отвечающего за последовательно включенную индуктивность $w_2=0,3$ мм.

Вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ приведены на рисунке 5. Таким образом, было показано, что с помощью формул, представленных в данном разделе можно описать фильтры на распределенных элементах с помощью сосредоточенных элементов.

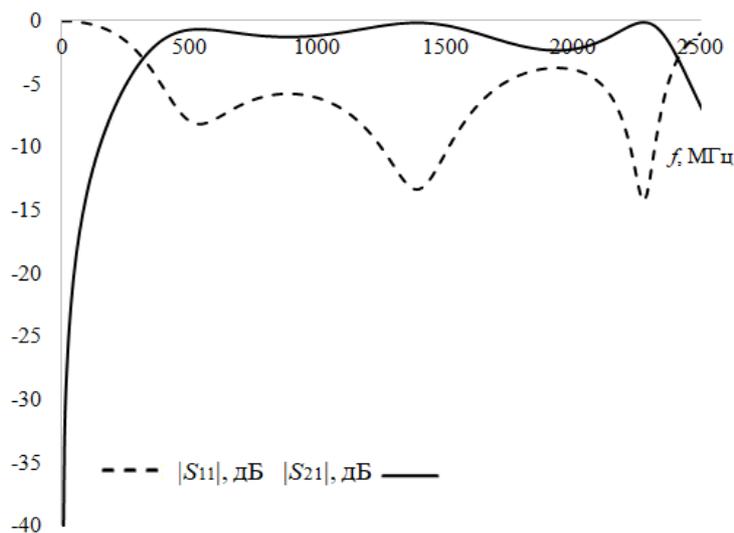


Рисунок 5 – Вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ полосового фильтра

Экспериментальное исследование. По данным из таблицы 1 был изготовлен прототип полосового ГФ, фото которого приведено на рисунке 6. Фильтр размещен на подложке из стеклотекстолита ($\epsilon_r=4,3$) размерами (74×10 мм). С обратной стороны выполнена сплошная металлизация. Вход и выход фильтра оформлены высокочастотными (ВЧ) разъемами SMA.

Результаты эксперимента в частотной области. Испытания ПФ проводилась с помощью прибора Р2М, по методике, изложенной в руководстве по эксплуатации (персональный компьютер, комплект кабелей и переходов). Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ полосового ГФ приведены на рисунке 7. Измерения показали, что полоса пропускания фильтра находится в диапазоне частот от 490 МГц до 1980 МГц. Кроме того, до частоты 1500 МГц вносимое фильтром затухание в полосе пропускания не превышает 1 дБ.

Таким образом, можно сделать вывод, что частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ полосового ГФ при моделировании и экспериментальном исследовании примерно совпадают. Также измеренное согласование (частотная зависимость $|S_{11}|$) лучше, чем рассчитанное на минус 10 дБ.

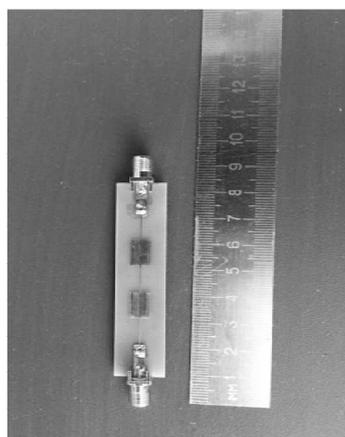


Рисунок 6 – Фото прототипа полосового фильтра

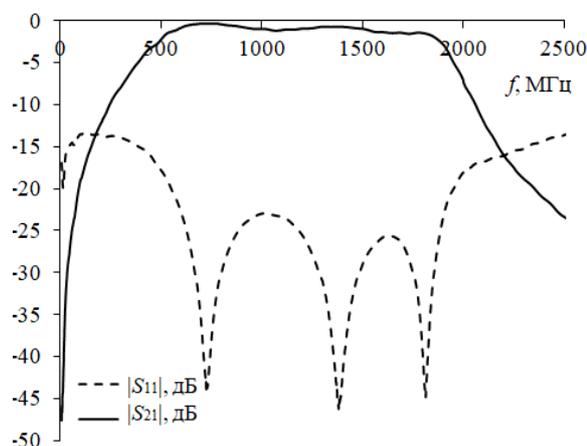


Рисунок 7 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ полосового ГФ

Результаты эксперимента во временной области. Испытания полосового ГФ во временной области проводилась с помощью осциллографа LeCroy и генератора импульсов. Измерения форм напряжения на выходе фильтра проводились при воздействии прямоугольного сигнала длительностью 9 нс и амплитудой 4 В. Измеренные формы напряжения на входе гибридного полосового фильтра приведены на ри-

сунке 8. Из рисунка 8 видно, что формы входного и выходного сигнала примерно совпадают.

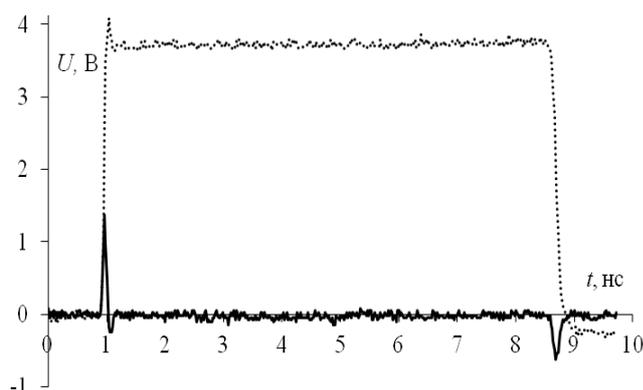


Рисунок 8 – Формы напряжения на входе гибридного полосового фильтра (---) и на выходе (—) в условиях воздействия интенсивных помех

Результаты. В результате данной работы разработан полосовой, работающий в диапазоне частот от 500 до 2000 МГц. Отличительными особенностями фильтра являются малые габариты, простота в реализации, широкая полоса частот. Изготовлен прототип устройства и выполнен натурный эксперимент. Результаты эксперимента также показали, что фильтр работает в соответствии с требованиями. Дальнейшей работой является исследование совместной работы ПЛ и предлагаемого фильтра в реальных условиях.

Список использованной литературы

1. Куулар Ш.В. Сравнение вариантов реализации полосового фильтра для пикосекундного локатора / Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2019», г. Томск, 22–24 мая 2019.

2. Гошин Г.Г. Антенны и фидеры. Сборник задач с формулами и решениями: учеб. пособие. – Томск : Изд-во ТУСУР, 2012. 236 с.

Информация об авторах

Куулар Шончалай Валерьевна – магистрант кафедры телевидения и управления Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, инженер научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств», e-mail: kuular-1996@inbox.ru, +7(999)618-85-66, Российская Федерация, 634050, Томск, проспект Ленина, 40.

Хажибеков Роман Русланович – аспирант кафедры телевидения и управления Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, инженер научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств», e-mail: r300994@mail.ru, +7(952)897-23-80, Российская Федерация, 634050, Томск, проспект Ленина, 40.

УДК 621.396.969.1

А.Д. Леонтьев, студент каф. РТС;
В.Ю. Куприц, доцент каф. РТС, канд. техн. наук,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОЙ РЛС В САПР SYSTEMVUE

В статье рассматриваются возможности системы автоматического проектирования (далее – САПР) SystemVue для моделирования широкополосных радиолокационных систем (далее – РЛС), а также исследуются существующие на сегодняшний день виды РЛС для локации целей с малой эффективной поверхностью рассеивания (ЭПР).

Ключевые слова: РЛС, САПР, SystemVue, БПЛА.

Оценка возможностей средств радиолокации

Большинство существующих РЛС оказываются малоэффективными в обнаружении малоразмерных БПЛА [1–4]. Это связано с размерами БПЛА (ЭПР порядка 0,01–0,001 кв. м) и малыми значениями частоты доплеровского смещения частоты из-за небольших скоростей их перемещения в пространстве. Существуют специфические особенности по обнаружению БПЛА, например, если БПЛА находится вблизи птиц и т.п. Кроме того, задача обнаружения малоразмерных БПЛА значительно усложняется в условиях применения помех средствам РЭБ. Поэтому задача обнаружения малоразмерных БПЛА требует новых подходов и решений с использованием современных САПР.

Краткие сведения о SystemVue

Программное обеспечение (ПО) SystemVue представляет собой систему автоматизированного проектирования (САПР), предназначенную для реализации электронных систем на системном уровне [5]. Данный САПР позволяет оптимизировать моделируемую систему на физическом уровне и посмотреть все возможные характеристики сигнала в разных точках схемы.

Особенностью выбранного ПО является возможность подключения различных готовых библиотек, которые содержат функциональные блоки различного назначения для моделирования высокочастотных устройств, цифровых сигнальных процессоров, систем связи, логических модулей и тд. Также существует возможность создания пользовательских библиотек, функциональных блоков с поддержкой различных входных данных для модельно-ориентированного маршрута проектирования (а именно блоки графического интерфейса пользователя, подключение блоков с кодом на языках C++, MATLAB или VHDL).

Моделирование РЛС в SystemVue

Для исследования возможностей САПР SystemVue применимо к задаче моделирования радиолокационных систем, нами была создана модель широкополосного радиолокатора на основе встроенной библиотеки примеров. Характеристики зондирующего радиолокационного сигнала:

- длительность импульса $\tau = 4 \cdot 10^{-6}$ с;
- период повторения импульсов $T_{\text{п}} = 5 \cdot 10^{-4}$ с;
- полоса частот $\Delta f = 5 \cdot 10^6$ Гц;
- несущая частота $f_c = 1 \cdot 10^9$ Гц.

Схема радиолокационной системы представлена на рисунке 1, вид зондирующего сигнала представлен на рисунке 2.

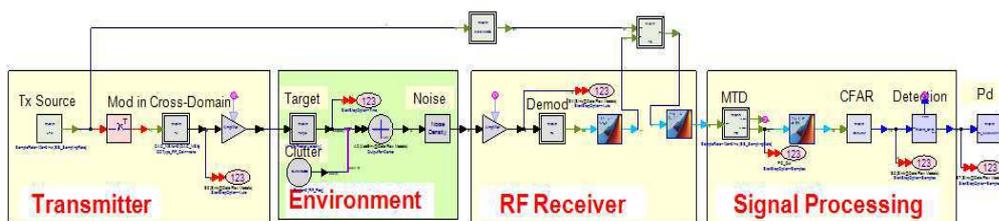


Рисунок 1 – Схема радиолокационной системы

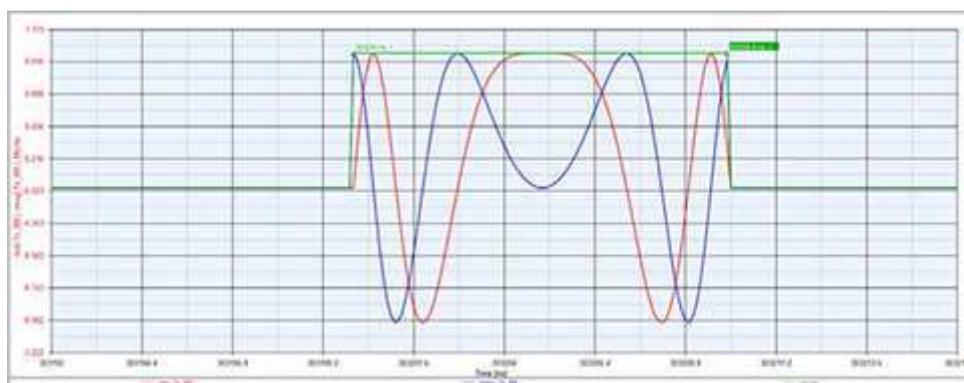


Рисунок 2 – График зондирующего радиолокационного

Модель широкополосной радиолокационной системы представляет собой импульсный радиолокатор. Система включает в себя передатчик, канал распространения с радиолокационной целью, приёмник и средство обработки принятого сигнала. В качестве зондирующего сигнала используется линейно-частотно-модулированный сигнал, генерируемый встроенным программным блоком. Приём и обработка сигнала основаны на использовании корреляционного приёмника и квадратичного детектора.

Снимем зависимость вероятности правильного обнаружения цели от расстояния до цели при фиксированной скорости и ЭПР. Для этого зададимся вероятностью ложной тревоги $P_{fa} = 10^{-6}$. Измерения проведём для двух различных значений ЭПР цели – $\sigma = 0,5$ кв.м и $\sigma = 0,05$ кв. м. Результаты измерений представлены на рисунке 3.

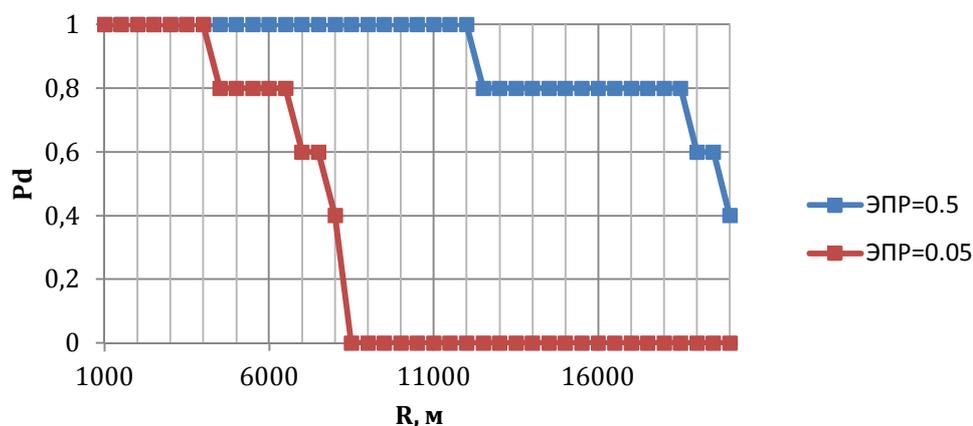


Рисунок 3 – Зависимость вероятности правильного обнаружения от дальности до цели

Для цели с ЭПР равной 0,5 кв. м максимальная дальность действия составляет порядка 11 км (за макс. дальность действия мы принимали дальность, при которой вероятность правильного обнаружения больше или равно 0,99). Для цели с ЭПР равной 0,05 кв. м максимальная дальность действия уже составляет около 4 км. Таким образом, на данных зависимостях мы можем наблюдать резкое уменьшение дальности действия радиолокатора для меньшего значения ЭПР, что соответствует действительности. Подобные зависимости будут необходимы для оценки дальности действия РЛС при расширении полосы сигнала.

На основании проделанной работы были сделаны выводы о том, что данный САПР даёт возможность разрабатывать РЛС на системном уровне используя модели из встроенной библиотеки, что, в совокупно-

сти с возможностью подключения программ, написанных в среде Matlab/C++, позволяет реализовать адекватную математическую модель системы. В то же время существуют некоторые ограничения, наложенные на модель системы, например, необходимость правильного подбора дискретности анализируемых данных и т.п.

Список использованной литературы

1. Щербак Н. Сверхширокополосная радиолокация. Что это такое [Электронный ресурс] / Н. Щербак // Электроника НТБ. – 2002. – № 3. – Режим доступа: <http://www.electronics.ru/journal/article/1332> (дата обращения: 22.10.2018).

2. Радиолокационные станции и комплексы ПВО России [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.rusarmy.com/rvo/rls.html>, свободный (дата обращения: 1.11.2018).

3. Ананеков А.Е., Марин Д.В. и др. К вопросу о наблюдении малоразмерных летательных аппаратов [Электронный ресурс] / А.Е. Ананеков, Д.В. Марин и др. // Труды МАИ. – 2016 – № 91. – Режим доступа: <http://trudymai.ru/published.php?ID=75662>, свободный (дата обращения: 20.10.2018).

4. Ерёмин Г.В., Гаврилов А.Д., Назарчук И.И. Малоразмерные беспилотники – новая проблема для ПВО [Электронный ресурс] / Г.В. Ерёмин, А.Д. Гаврилов, И.И. Назарчук // Арсенал Отечества. – 2015. – Режим доступа: <http://otvaga2004.ru/armiya-i-vpk/armiya-i-vpk-vzglyad/malorazmernye-bespilotniki/> (дата обращения: 25.10.2018).

5. Программное обеспечение для проектирования на системном уровне SystemVue [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/ru/pc-1297131/systemvue-electronic-system-level-esl-design-software?cc=RU&lc=rus>, свободный (дата обращения: 6.11.2018).

Информация об авторах

Леонтьев Александр Дмитриевич – студент, кафедра радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: al.leontyev97@gmail.com.

Куприц Владимир Юрьевич – кандидат технических наук, доцент, кафедра радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladimir.y.kuprits@tusur.ru.

А.А. Дружинин, аспирант,
Сибирский государственный университет
науки и технологий имени академика М. Ф. Решетнёва,
г. Красноярск, Российская Федерация;
А.С. Асочаков, аспирант,
Томский политехнический университет,
г. Томск, Российская Федерация

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Измерение частотных характеристик позволяет провести анализ и подтвердить заданные требования к разработанным системам регулирования энергопреобразующей аппаратуры. Такие измерения проводятся специализированным прибором – анализатором частотного отклика, который является дорогим и сложным в использовании. В данной работе предложена методика измерений на основе базового лабораторного оборудования и программы Labview.

Ключевые слова: Частотная характеристика, измерение, лабораторное оборудование, система управления, Labview.

Основным методом проектирования систем автоматического регулирования силовой аппаратуры является метод Логарифмических амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик. По этому методу система проектируется так, чтобы частота среза и запас по фазе разомкнутого контура управления соответствовали заданным требованиям [1].

Данный подход требует глубокого понимания работы устройства и детального математического описания динамики всех, входящих в состав устройства, узлов [2]. При составлении математических моделей часто не удается получить точное описание и используются аппроксимированные модели. Одним из способов проверки того, что спроектированная система удовлетворяет заданным требованиям, является оценка параметров переходных процессов: длительность и перерегулирование, однако такая оценка также является неточной. В связи с этим требуется прямое измерение частотных характеристик, как отдельных узлов прибора для оценки математических моделей, так и всего разомкнутого контура управления.

Для измерения ЛАЧХ и ФЧХ используются анализаторы частотного отклика, такие как, Ridley Engineering AP300, Omicron BODE100, а также решения на базе осциллографов Keysight DSO-X 31024T с функцией «Frequency response analysis» [3]. Однако часто

такие приборы являются недоступными для использования по ряду факторов, поэтому была разработана система измерений на базе осциллографа, генератора и персонального компьютера (ПК) на котором предустановлено программное обеспечение Labview [4–5]. Функциональная схема системы измерений представлена на рисунке 1.

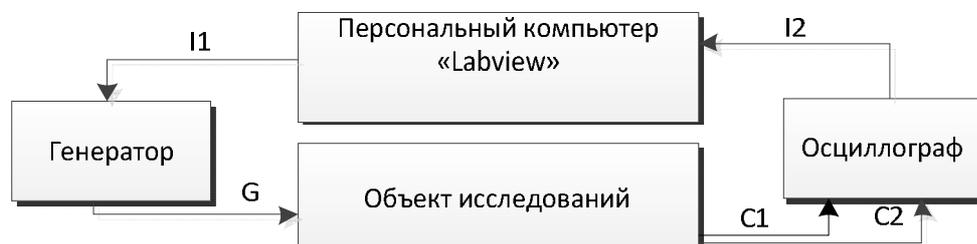


Рисунок 1 – Функциональная схема системы измерений

С ПК по информационному каналу I1 передается команда на генерирование синусоидального сигнала (в автоматическом режиме) в заданном диапазоне частот с шагом, определяемым количеством измерений на декаду и с заданной амплитудой. Генерируемый синусоидальный сигнал на текущей частоте передается на объект исследований по каналу G и вносит возмущение в контур регулирования на заданной частоте. В результате внесения возмущения в контур регулирования на входной и выходной сигналы C1 и C2 накладывается реакция на внесенное возмущение в контур регулирования. Измеренные сигналы C1 и C2 передаются по информационному каналу I2 на ПК в Labview, где данные сигналы раскладываются в дискретный ряд Фурье, в результате чего получается амплитудный и фазовый спектр сигналов C1 и C2. Из полученных амплитудного и фазового спектров находят значения амплитуды и фазы для основной гармоники спектра. Тогда выражение 1.1 дает точку на ЛАЧХ на текущей частоте, а выражение 1.2 дает точку на ФЧХ на текущей частоте. После этого генератор по каналу G передает синусоидальный сигнал следующей частоты. Таким образом, строятся характеристики во всем заданном диапазоне частот.

$$L(f) = 20 \cdot \log \left(\frac{A1(f)}{A2(f)} \right), \quad (1)$$

где $A1(f)$ – значение амплитудного спектра на текущей частоте канала C1; $A2(f)$ – значение амплитудного спектра на текущей частоте канала C2.

$$\varphi(f) = \varphi1(f) - \varphi2(f), \quad (2)$$

где $\varphi_1(f)$ – значение фазового спектра на текущей частоте канала С1;
 $\varphi_2(f)$ – значение фазового спектра на текущей частоте канала С2.

Для проверки системы измерений экспериментально были получены частотные характеристики цифрового ПИД-регулятора, которые изображены на рисунке 2 пунктирной линией, а сплошной линией показаны расчетные характеристики.

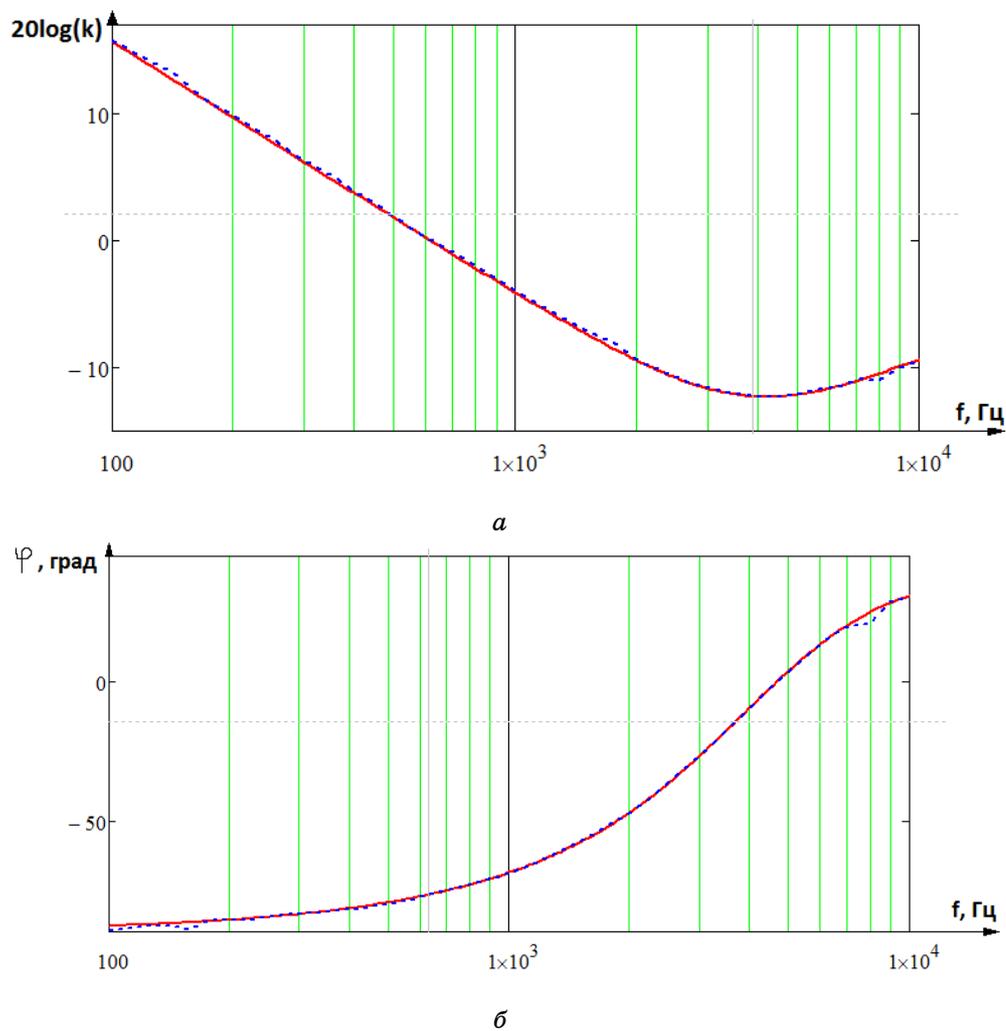


Рисунок 2 – Частотные характеристики цифрового ПИД-регулятора
 (а – ЛАЧХ; б – ФЧХ)

Как видно из рисунка 2, теоретические и экспериментальные графики имеют незначительные различия, что подтверждает эффективность разработанной системы измерений.

Разработанный программно-аппаратный комплекс по измерению частотных характеристик показал хорошие показатели в сходимости результатов измерений, является простым в использовании и доступным для применения в любых разработках энергопреобразующей аппаратуры, за счёт доступности компонентов (осциллограф, генератор, персональный компьютер) и может применяться для измерения различных частотных характеристик начиная от отдельных элементов схемы и простых цепей заканчивая разомкнутыми цифровыми и аналоговыми системами автоматического регулирования.

Список использованной литературы

1. Lucca Corradini, Dragan Macsimovich. Digital Control of high frequency Switched-Mode Power Converters. – Hoboken, New Jersey, 2015. – 356 p.
2. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. – М. : Наука, 1989. – 304 с.
3. DSOXТ3FRA Frequency Response Analysis (FRA) for InfiniiVision 3000T X-Series Oscilloscopes [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.keysight.com/ru/pd-2794848-pn-DSOXТ3FRA/frequency-response-analysis-fra-for-infiniivision-3000t-x-series-oscilloscopes?cc=RU&lc=rus> (дата обращения: 12.08.2019).
4. Федосов В.П., Нестеренко А.К. Цифровая обработка сигналов в LabVIEW: учеб. пособие / под ред. В.П. Федосова. – М. : ДМК Пресс, 2007. – 456 с.
5. Кудрин А.В. Использование программной среды Labview для автоматизации проведения физических экспериментов : учеб.-метод. пособие [Электронный ресурс]. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2014. – 68 с.

Информация об авторах

Дружинин Александр Александрович – аспирант, кафедра систем автоматического управления, Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева, Российская Федерация, 660037, г. Красноярск, пр. им. газ. «Красноярский рабочий», 31, e-mail: Sandru95@icloud.com.

Асочаков Арсений Степанович – аспирант, отделение электронной инженерии, Томский политехнический университет, Российская Федерация, 634050, г. Томск, проспект Ленина, 30, e-mail: arseniy.asochakov@yandex.ru.

В.Н. Маликов, преподаватель кафедры ОиЭФ;
К.А. Муравлёв, магистр кафедры ОиЭФ;
А.Ю. Филимонова, магистр кафедры ОиЭФ;
А.О. Катасонов, аспирант кафедры ОиЭФ;
А.А. Григорьев, магистр кафедры ОиЭФ,
Алтайский государственный университет,
г. Барнаул, Российская Федерация

ВИХРЕТОКОВАЯ КОМПЬЮТЕРИЗИРОВАННАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДЕФЕКТОВ В СТРУКТУРАХ МЕТАЛЛ-ДИЭЛЕКТРИК

В данной статье приводятся реализации вихретокового метода для задачи контроля дефектах в структурах металл-диэлектрик. Описана измерительная система, основанная на плате Arduino Uno и сверхминиатюрном вихретоковом преобразователе. Представлены основные преимущества использования платы Arduino Uno для нужд работы измерительной системы. Описана конструкция вихретокового преобразователя, позволяющего эффективно локализовать магнитное поле на участках от 2500 мкм². Приведен материал и параметры сердечника, на характеристиках которого основана работа измерительной системы. Приведено описание виртуализированной системы, основанной на использовании персонального компьютера в качестве приемника и генератора сигнала. Представлены результаты экспериментов, свидетельствующие о возможности использования разработанной измерительной системы для нужд дефектоскопии структур металл-диэлектрик-металл.

Ключевые слова: *вихретоковый преобразователь, Arduino Uno, металл-диэлектрик, композит, компьютерная обработка.*

Разработан сверхминиатюрный токовихревой преобразователь для контроля физических параметров при исследовании свойств переходов металл-диэлектрик. Контроль качества таких изделий является актуальной задачей и исследования в этом направлении активно развиваются. Широко используемый метод исследования подобных структур – вихретоковый метод контроля [1, 2].

В настоящее время существует множество вариантов построения лабораторных систем, позволяющих осуществлять сбор данных, обработку и анализ сигналов, а также управление внешним оборудованием. Среди таких решений можно выделить платформы, объединяющие достаточно мощные аппаратные модули сбора данных

и управления с универсальными драйверами и прикладным программным обеспечением, реализующим графические языки программирования. Такие системы позволяют эффективно решать многие технические и исследовательские задачи, минимизируя затраты времени на разработку, так как предлагаемые аппаратные модули достаточно универсальны, а системы графического программирования требуют минимального времени освоения.

В соответствии с реализуемой авторами концепции виртуализированных приборов, предназначенных для исследования однородных и неоднородных электропроводящих сред, вихретоковый преобразователь подключен к плате Arduino Uno, работающей под управлением персонального компьютера, с разработанным программным обеспечением (ПО).

Значительный опыт авторов по созданию экспериментальных установок вихретокового контроля с позволяет утверждать, что платформа Arduino Uno, занимает определенную тактическую нишу, существенно снижая время и стоимость разработки при решении целого ряда научно-технических задач.

Цель данной работы – разработка сверхминиатюрных вихретоковых преобразователей, обеспечивающих глубину проникновения до 1,4 мм и локализацию в 2500 мкм^2 и работающих под управлением персонального компьютера через микроконтроллер платформы Arduino Uno.

Контролируемым параметром является величина электропроводности материала и ее распределение по поверхности и толщине исследуемого объекта. В соответствии с реализуемой авторами концепцией виртуализированных приборов, предназначенных для исследования однородных и неоднородных электропроводящих сред, токовихревой преобразователь подключен к плате Arduino Uno работающего под управлением специального программного обеспечения (ПО). ПО управляет подачей напряжения на генераторную обмотку преобразователя, а также считывает значения напряжения с измерительной обмотки в условных единицах, которые далее, с учетом предварительной калибровки, переводятся в значения электропроводности.

Возбуждающая обмотка сверхминиатюрного преобразователя состоит из 10 витков, а ее диаметр составляет 0,13–0,12 мм. Измерительная обмотка состоит из 130 витков и имеет диаметр 0,05–0,08 мм. С целью минимизации влияния возбуждающей обмотки на получаемый сигнал, в схеме также имеется компенсационная обмотка, подключенная встречно к измерительной обмотке. Она состоит из 20 витков. Для намотки витков используется медная проволока, имеющая толщину в 0,5 мм. Обмотки наматываются на сердечник пирамидальной формы. Сердечник изготовлен из феррита 800 НМ3, со значением начальной магнитной проницаемости в 500 Гн/м. Характеристики

разработанных преобразователей позволяют эффективно локализовать магнитное поле и обеспечивать значительную глубину проникновения в исследуемый объект.

Виртуальный генератор подает цифровой сигнал на выход платы Arduino Uno, где он преобразовывается в аналоговый. В свою очередь, аналоговый сигнал проходит усилитель мощности (У) и подается на возбуждающую обмотку (В) ВТП. Проходя по возбуждающей обмотке ВТП, синусоидальный сигнал создает электромагнитное поле, которое, в свою очередь, наводит ЭДС в измерительной обмотке (И) ВТП. Это напряжение поступает на вход платы Arduino Uno, и после прохождения предусилителя (ПУ), преобразовывается в цифровой и передается в блок обработки и управления ПО. Блок обработки и управления фиксирует уровень цифрового сигнала в условных единицах.

Этот уровень принимается за уровень нуля, соответствующего уровню напряжения на измерительной катушке без объекта контроля. При отсутствии объекта контроля, индикатор показывает нуль, соответствующий нулевому значению электропроводности.

Токовихревой преобразователь можно эффективно использовать для исследования переходов металл-диэлектрик в миниатюрных слоистых металлополимерных композитных объектах. Подобные композиты могут содержать несколько металлических слоев, разделенных тонкими полимерными диэлектрическими прослойками. К типичным дефектам таких материалов относятся, например, нарушения сплошности слоев, образование перемычек между слоями. Для исследования слоистых структур металл-диэлектрик-металл использовался прибор ИЭНМ-5ФА (измеритель электропроводности неферромагнитных материалов), разработанный ранее, а для снятия амплитудно-частотной характеристики – специальным образом модифицированный фурье-анализатор.

Для демонстрации работоспособности предлагаемого метода использовалась структура, представляющая собой чередование алюминиевой фольги толщиной 100 мкм, и бумаги, также имеющей толщину в 100 мкм. В качестве модельного дефекта, между слоями помещался полый параллелепипед, с толщиной стенок 300 мкм. На рис.1 представлена спектральная картина, наблюдающаяся при перемещении датчика над слоистой средой, внутри которой находится дефект. Для сравнения представлены результаты исследования бездефектной части образца (рисунок 2).

Области 1 и области 2 на графике соответствуют стенкам параллелепипеда, а область 3 – его полый части. Дефект находился на расстоянии в 600 мкм от датчика в глубине слоистой структуры. Фиксируя изменение амплитуды отклика преобразователя, обусловленное дефектом, можно изменить частоту тока в генераторной обмотке так, чтобы вихревые токи концентрировались в слоях компози-

та, расположенных выше дефекта. Решение обратной задачи позволяет определить глубину залегания дефекта. После калибровки фурье-анализатора по типичным дефектам можно использовать ИЭНМ-5ФА для диагностики композитных многослойных материалов толщиной от 1 до 1400 мкм.



Рисунок 1 – Спектральная картина, возникающая при перемещении датчика над слоистой средой с дефектом

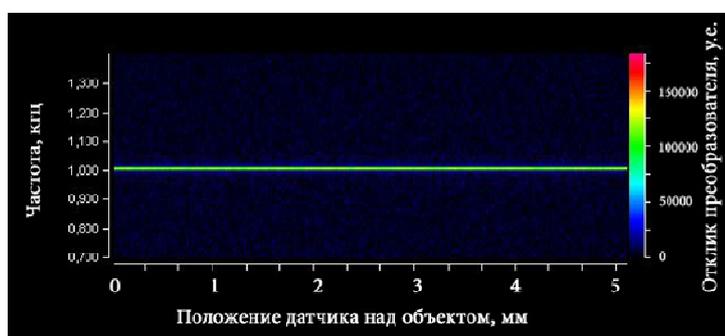


Рисунок 2 – Спектральная картина, возникающая при перемещении датчика над слоистой средой без содержащегося в ней дефекта

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-00272 «Исследование сплавов, композиционных и полупроводниковых материалов, сверхтонких проводящих пленок с помощью миниатюрных и сверхминиатюрных вихретоковых преобразователей».

Список использованной литературы

1. Barbato L., Poulakis N., Tamburrino A., Theodoulidis T Solution and Extension of a New Benchmark Problem for Eddy Current Non-destructive Testing // IEEE Transactions on Magnetics. – April 2015. – Vol. 51. – Issue 7. – P. 14–25.

2. Prance R.J., Clark T.D., Prance H. Ultra low noise induction magnetometer for variable temperature operation // Sensors Actuators. – March 2000. – Vol. 85. – P. 51–57.

3. Prance R.J., Clark T.D., Prance H. Compact room-temperature induction magnetometer with superconducting quantum interference level field sensitivity // Rev. Sci. Instrum. – March 2003. – Vol. 74. – P. 147–157.

Информация об авторах

Маликов Владимир Николаевич – преподаватель, кафедра общей и экспериментальной физики, Алтайский государственный университет, 656054, г. Барнаул, пр. Ленина, 61, e-mail: osys11@gmail.com.

Муравлёв Константин Анатольевич – магистр, кафедра общей и экспериментальной физики, Алтайский государственный университет, 656054, г. Барнаул, пр. Ленина, 61, e-mail: mirotnas@tusur.ru.

Филимонова Анастасия Юрьевна, магистр, кафедра общей и экспериментальной физики, Алтайский государственный университет, 656054, г. Барнаул, пр. Ленина, 61, e-mail: filimonovarffi@gmail.com.

Катасонов Александр Олегович, аспирант, кафедра общей и экспериментальной физики, Алтайский государственный университет, 656054, г. Барнаул, пр. Ленина, 61, e-mail: katasonovrffi@gmail.com.

Григорьев Алексей Алексеевич, магистр, кафедра общей и экспериментальной физики, Алтайский государственный университет, 656054, г. Барнаул, пр. Ленина, 61, e-mail: grigorevrffi@gmail.com.

УДК 629.05; 681.3.02

Н.В. Сильянов, начальник группы 95-30-32;
С.А. Королев, ст. научный сотрудник группы 95-30-32,
канд. физ.-мат. наук ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»,
г. Нижний Новгород, Российская Федерация

РАЗРАБОТКА И ПРОВЕРКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ МОДУЛЯ ОБРАБОТКИ И УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОТЕЧЕСТВЕННОГО МИКРОКОНТРОЛЛЕРА С ЯДРОМ ARM-CORTEX-M4

Приводятся характеристики отечественных микроконтроллеров с ядром ARM-Cortex-M4. Разработана структурная схема модуля обработки и управления с таким ядром. Показан пример декодирования осциллограммы сигнала мультиплексного канала передачи данных. Приведена зависимость энергопотребления модуля от напряжения питания и тактовой частоты.

Ключевые слова: модуль обработки и управления, ARM-Cortex-M4

Ядро ARM-Cortex-M4 является развитием ARM-ядра эффективной для применения в системах обработки и управления версии Cortex-M3 [1]. В настоящее время существует несколько отечественных микроконтроллеров с ядром ARM-Cortex-M4, два из них разработаны в филиале ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седокова». Характеристики микроконтроллеров представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Характеристики отечественных контроллеров ARM-Cortex-M4

Разработчик	Обозначение	F, МГц	ОЗУ, Кбайт	Интерфейсы	Корпус	Стоимость
НИИЭТ	K1921BK01T	100	192	UART, GPIO, USB, Ethernet, CAN, АЦП, ШИМ	QFP-208	–
Миландр	1986BE8T	66	32	МКПД, UART, GPIO, SpaceWire, Ethernet, ШИМ, ARINC, CAN, АЦП, ЦАП	4244.256-3	+
НИИИС	1914BA018	72	128/64	МКПД, UART, GPIO	8304.624-1	+
НИИИС	1914BM014	68	256/64	МКПД, UART, GPIO, SpaceWire, PCI	4251.304-2	+

Одной из последних разработок является СВИС 1914BM014. На ее основе был разработан и изготовлен модуль обработки и управления, структурная схема которого показана на рисунке 1.

В ходе выполнения исследований были разработаны и успешно пройдены тесты различных интерфейсных блоков 1914BM014, в том числе GPIO, UART, SpaceWire [2], МКПД по ГОСТ Р 52070-2003 [3]. Пример осциллограммы сигнала мультиплексного канала передачи данных (МКПД) с расшифровкой посылок с использованием встроенных в осциллограф инструментов декодирования протокола MIL-STD-1553b показан на рисунке 2.

Энергопотребление макета в зависимости от напряжения питания и тактовой частоты изменялось в соответствии с таблицей 2.

Проведенные исследования подтвердили работоспособность блоков GPIO, UART, SpaceWire, МКПД и таймера СВИС 1914BM014 в составе модуля обработки и управления в нормальных климатических

условиях. Максимальное энергопотребление модуля при выполнении тестовой программы составило 550 мА при тактовой частоте 68 МГц.

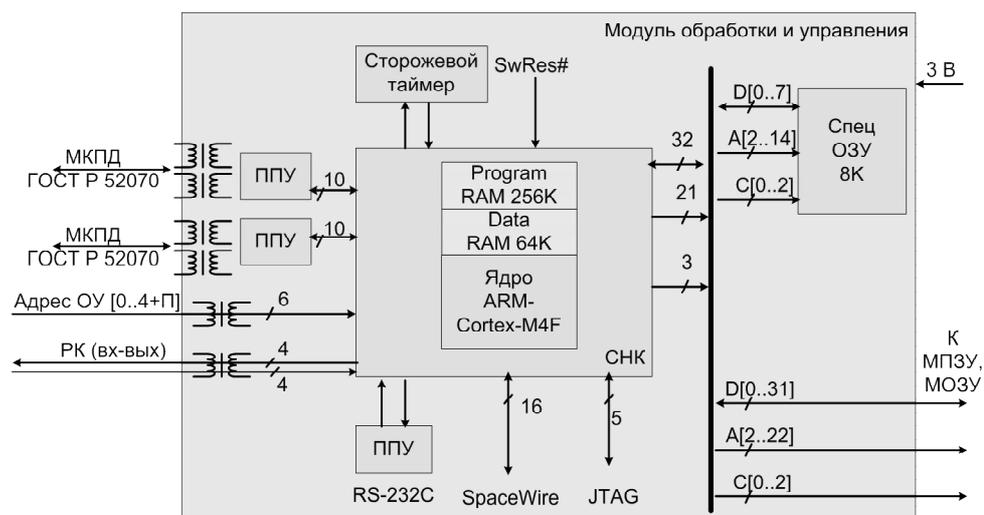


Рисунок 1 – Структура модуля на основе SBIS 1914BM014

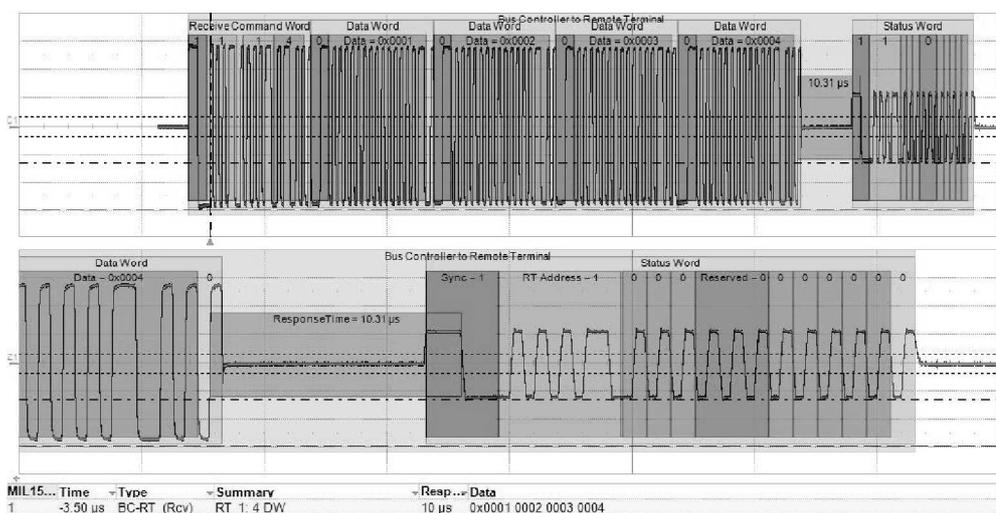


Рисунок 2 – Осциллограмма декодирования сигнала мультиплексного канала передачи данных

Таблица 2 – Зависимость энергопотребления от частоты

F, МГц	I, мА (U=2,97 В)	I, мА (U=3,3 В)	I, мА (U=3,63 В)
6	80	100	110
12	110	140	160
24	180	220	250
33	230	280	310

F, МГц	I, mA (U=2,97 В)	I, mA (U=3,3 В)	I, mA (U=3,63 В)
40	250	310	360
50	320	370	430
60	370	430	500
68	400	470	550

Список использованной литературы

1. Ядро Cortex-M3 компании ARM. Полное руководство. – М. : Додэка. – 2012. – 552 с.
2. ECSS-E-ST-50-12C. SpaceWire – Links, nodes, routers and networks. – Noordwijk, The Netherlands: ESA-ESTEC. – 2008. – 129 p.
3. ГОСТ Р 52070-2003. Интерфейс магистральный последовательный системы электронных модулей. Общие требования. – М. : Госстандарт России. – 2003. – 26 с.

Информация об авторах

Сильянов Николай Владимирович – начальник научно-исследовательской группы 95-30-32, филиал ФГУП «Российский федеральный ядерный центр – Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики» «Научно-исследовательский институт измерительных систем им. Ю.Е. Седакова», 603951, г. Нижний Новгород, Бокс № 486, e-mail: nSilyanov@niis.nnov.ru.

Королев Сергей Алексеевич – кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник научно-исследовательской группы 95-30-32, филиал ФГУП «Российский федеральный ядерный центр – Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики» «Научно-исследовательский институт измерительных систем им. Ю.Е. Седакова», 603951, г. Нижний Новгород, Бокс № 486, e-mail: nSilyanov@niis.nnov.ru.

Д.А. Большаков, ведущий инженер АО «ИСС», канд. техн. наук;
Б.В. Уткин, студент каф. РТС,
Акционерное общество «Информационные спутниковые системы»
им. академика М.Ф. Решетнёва,
г. Железногорск, Красноярского края, Российская Федерация,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, Российская Федерация

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ
ПРОЦЕССА АВТОМАТИЧЕСКОГО ИСКЛЮЧЕНИЯ ВКЛАДА
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ОСНАСТКИ ИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ
ЭЛЕКТРОРАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ СВЯЗНОЙ ПОЛЕЗНОЙ
НАГРУЗКИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА С ПРИМЕНЕНИЕМ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ
ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ**

В данной статье рассматривается экспериментальное исследование процесса автоматического исключения вклада измерительной оснастки из результатов электрорадиотехнических испытаний связной полезной нагрузки космического аппарата с применением измерительной системы на базе векторного анализатора цепей. На основании проведённых экспериментов можно сделать вывод о том, что операция исключения измерительной оснастки применима для значений исключаемой оснастки до 20 дБ без обнуления параметров S_{11} и S_{22} и для значений исключаемой оснастки до 50 дБ с обнулением параметров S_{11} и S_{22} .

Ключевые слова: *Измерительная оснастка, de-embedding векторный анализатор цепей, полезная нагрузка*

В настоящее время имеет место тенденция к автоматизации процессов измерений различной аппаратуры. Особенно это актуально тогда, когда немаловажным является время, затрачиваемое на проведение измерений.

К числу процессов, к которым применяется автоматизация при проведении измерений, относится исключение измерительной оснастки из результатов измерений (функция de-embedding), которая рассмотрена в [1]. Функция de-embedding заключается в преобразовании калибровочных коэффициентов таким образом, чтобы учесть влияние этой оснастки.

Целью данной статьи является экспериментальное исследование процесса автоматического исключения вклада измерительной оснастки из результатов электрорадиотехнических испытаний связанной полезной нагрузки космического аппарата с применением измерительной системы на базе векторного анализатора цепей.

Для проведения эксперимента была собрана измерительная система. Структурная схема измерительной системы представлена на рисунке 1.

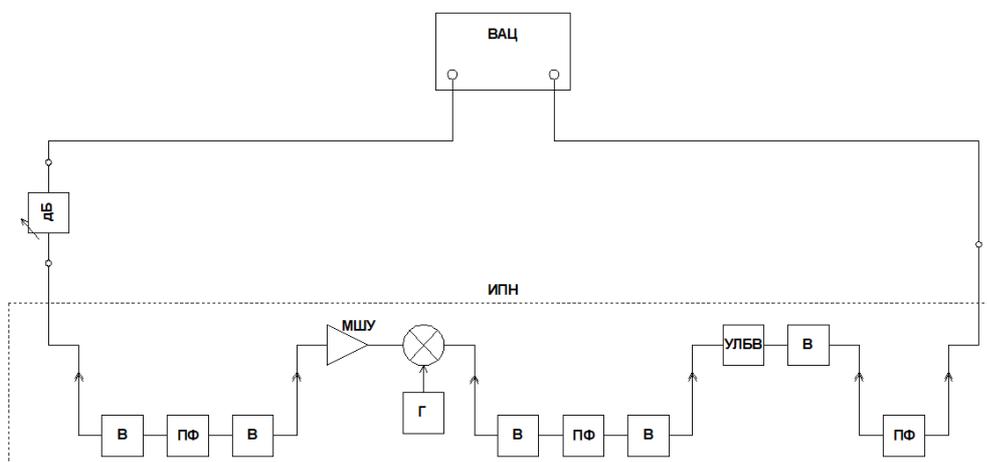


Рисунок 1 – Структурная схема измерительной системы

Рассматриваемая измерительная система состоит из векторного анализатора цепей (ВАЦ), калибровочного блока E-CAL, источника питания, приспособлений для контроля разъемов, имитатора стволів полезной нагрузки (ИПН), аттенюатора с переменным ослаблением, выполняющего роль оснастки.

Имитатор стволів полезной нагрузки построен на базе усилителя на лампе бегущей волны (ЛУБВ), включает в себя вентили (В), реализованные в виде циркуляров, на одно из плеч которых нагружено на согласованную нагрузку, полосовые фильтры (ПФ), смеситель, гетеродин (Г).

На первом этапе эксперимента была проведена калибровка векторного анализатора цепей. Схема для проведения калибровки представлена на рисунке 2,а.

К портам векторного анализатора цепей через фазостабильные кабели был подключён калибровочный блок E-CAL. При этом плоскость калибровки была смещена на концы фазостабильных кабелей.

На втором этапе были проведены измерения S-параметров при подключении к портам векторного анализатора цепей оснастки (аттенюатора) при изменении ослабления от 0 до 60 дБ с шагом 10 дБ.

Схема для измерения S -параметров представлена на рисунке 2б. Результаты измерений были сохранены в *.s2p файл.

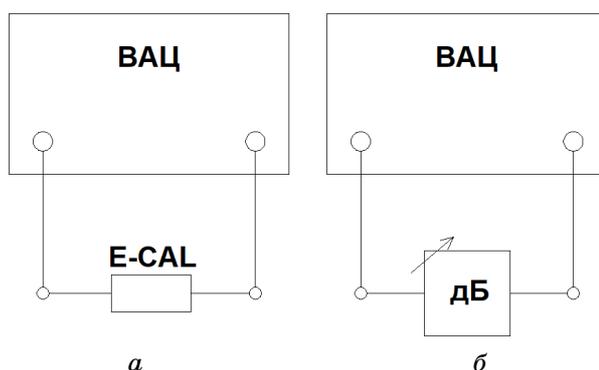


Рисунок 2 – Структурная схема (а – для проведения калибровки, б – для измерения S -параметров)

На третьем этапе были проведены измерения S -параметров при подключении к портам векторного анализатора цепей имитатора полезной нагрузки (эталонное измерение).

На четвертом этапе были проведены измерения S -параметров при подключении к портам векторного анализатора цепей имитатора полезной нагрузки и оснастки. С помощью встроенной функции de-embedding векторного анализатора цепей было проведено исключение оснастки. По результатам измерений был сформирован *.s2p файл и построены графики зависимости параметра S_{21} от частоты, представленные на рисунке 3.

По построенным графикам можно отметить, что при значениях исключаемой оснастки до 20 дБ отклонение параметра S_{21} от эталона является незначительным, однако для значений исключаемой оснастки более 20 дБ наблюдается значительное отклонение параметра S_{21} от эталона. На основании данных наблюдений можно сделать вывод о том, что функция de-embedding, используемая при автоматическом исключении оснастки, корректно работает при значениях исключаемой оснастки до 20 дБ.

Для расширения диапазона значений исключаемых оснасток был использован метод, рассмотренный в [2]. Суть метода заключается в «подмене» значений S_{11} и S_{22} на очень низкие (например, минус 200 дБ), что практически исключает их влияние на конечный результат. Зависимость параметра S_{21} от частоты для различных значений исключаемой оснастки представлена на рисунке 4.

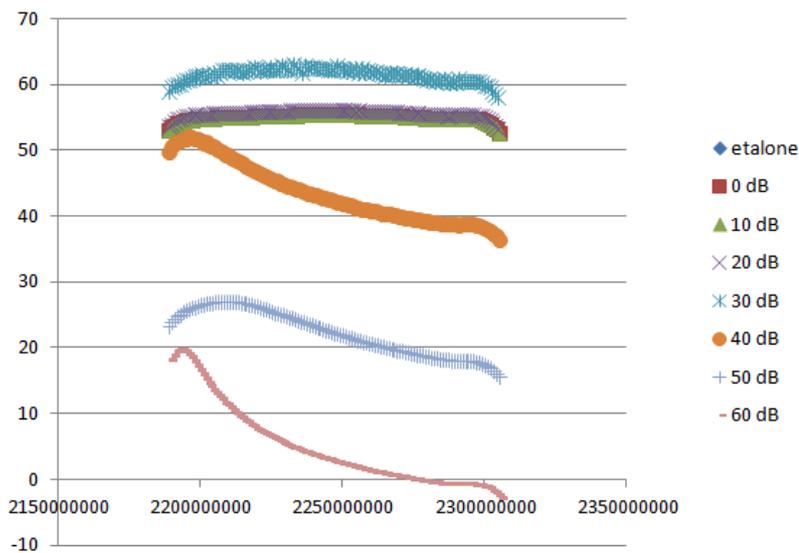


Рисунок 3 – Зависимость параметра S_{21} от частоты для различных значений исключаемой оснастки

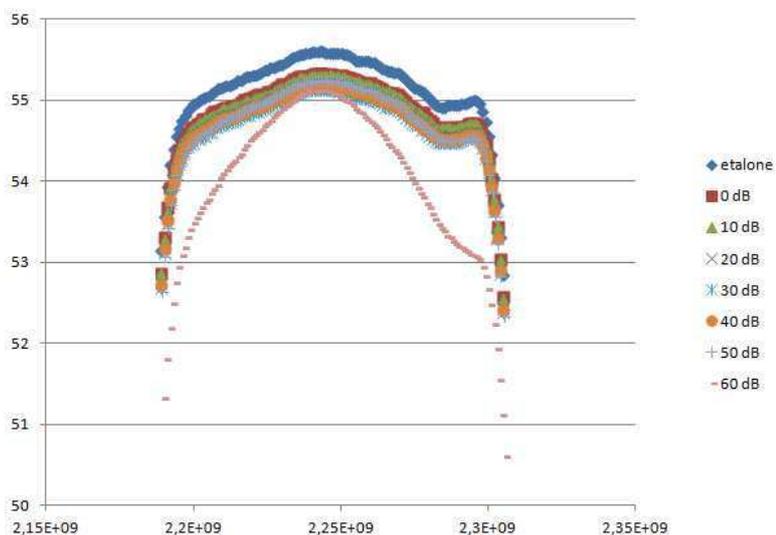


Рисунок 4 – Зависимость параметра S_{21} от частоты для различных значений исключаемой оснастки при обнулении параметров S_{11} и S_{22}

По построенным графикам можно отметить, что при обнулении параметров S_{11} и S_{22} отклонение параметра S_{21} от эталона является незначительным при исключении оснастки до 50 дБ.

На основании проведённых экспериментов можно сделать вывод о том, что операция de-embedding применима для значений исключаемой оснастки до 20 дБ без обнуления параметров S_{11} и S_{22} и для значений исключаемой оснастки до 50 дБ с обнулением параметров S_{11} и S_{22} .

Список использованной литературы

1. Дансмор Дж.П. Настольная книга инженера Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей. – М. : Техносфера, 2018. – 736 с.

2. Bolshakov D.A., Shugurova K.V. Optimization of automatic exclusion algorithm of the vector network analyzer measuring equipment // MIST Aerospace 2018 IOP Conf.Series: Materials Science and Engineering 450 (2018) 052014.

Информация об авторах

1. *Большаков Дмитрий Андреевич* – ведущий инженер, Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина, 52, dbolshakov@iss-reshetnev.ru.

2. *Уткин Борис Владимирович* – студент, кафедра радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: b.utkin@list.ru.

УДК 553.05

М.С. Южаков, студент;
Д.А. Пидотова, студент,
Национальный исследовательский
Томский государственный университет,
г. Томск, Российская Федерация

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА СБОРА И ПЕРЕДАЧИ КЛИМАТИЧЕСКИХ ДАННЫХ «УСКД-365П»

В работе рассматривается создание дешевой и компактной метеостанции. Приводятся её основные особенности, достоинства и недостатки, а также принципы сбора и обработки информации.

Ключевые слова: *климат, Сибирь, метеостанция, исследование климата, Arduino.*

С каждым годом критичность положения климатической обстановки растет. Наиболее опасными причинами его ухудшения являются глобальное потепление, резкая смена климата, шквальные ветры и ливни, опустынивание поверхности земли [1]. За последние несколько лет сильные ураганы, жара, лесные пожары затронули миллионы людей и причинили им большой ущерб [2].

Для наблюдения изменений и прогнозирования последствий необходимы данные, собираемые с отдаленных и труднодоступных местностей, с мест проведения промышленных работ и экологически опасных районов. Стоит отметить, что важна не столько точность полученных измерений, сколько динамика изменения отдельных параметров окружающей среды на больших площадях. Важным является и такой параметр, как стоимость, потому что, во-первых, для исследования больших территорий необходимы сотни таких датчиков, а во-вторых, стоит учитывать проблему вандализма в нашей стране.

Для решения поставленных задач необходимо своеобразное техническое решение, учитывающее множество факторов. Таким образом, устройство должно быть недорогим при массовом выпуске, хранить собранную информацию на надёжном носителе, иметь постоянный источник энергии для автономной работы на протяжении нескольких месяцев или года. Важным является и то, что устройства должны быть способными передавать данные на общий сервер, потому что отслеживание данных в реальном времени крайне важно. И финальным требованием к устройству является простота в эксплуатации, чтобы каждый пользователь без труда смог настроить и использовать данный продукт. Стоит отметить, что в НИ ТГУ уже есть опыт разработки подобных устройств [3].

Концепт работы устройства

В основе функционирования устройства лежат пять базовых систем. Это системы сбора климатических данных, записи и систематизации данных, бесперебойного питания, заряда, а также передачи данных с собственной схемой питания. Блок-схема устройства представлена на рисунке 1. Система сбора данных каждые в 30 минут выполняет регистрацию данных, т.е. в конкретный момент времени мы измеряем атмосферное давление, относительную влажность и температуру воздуха, температуру почвы на заданной глубине. Затем данные записываются на карту памяти с временной меткой, которую формируют часы реального времени DS3231. После записи данных на карту памяти в дело вступает система передачи данных. В её основе лежит приёмопередающий модуль SX1278. Система передаёт тот же пакет данных, что был записан на карту памяти.

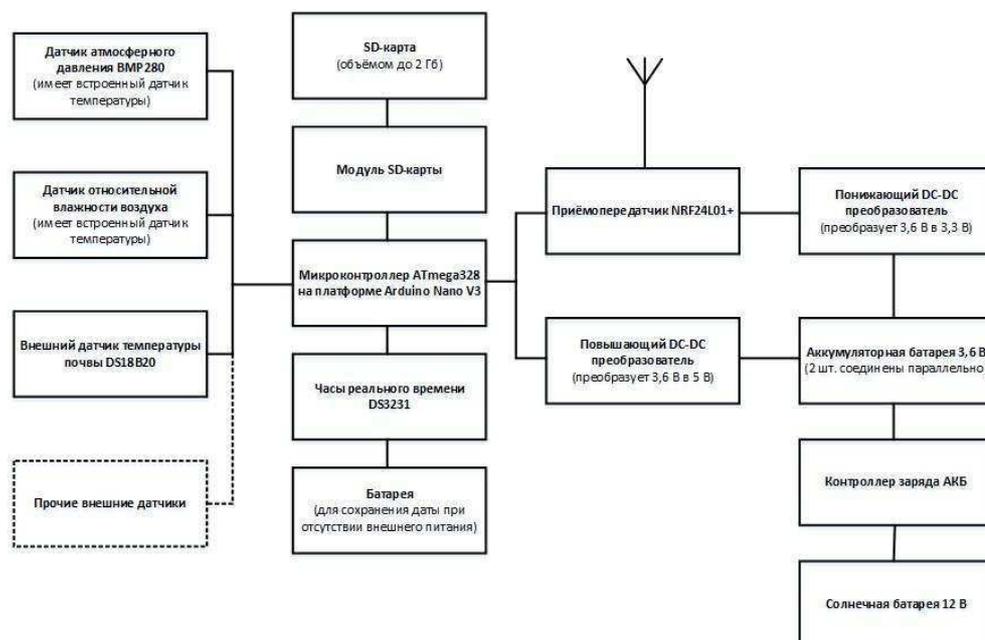


Рисунок 1 – Блок-схема «УСКД-365П»

Для бесперебойной работы устройства используется соответствующая схема питания, разделенная на два блока. Первый – это блок питания микроконтроллера, а второй – это блок питания приёмопередатчика.

Система сбора климатических данных

Система сбора климатических данных должна обеспечивать точный, безотказный и своевременный сбор данных. Первым её элементом является датчик атмосферного давления BMP280 производства фирмы Bosch Sensortec [4].

Следующим достаточно важным элементом является датчик относительной влажности воздуха HTU21 производства Measurement Spec. Точность измерения температуры датчика HTU21 значительно ниже, чем у BMP280, поэтому предпочтение необходимо отдавать показаниям с датчика температуры именно BMP280. Точность измерения температуры $\pm 0,3$ °C (при $t=25$ °C [5]).

Одним из важнейших внешних датчиков является внешний датчик температуры почвы. В качестве такого датчика используется датчик температуры DS18B20 производства фирмы Dallas Semiconductor. Расположение датчика в защитной капсуле позволяет размещать его на разных глубинах и в местах с повышенной влажностью [6].

В качестве прочих внешних датчиков могут использоваться датчики влажности почвы, датчики кислотности почвы или же датчики уровня CO₂. Набор датчиков может быть уникален для каждого потребителя.

Система сбора и систематизации данных

Функционал системы заключается в том, чтобы записать данные на карту памяти при этом систематизируя их по времени. В основе системы лежит микроконтроллер ATmega328 на платформе Arduino Nano, обладающий следующими параметрами: рабочее напряжение логической «1» 5 В, допустимый диапазон напряжения питания 7-12В, 14 цифровых входов/выходов (6 из которых могут использовать широтно-импульсную модуляцию), 8 аналоговых входов, объём флеш-памяти 32 кб, оперативная память 2 кБ, энергонезависимая память 512 байт, тактовая частота 16 МГц от внешнего кварцевого резонатора [7].

Для записи на SD (Secure Digital) карту памяти используется модуль, подключаемый через протокол SPI поскольку его проще реализовать. Стоит отметить, что модуль нуждается в качественном питании для обеспечения стабильной работы логики. Модуль поддерживает чтение SD-карт с файловой системой FAT32. Потребляемый ток в режиме записи составляет 80 мкА.

Для систематизации данных по времени используется часы реального времени DS3231 производства Dallas Semiconductor. В основе часов лежит кварцевый резонатор обеспечивающий точный отсчёт времени. Важно особенностью часов является система компенсации температурного воздействия. При повышении или понижении температуры происходит отклонение частоты колебаний кварцевого резонатора, поэтому его следует скорректировать. Именно для этого в часы встроен датчик температуры, который включен в систему компенсации температурного воздействия. Диапазон температуры -40...+85 °С. Точность отсчёта времени оставляет ±2 ppm (при t=0...+40 °С) и ±3,5 ppm (при t=-40...+85 °С). Часы реального времени подключаются с помощью интерфейса I²C и имеют встроенную батарею для сохранения показаний даты и времени при отключении внешнего питания [8].

Система передачи данных

Функционал системы передачи данных заключается в том, чтобы своевременно и без искажений передать пакет данных на сервер для последующей передачи в сеть интернет. В основе системы

лежит приёмопередающий модуль SX1278. Модуль SX1278 работает на частоте 868 МГц.

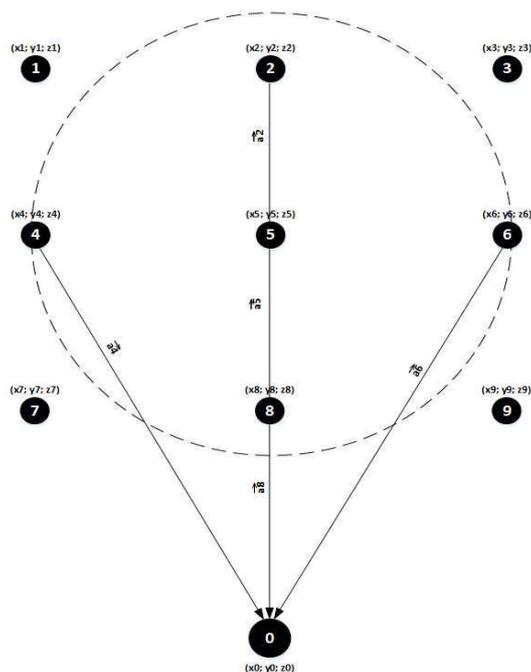


Рисунок 2 – Схема матричной сети станций и координаты сервера можно вычислить наиболее выгодный маршрут. Третьим шагом передающий модуль начинает передачу данных в рабочей зоне.

Передачи информации на сервер осуществляется посредством матричной радиосети (рисунок 2).

Все метеостанции работают в режиме ожидания до тех пор, пока одной из них не потребуется передать данные на сервер. Передачи происходит в несколько этапов. Сперва метеостанция отправляет запрос на все модули, находящиеся в зоне приёма и принимает в качестве ответа координаты принявших модулей. Вторым шагом является поиск наиболее приближенной к серверу метеостанции путём просчёта длин векторов.

Действительно, имея координаты ближайших метеостанций

Система питания метеостанции и приёмопередатчика

Для непрерывного функционирования необходимо стабильное питание. В качестве источника питания используются два литий-ионных аккумулятора типоразмера 18650 ёмкостью 2200 мАч, подключенных параллельно, напряжение которых составляет 3,6 В.

Для питания микроконтроллера необходимо увеличивать напряжение с 3,6 В до 5В с помощью повышающего преобразователя на базе микросхемы МТ3608 от фирмы Arosemi [9]. Приёмопередатчик подключен к понижающему преобразователю постоянного напряжения (с 3,6 В в 3,3 В) [10].

Система заряда аккумуляторных батарей

Главная цель системы – зарядить аккумуляторную батарею. Система состоит из контроллера заряда и солнечной панели. Контроллер заряда выполнен на базе микросхемы MP1405 от фирмы Linear Technology и поддерживает максимальный ток заряда 1 А. В качестве источника электрической энергии для поддержания автономности системы «УСКД-365П» применялась солнечная панель мощностью 1,5 Вт.

Тестирование устройства

Первый этап тестирования проходил на научной станции НИ ТГУ Кайбасово. Система сбора климатических данных была размещена рядом с стационарной метеостанцией для того, чтобы в дальнейшем сравнить показания датчиков. Тестирование проводилось в период со 2 по 4 марта 2019 года в условиях низкой температуры окружающей среды и воздействия осадков в виде снега.

Следующий этап тестирования был проведен в оранжерее ботанического сада НИ ТГУ. Две системы сбора климатических данных были размещены в разных климатических поясах (умеренно-влажных тропиках и холодных субтропиках).

Третий этап тестирования составлял 21 день и проходил в городе Томск, в районе улицы Лыткина в условиях низких температур, воздействия дождя, снега, а также полного оледенения. Целью было проверить автономность метеостанции, а также проверить способна ли метеостанция пережить условия сибирского климата. В ходе тестирования система «УСКД-365П» проявила себя наилучшим образом, выдержав все условия сибирского климата. Результаты представлены на рисунке 3.

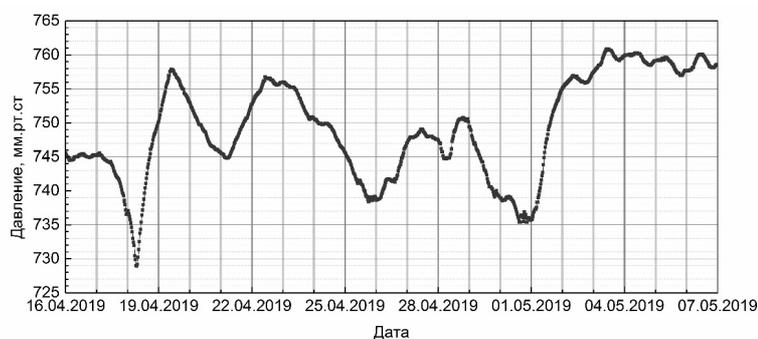


Рисунок 3 – Динамика изменения атмосферного давления

Результаты и выводы

В итоге было разработано устройство сбора и передачи климатических данных способное автономно эксплуатироваться в условиях сибирской зимы и повышенной влажности. Было проведено тестирование метеостанции в различных условиях. Можно с уверенностью сказать, что метеостанция удачно прошла тестирование и пригодна для эксплуатации.

Список использованной литературы

1. Nagayoshi K., Hisashi I., Kenji S. Hydrological and climate changes in southeast Siberia over the last 33 kyr // *Global and Planetary Change*. – 2018. – № 164. – С. 11–26.
2. Callaghan T.V., Kirpotin S.N., Borilo L.P. Siberian Environmental Change Network – a New and Developing Network for Detecting, Understanding and Predicting Siberian Environmental Change and its Societal Consequences // *Eos*. 2018. In press.
3. Бадьин А.В., Бердюгин А.И., Выговский В.Ю. Применение микроконтроллеров для автоматизированного сбора микроклиматических параметров лабораторий // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*. – 2016. – Т. 16. № 4. – С. 84–86.
4. Bosch Sensortec. BMP280: Data sheet. – 2015. – С. 49. Reutlingen, Bosch Sensortec GmbH.
5. Measurement Specialties. HTU21D(F) Sensor. – 2013. – С. 21. Dortmund, Measurement Specialties.
6. Dallas Semiconductor, DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer: Data sheet. – 2018. – С. 20. San Jose, Maxim Integrated Inc.
7. Arduino Nano (Электронный ресурс) // Arduino URL: <https://www.arduino.cc/en/uploads/Main/ArduinoNanoManual23.pdf>. (дата обращения: 19.05.2019).
8. Products M.I. DS3231 Extremely Accurate I2C-Integrated RTC/TCXO/Crystal // 2015. – С. 20. San Jose, Maxim Integrated.
9. Aeresemi, MT3608 High Efficiency 1.2 MHz 2A Step Up Converter: Data sheet // 2016. – С. 7. Shaanxi, Aeresemi.
10. Регуляторы серии LM2596 (Электронный ресурс) // DataSheet URL: <https://rudatasheet.ru/datasheets/dc-dc-lm2596/> (дата обращения: 19.05.2019).

Информация об авторах

Южаков Михаил Сергеевич – студент радиофизического факультета НИ ТГУ, кафедра радиоэлектроники, Национальный исследовательский Томский государственный университет, 634000, г. Томск, пр. Ленина, 36, e-mail: miha.yuzhakov@gmail.com.

Пидотова Диана Андреевна – студентка радиофизического факультета НИ ТГУ, кафедра радиоэлектроники, Национальный исследовательский Томский государственный университет, 634000, г. Томск, пр. Ленина, 36, e-mail: diana.nov.15@mail.ru.

УДК 535.5

К.В. Заичко, аспирант каф. СВЧиКР;
С.Н. Шарангович, зав. каф. СВЧиКР, канд. физ.-мат. наук, проф.,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ В МНОГОСЛОЙНОЙ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ

Представлены результаты встраивания оптического волокна с решетками Брэгга в многослойную печатную плату. Экспериментальные исследования показали, что встраивание волокна с «преднапрягом» дает наиболее точные результаты измерения температуры.

Ключевые слова: *оптическое волокно, волоконно-оптические датчики, многослойная печатная плата, температурное воздействие.*

Применение волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) является наиболее перспективным решением, отвечающим требованиям не только высокой скорости передачи информации, но и так же повышенной надежности, долговечности, малых габаритов, массы и энергопотребления, совместимости с уже существующими устройствами обработки информации.

Волоконно-оптические датчики это оптоволоконные устройства для определения некоторых величин, таких как температура или механического напряжения, но иногда так же смещения, вибраций, давления, ускорения, вращения (измеряется с помощью оптических

гироскопов на основе эффекте Саньяка), и концентрации химических веществ.

Датчики на оптическом волокне имеют целый ряд преимуществ относительно электрических датчиков:

- возможность мультиплексирования;
- дистанционные измерения;
- устойчивость к электромагнитным помехам;
- отсутствие электричества в точке измерения;
- долговременная стабильность [1].

Цель работы – разработка, изготовление и экспериментальное исследование макетного образца платы, который будет оснащаться тепловыми имитаторами и точечными датчиками с волоконной Брэгговской решеткой (ВБР).

Рассмотрим структурную схему подключения, показанную на рисунке 1. Так же на схеме показан интеррогатор, принципиальная схема которого показана на рисунке 2. Интеррогатор выступает в качестве системы измерения на основе волоконно-оптических датчиков, осуществляя одновременно регистрацию показаний каждого из подключенных датчиков.

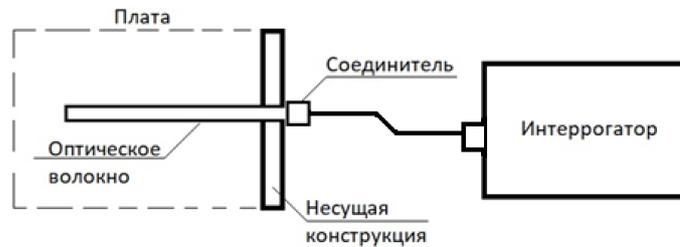


Рисунок 1 – Структурная схема подключения

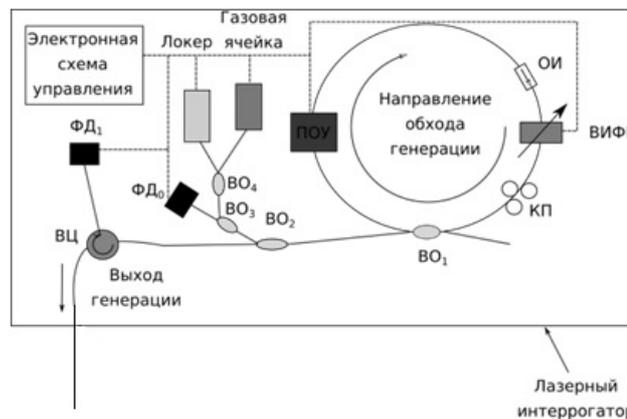


Рисунок 2 – Принципиальная схема волоконного лазерного интеррогатора поляризации [1]

В одну плату необходимо монтировать одно оптоволокно, которое с помощью сварки присоединяют к оптическому разъему. На волокне должны располагаться датчики с ВБР – 3 шт.

В рамках эксперимента использовалось три образца оптического волокна с датчиками ВБР, размещенных в многослойной печатной плате (МПП).

Первая МПП производилась следующим образом:

- 1) изготавливается внутренний слой платы;
- 2) вырезается заготовки;
- 3) формируется рисунок платы;
- 4) фрезеруется паз для укладки оптического волокна (ОВ);
- 5) далее в плату встраивается образец ОВ с датчиками ВБР;
- 6) производится укладка ОВ в паз печатной платы в соответствии с приблизительной картой расположения датчиков (рисунок 3).

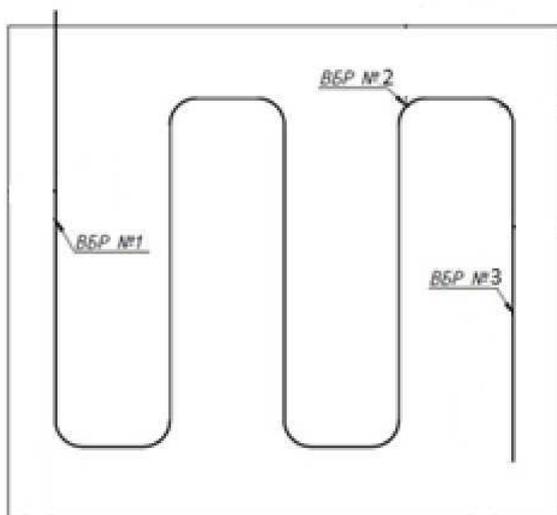


Рисунок 3 – Карта расположения ВБР платы № 1

Важнейшим шагом после того, как плата была окончательно изготовлена, убедиться в целостности размещаемого ОВ, а так же установить особенности воздействия стеклотекстолитового слоя на оптический волновод. Так как стеклотекстолитовый слой и ОВ имеют разные коэффициенты линейного теплового расширения, имелось предположение, что при температурном воздействии ОВ может выйти из строя.

Для этого каждый образец МПП размещался в климатической камере тепла-холода «ТНС(S) 100», где подвергался температурным воздействиям в диапазоне от минус 50 до плюс 50 °С. В результате первой экспериментальной итерации установлено, что ОВ при монта-

же сохранило свою работоспособность. Однако также выявлено, что размещение датчика на изгибе паза (см. рисунок 3) влечет за собой большую погрешность при измерении.

Вторая МПП изготавливалась по тому же алгоритму (пункт 1–6), но было внесено небольшое изменение:

- на полученный образец размещались изолирующие прокладки для термоусадки на металлическую пластину;
- наклеивание платы на металлическое основание. Так же изменилась ориентировочная карта расположения датчиков в пазу (рисунок 4).

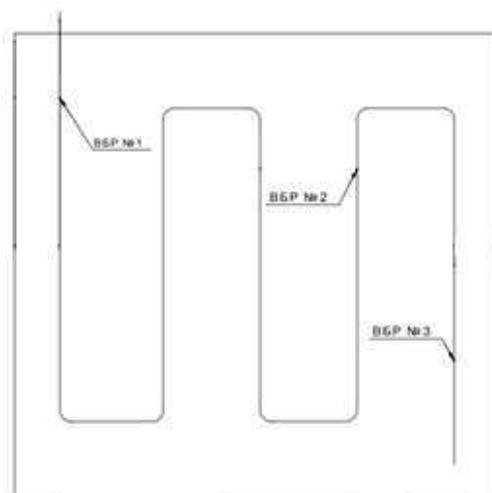


Рисунок 4 – Карта расположения ВБР платы № 2

В результате проведенного опыта выявлено значительное улучшение показаний температуры, так как алюминиевая пластина стабилизировала температурное поле МПП.

В свою очередь не все платы разрабатываются с наличием алюминиевой пластины. Таким образом, встает задача разработать унифицированный метод встраивания ОВ в МПП, что удалось достичь в результате заключительной экспериментальной итерации.

На третьем образце платы монтаж датчиков производился с натяжением, так как правильное натяжение волокна является ключевым моментом монтажа.

Монтаж датчиков выполнялся следующим образом:

- при встраивании первого датчика (Т1 на рисунке 6) осуществлялась фиксация и нанесение на ОВ эпоксидным клеем;
- второй датчик (Т2 на рисунке 6) полностью заливался эпоксидным клеем;

– третий датчик (ТЗ на рисунке 6) имел подложку из адгезионной пленки.

Карта возможного расположения датчиков в МПП № 3 показана на рисунке 5.

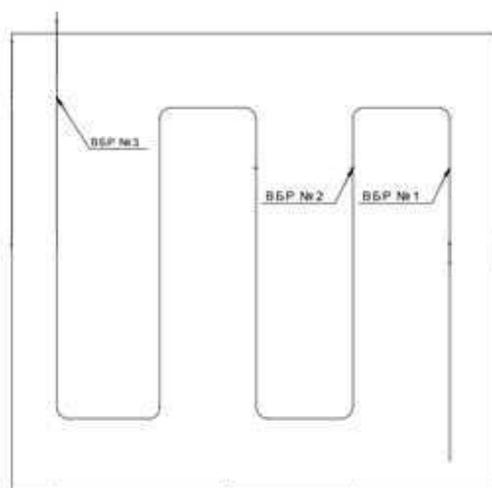


Рисунок 5 – Карта расположения ВБР платы № 3

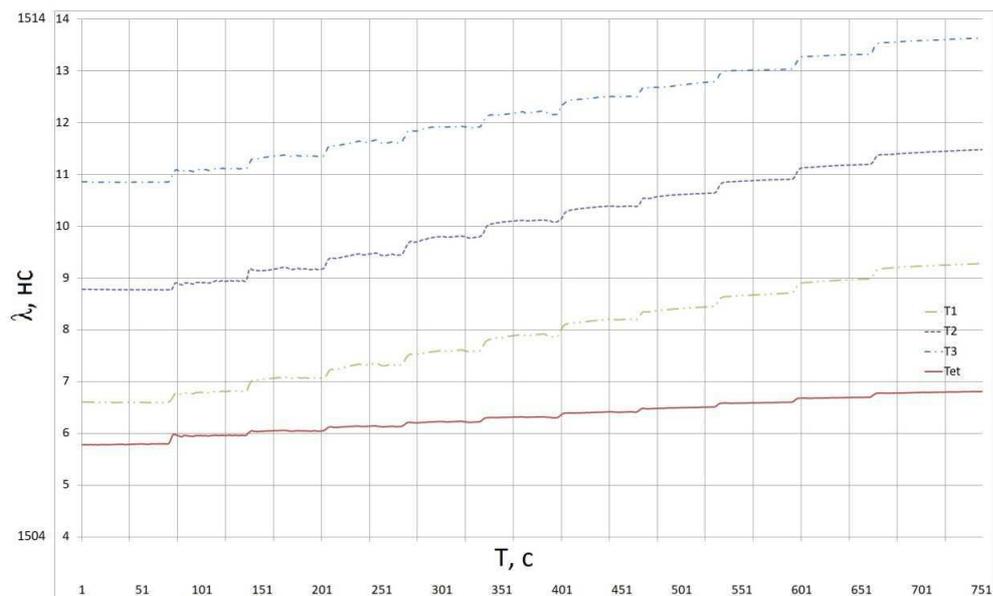


Рисунок 6 – График зависимости длины волны от времени для третьей МПП

В результате опытных испытаний выявлено, что самый эффективный метод монтажа ОВ в МПП является для датчика Т1. Так как показания имели наименьшую погрешность относительно эталонного датчика (Тет) и как видно на графике (рисунок 6) переходы между температурными «полками» имеют наиболее плавный характер.

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы.

Во-первых, методика монтажа оптического волокна в многослойную печатную плату с предварительным натяжением, по третьему варианту, является наиболее эффективной, так как полученные результаты имеют минимальную погрешность относительно эталонного датчика и унифицированной, что в свою очередь дает возможность применения для имеющегося оборудования.

Во-вторых, полученная методика встраивания оптического волокна в многослойную печатную плату может быть использована при производстве интеррогатора с повышенной радиационной устойчивостью.

Список использованной литературы

1. Буймистряк Г.Я. Информационно-измерительная техника и технология на основе волоконно-оптических датчиков и систем: моногр. / Г.Я. Буймистряк. – СПб. : ИВА, ГРОЦ Минатома, 2005. – 191 с.

Информация об авторах

Заичко Кирилл Владимирович – аспирант, кафедра сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zaichkokv@gmail.com

Шарангович Сергей Николаевич – кандидат физико-математических наук, профессор кафедры сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники, заведующий кафедрой сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: shr@tusur.ru

В.С. Черный, студент каф. РТС;
 А.Ю. Абраменко, доцент каф. ТОР, канд. техн. наук,
 Томский государственный университет
 систем управления и радиоэлектроники,
 г. Томск, Российская Федерация

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТЫ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЫ НЕСУЩЕЙ QPSK СИГНАЛА

В статье рассматривается алгоритм оценки смещений частоты и начальной фазы несущей QPSK сигнала относительно ожидаемых значений, вызванных отличием частоты опорных генераторов передающего и приёмного устройств. Алгоритм учитывает искажения, возникающие при передаче QPSK сигнала, для увеличения точности определения смещения частоты и начальной фазы несущей.

Ключевые слова: QPSK; оценка искажений; смещение частоты несущей; смещение начальной фазы несущей.

В настоящее время активно переходят от использования аналоговых сигналов к цифровым, что позволяет увеличить пропускную способность при той же полосе, либо сократить полосу при той же пропускной способности.

Одним из видов модуляции, является квадратурная фазовая манипуляция (Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)), при которой фаза несущего колебания меняется скачкообразно в зависимости от информационного сообщения, подробнее в [1, 2]. При QPSK модуляции используется созвездие из четырех точек, размещенных через равное расстояние на окружности (рисунок 1).

Был разработан алгоритм, который оценивает смещения частоты и начальной фазы в два этапа:

1) запись значений абсолютной ошибки фазы в отдельный массив (измерения производится относительно опорных точек, рисунок 1);

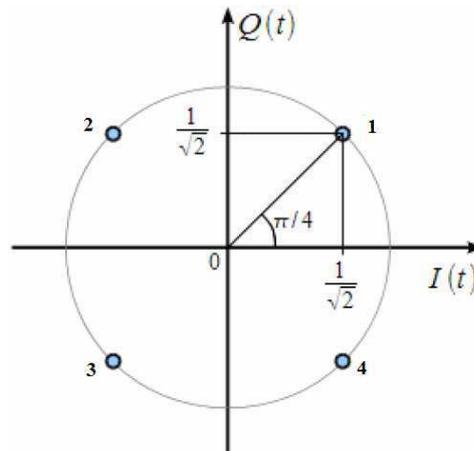


Рисунок 1 – Созвездие QPSK сигнала

2) аппроксимация полученного массива методом наименьших квадратов [3].

Результатом выполнения аппроксимации являются два коэффициента для уравнения прямой (1), благодаря которым строится аппроксимированная прямая (рисунок 2).

$$y = k \cdot x + b, \quad (1)$$

где b – коэффициент, равный смещению начальной фазы; k – коэффициент, пропорциональный смещению частоты несущей (2).

$$\Delta f = \frac{k \cdot F_d}{360 \cdot 4}, \quad (2)$$

где F_d – частота дискретизации; Δf – смещение частоты несущей.

Затем исследовали влияние искажений сигнала, возникающих в радиоканале, передающей и приёмной аппаратуре, на работу разработанного алгоритма. Рассматривались следующие виды искажений:

– рассогласование амплитуды реальной и мнимой составляющей сигнала;

– отличие фазы между реальной и мнимой составляющими сигнала от 90 градусов (рассогласование фазы);

– постоянное смещение действительной и мнимой части сигнала.

Из всех вышеперечисленных видов искажений наименьшее влияние оказывает рассогласование фазы, визуально не изменяя значение абсолютной ошибки фазы сигнала. В свою очередь, рассогласование амплитуды сигнала и постоянное смещение действительной и мнимой части сигнала влияют схожим образом, разделяя одну линию (рисунок 2) на несколько (рисунок 3). График абсолютной ошибки фазы (см. рисунок 3) представлен для случая отсутствия смещений частоты и начальной фазы несущей.

Каждая из линий (см. рисунок 3) соответствует одной из точек сигнального созвездия изображенных на рисунке 1, для уменьшения возможной ошибки при аппроксимации методом наименьших квадратов (см. таблицу 1) алгоритм был доработан до вида, представленного на рисунке 4. Входные значения для оценки погрешности измерения алгоритмом были приняты (таблица 1):

1) количество анализируемых символов 4000;

2) рассогласование амплитуды 0,98;

3) постоянное смещение действительной и мнимой части сигнала 0,05 и 0,01 соответственно.

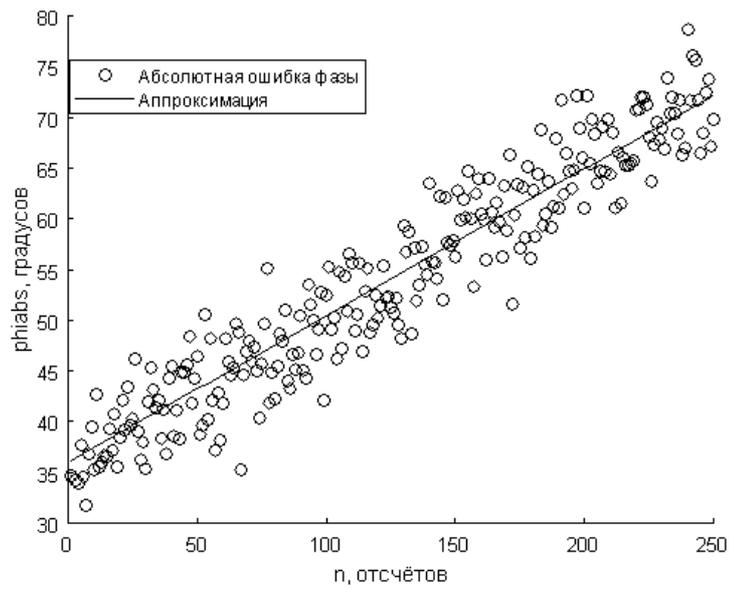


Рисунок 2 – График значения абсолютной ошибки фазы радиосигнала

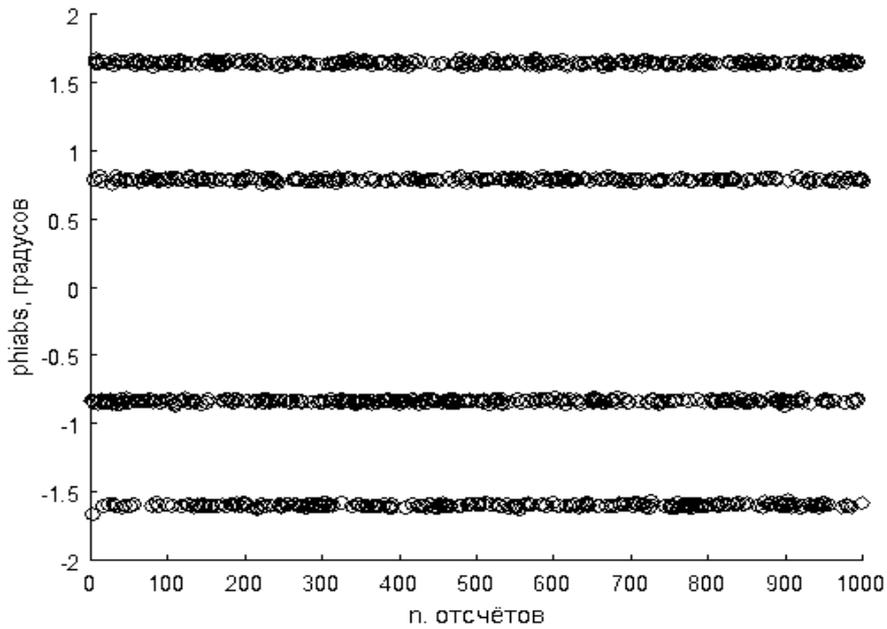


Рисунок 3 – Влияние рассогласования амплитуд сигнала в каналах на значения абсолютной ошибки фазы

Таблица 1 – Погрешности оценки смещения частоты и начальной фазы несущей первоначального алгоритма

Отношение сигнал/шум, дБ	Погрешность оценки частоты несущей	Погрешность оценки смещения начальной фазы несущей
30	0,25 Гц	0,3°
40	0,18 Гц	0,18°
50	0,14 Гц	0,13°
60	0,09 Гц	0,1°
70	0,05 Гц	0,05°

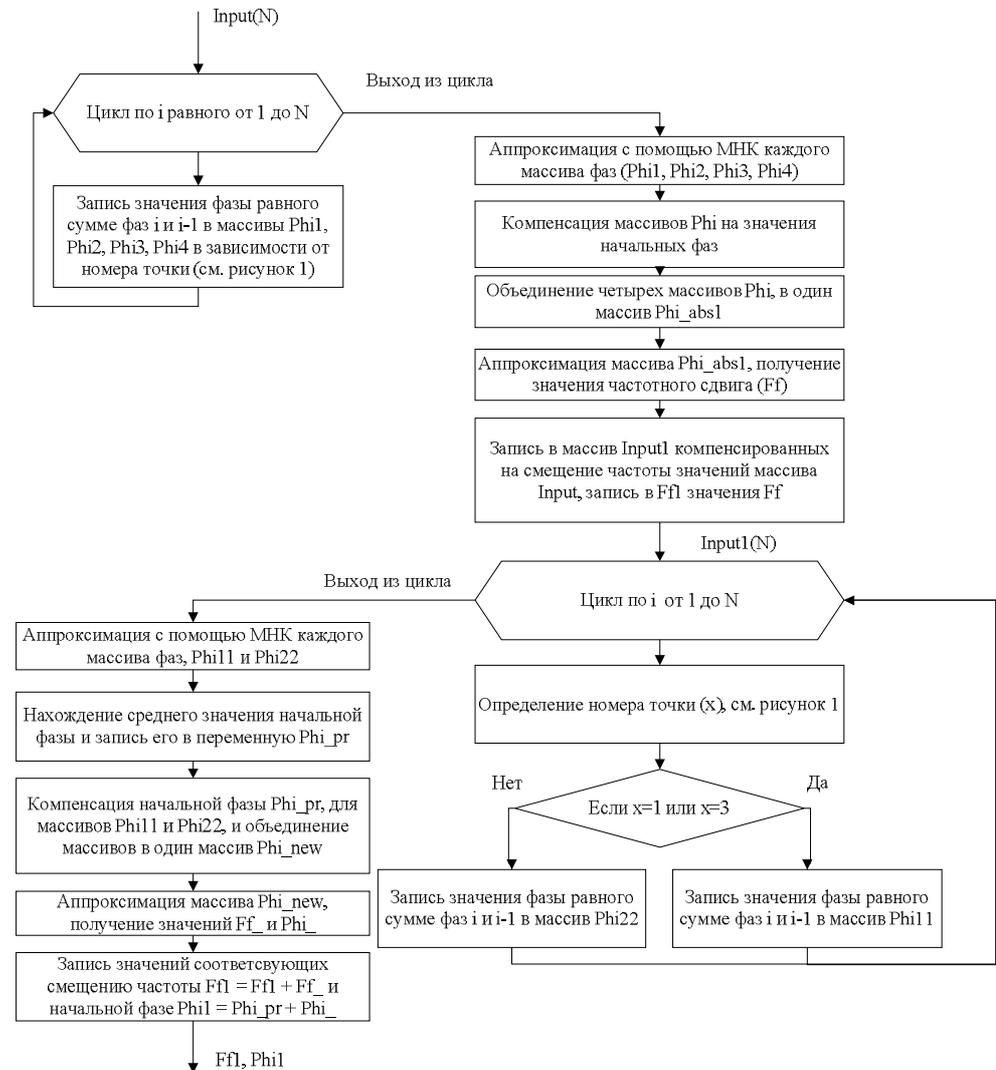


Рисунок 4 – Функциональная схема алгоритма

Использование данного алгоритма позволило достичь уменьшения погрешностей при оценке, таблица 2. В таблице 1 и 2 были использованы одинаковые входные значения для оценки погрешности измерения алгоритмом.

Таблица 2 – Погрешности оценки смещения частоты и начальной фазы несущей алгоритма после доработки

Отношение сигнал/шум, дБ	Погрешность оценки частоты несущей	Погрешность оценки смещения начальной фазы несущей
30	0,1 Гц	0,15°
40	0,06 Гц	0,08°
50	0,04 Гц	0,05°
60	0,025 Гц	0,03°
70	0,01 Гц	0,02°

В статье рассмотрены два метода оценки смещения частоты и начальной фазы несущей:

1) непосредственная оценка смещений с помощью аппроксимации МНК абсолютной ошибки фазы;

2) оценка смещений в два этапа:

а) оценка и компенсация смещения частоты по нескольким линиям, игнорируя смещение начальной фазы;

б) компенсация смещения начальной фазы по нескольким линиям и повторная компенсация смещения частоты несущей.

Разработанный алгоритм, учитывающий наличие искажений в сигнале, позволил уменьшить погрешности оценки измеряемых величине в два раза по сравнению с аппроксимацией одной линией методом МНК, при отношении сигнал/шум 30 дБ точность оценки смещения частоты несущей достигла 0,1 Гц.

Список использованной литературы

1. Фазовая манипуляция – Википедия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Фазовая манипуляция](https://ru.wikipedia.org/wiki/Фазовая_манипуляция), свободный (дата обращения: 20.03.2019).

Сигналы с двоичной фазовой манипуляцией [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://ru.dsplib.org/content/signal_bpsk/signal_bpsk.html, свободный (дата обращения: 25.03.2019).

Метод наименьших квадратов (МНК) Сигналы с двоичной фазовой манипуляцией [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cleverstudents.ru/articles/mnk.html>, свободный (дата обращения: 15.04.19).

Информация об авторах

Черный Владимир Сергеевич – студент, кафедра радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vovachernyy7@gmail.com.

Абраменко Александр Юрьевич – доцент, кандидат технических наук, кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: abramenkoay@gmail.com.

УДК 621.372.62

Г.Н. Якушевич, доцент каф. РТС,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, Российская Федерация

АЛГОРИТМ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА МНОГОПОЛЮСНИКОВ НА ОСНОВЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ

Приведены матричные уравнения, позволяющие в матричном виде проводить анализ и синтез многополюсников. Приведены результаты расчетов.

Ключевые слова: Матричный алгоритм, анализ, синтез, многополюсник.

Классический анализ четырехполюсников проводится на основе аналитических выражений для расчета вторичных параметров, к которым относятся входная и выходная проводимости или сопротивления, прямые и обратные коэффициенты передачи по напряжению и току [1, 2], полученные из решения системы уравнений на основе Y -параметров четырехполюсника, приведенного на рисунок 1.

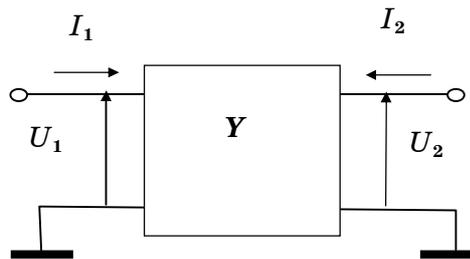


Рисунок 1 – Четырехполюсник, описываемый Y -параметрами

Уравнения на основе Y -параметров четырехполюсника запишутся

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 \end{aligned} \quad (1)$$

где I_1, I_2 – входные воздействия; U_1, U_2 – реакция на входные воздействия; $Y_{11}, Y_{12}, Y_{21}, Y_{22}$ – Y -параметры четырехполюсника.

Поочередное воздействие токов сначала на входе четырехполюсника при подключенной проводимости нагрузки Y_H , а затем на выходе при подключенной проводимости генератора Y_G позволяет составить системы уравнений, решая которые получим аналитические выражения для входной $Y_{ВХ}$ и выходной $Y_{ВЫХ}$ проводимостей четырехполюсника, прямого (обратного) коэффициентов передачи по напряжению $K_{U\ 21(12)}$ и току $K_{I\ 21(12)}$ или для так называемых, вторичных параметров четырехполюсника [1] в следующем виде:

$$Y_{ВХ(ВЫХ)} = Y_{11(22)} - Y_{12(21)} / (Y_{22(11)} + Y_{H(\Gamma)}), \quad (2)$$

$$K_{U\ 21(12)} = -Y_{21(12)} / (Y_{22(11)} + Y_{H(\Gamma)}), \quad (3)$$

$$K_{I\ 21(12)} = Y_{21(12)} Y_{H(\Gamma)} / (\Delta + Y_{11(22)} Y_{H(\Gamma)}), \quad (4)$$

где $\Delta = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}$ – определитель матрицы проводимости.

Поочередное воздействие входных токов и подключение проводимостей, а также разный тип вторичных параметров четырехполюсника (проводимости и коэффициенты передачи) не позволяют находить аналитические выражения (2)–(4) из решения системы уравнений (1) в матричном виде.

Замена столбца входных воздействий и столбца реакций на квадратные матрицы и применение матрицы Y – параметров нагруженного четырехполюсника (многополюсника) приводит к возможности анализа схем в матричном виде.

На рисунке 2 приведены схемы нагруженных четырехполюсников, описываемых Y -параметрами.

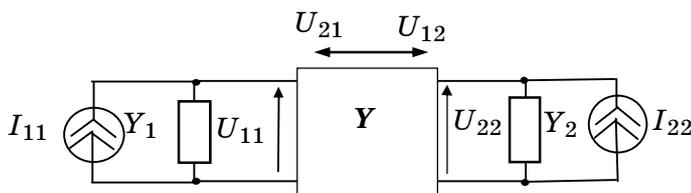


Рисунок 2 – Нагруженные четырехполюсники при воздействии на входе и выходе

Система уравнений для нагруженных четырехполюсников, представленных на рисунке 2, запишется

$$\begin{bmatrix} I_{11} & 0 \\ 0 & I_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_1 & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} + Y_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где I_{ii}, I_{jj} – токи задающих источников тока в узлах i и j ; U_{ij} – напряжение в узлах i и j для набора источников тока; Y_1, Y_2 – проводимости задающих источников тока и нагрузки, соответственно.

Из выражения (5) матрица узловых напряжений для нагруженного четырехполюсника запишется в следующем виде

$$\begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_1 & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} + Y_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{11} & 0 \\ 0 & I_{22} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Умножая матрицу узловых напряжений для нагруженного четырехполюсника (6) на обратную матрицу ЭДС источников входных воздействий $E_{11} = I_{11}/Y_1$ и $E_{22} = I_{22}/Y_2$, получим матрицу коэффициентов передачи к ЭДС источников входных воздействий в следующем виде

$$\begin{bmatrix} K_{E 11} & K_{E 12} \\ K_{E 21} & K_{E 22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{11} & 0 \\ 0 & E_{22} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} U_{11}/E_{11} & U_{12}/E_{22} \\ U_{21}/E_{11} & U_{22}/E_{22} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $K_{E ij} = U_{ji}/E_{ii}$ – коэффициент передачи к ЭДС источника от узла i к узлу j ; $K_{E ii} = U_{ii}/E_{ii}$ – коэффициент передачи к ЭДС источника в i -м узле.

С учетом (6) выражение (7) запишется

$$\begin{bmatrix} K_{E 11} & K_{E 12} \\ K_{E 21} & K_{E 22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_1 & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} + Y_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{11} & 0 \\ 0 & I_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{11} & 0 \\ 0 & E_{22} \end{bmatrix}^{-1} \quad (8)$$

или

$$\begin{bmatrix} K_{E 11} & K_{E 12} \\ K_{E 21} & K_{E 22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_1 & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} + Y_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Y_1 & 0 \\ 0 & Y_2 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Аналогично, умножая матрицу узловых напряжений для нагруженного четырехполюсника (6) на обратную матрицу половины ЭДС источников входных воздействий $E_{11}/2$ и $E_{22}/2$, получим матрицу коэффициентов передачи к половине ЭДС источников входных воздействий в следующем виде

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} K_{E/2\ 11} & K_{E/2\ 12} \\ K_{E/2\ 21} & K_{E/2\ 22} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{11}/2 & 0 \\ 0 & E_{22}/2 \end{bmatrix}^{-1} = \\ &= \begin{bmatrix} 2U_{11}/E_{11} & 2U_{12}/E_{22} \\ 2U_{21}/E_{11} & 2U_{22}/E_{22} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $K_{E/2\ ji} = 2 U_{ji}/E_{ii}$ – коэффициент передачи к половине ЭДС источника от узла i к узлу j ; $K_{E/2\ ii} = 2 U_{ii}/E_{ii}$ – коэффициент передачи к половине ЭДС источника в i -м узле.

С учетом выражения (6) выражение (10) запишется

$$\begin{bmatrix} K_{E/2\ 11} & K_{E/2\ 12} \\ K_{E/2\ 21} & K_{E/2\ 22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_1 & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} + Y_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{11} & 0 \\ 0 & I_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{11}/2 & 0 \\ 0 & E_{22}/2 \end{bmatrix}^{-1} \quad (11)$$

или

$$\begin{bmatrix} K_{E/2\ 11} & K_{E/2\ 12} \\ K_{E/2\ 21} & K_{E/2\ 22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_1 & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} + Y_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 2 Y_1 & 0 \\ 0 & 2 Y_2 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Систему уравнений (5) для нагруженных четырехполюсников, представленных на рисунке 2, можно записать в более компактном виде

$$I = Y_{\text{H}} U, \quad (13)$$

где I – квадратная матрица токов входных воздействий; U – квадратная матрица напряжений реакций на входные воздействия токов; Y_{H} – квадратная матрица проводимости нагруженного четырехполюсника.

Тогда выражения для матриц коэффициентов передач к ЭДС источника (9), для матриц коэффициентов передач к половине ЭДС источника (12) в компактной форме запишутся

$$K_E = Y_{\text{H}}^{-1} Y_I, \quad (14)$$

$$K_{E/2} = Y_{\text{H}}^{-1} 2Y_I, \quad (15)$$

Таким образом, получены в матричной форме соотношения (14), (15) для анализа четырехполюсника (многополюсника) на основе Y -матрицы нагруженного четырехполюсника (многополюсника).

Полученные в матричной форме соотношения (14), (15) для нагруженного четырехполюсника (многополюсника) позволяют решить в матричной виде обратную задачу. На основе заданных коэффициентов передачи по отношению к ЭДС или к половине ЭДС задающего

источника определить требуемые Y -параметры четырехполюсника (многополюсника).

Соотношения для Y -матрицы нагруженного четырехполюсника (многополюсника) из выражений (14), (15) запишутся

$$Y_H = Y_I K_E^{-1}, \quad (16)$$

$$Y_H = 2Y_I K_{E/2}^{-1}, \quad (17)$$

Вычитая из полученной Y -матрицы нагруженного четырехполюсника (многополюсника) диагональную матрицу проводимостей нагрузок, получим Y -матрицу исходного четырехполюсника (многополюсника) в виде

$$Y = Y_H - Y_I. \quad (18)$$

На рисунке 3 приведены структурная и принципиальная схемы четырехполюсника СЦ.

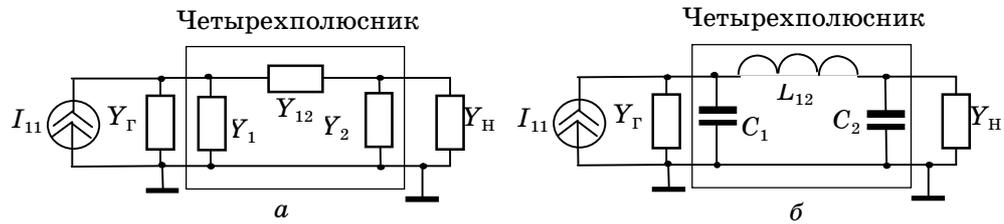


Рисунок 3 – Схемы четырехполюсника СЦ:
а) структурная, б) принципиальная

Для структурной схемы четырехполюсника СЦ, приведенной на рисунке 3, выражение (17) в развернутом виде запишется

$$\begin{bmatrix} Y_1 + Y_{12} + Y_\Gamma & -Y_{12} \\ -Y_{12} & Y_2 + Y_{12} + Y_H \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} Y_\Gamma & 0 \\ 0 & Y_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{E/2\ 11} & K_{E/2\ 12} \\ K_{E/2\ 21} & K_{E/2\ 22} \end{bmatrix}^{-1} \quad (19)$$

Задавая нормированные сопротивления генератора $R_\Gamma = 1$ Ом ($Y_\Gamma = 1/R_\Gamma$) и нагрузки $R_H = 2$ Ом ($Y_H = 1/R_H$) и коэффициенты передачи в виде $K_{E/211} = 1$, $K_{E/222} = 1$, $K_{E/212} = K_{12} e^{j\theta}$, $K_{E/221} = K_{21} e^{j\theta}$, рассчитаем нормированные Y -параметры структурной схемы и номиналы элементов принципиальной схемы $C_1 = |Y_1| / (2\pi)$, $L_{12} = 1 / (2\pi |Y_{12}|)$, $C_2 = |Y_2| / (2\pi)$ СЦ, приведенной на рисунке 3 для $K_{12} = \sqrt{R_H / R_\Gamma}$, $K_{21} = \sqrt{R_\Gamma / R_H}$ и $\theta = -90^\circ$. Результаты расчетов приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Нормированные Y -параметры и номиналы СЦ для $\theta = -90^\circ$

Y_1	Y_{12}	Y_2	C_1, Φ	L_{12}, H	C_2, Φ
$0,707i$	$-0,707i$	$0,707i$	$0,113$	$0,225$	$0,113$

На рисунке 4 приведены зависимости коэффициентов передачи СЦ, синтезированной при $\theta = -90^\circ$.

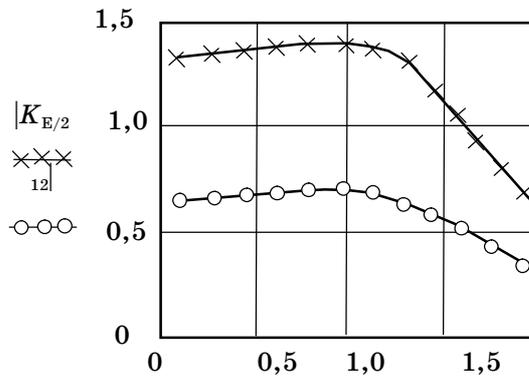


Рисунок 4 – Зависимости коэффициентов передачи СЦ

На рисунке 5 приведена схема шестиполюсника делителя мощности (ДМ) [3], [4].

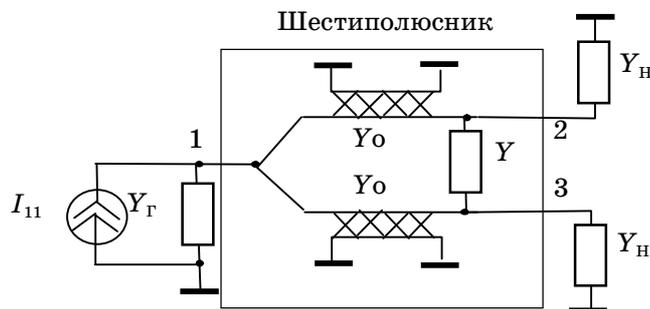


Рисунок 5 – Схема шестиполюсника ДМ

Для структурной схемы шестиполюсника ДМ, приведенной на рисунке 5, выражение (17) в развернутом виде запишется

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} 2Y_{11} + Y_{\Gamma} & Y_{12} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{11} + Y + Y_{\text{H}} & Y_{12} - Y \\ Y_{12} & Y_{12} - Y & Y_{11} + Y + Y_{\text{H}} \end{bmatrix} = \\
& = 2 \begin{bmatrix} Y_{\Gamma} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{\text{H}} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{\text{H}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & K_{\text{E}/212} & K_{\text{E}/213} \\ K_{\text{E}/221} & 1 & 0 \\ K_{\text{E}/231} & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1}, \quad (20)
\end{aligned}$$

где $Y_{11} = -i Y_0 \text{ctg}(\Theta)$, $Y_{12} = i Y_0 / \sin(\Theta)$, $K_{\text{E}/212} = K_{12} e^{j\Theta}$, $K_{\text{E}/213} = K_{13} e^{j\Theta}$, $K_{\text{E}/221} = K_{21} e^{j\Theta}$, $K_{\text{E}/231} = K_{31} e^{j\Theta}$.

Задавая нормированные сопротивления генератора $R_{\Gamma} = 1$ Ом ($Y_{\Gamma} = 1/R_{\Gamma}$) и нагрузки $R_{\text{H}} = 1$ Ом ($Y_{\text{H}} = 1/R_{\text{H}}$) и коэффициенты передачи $K_{12} = K_{13} = K_{21} = K_{31} = 0,707$ рассчитаем нормированные Y -параметры шестиполюсника делителя мощности для $\theta = -90^\circ$. Рассчитанные нормированные проводимости полосковых линий шестиполюсника ДМ $Y_0 = 0,707$ ($R_0 = 1/Y_0 = 1,41$) и $Y = 0,5$ ($R = 1/Y = 2$).

На рисунке 6 приведены зависимости коэффициентов передачи ДМ.

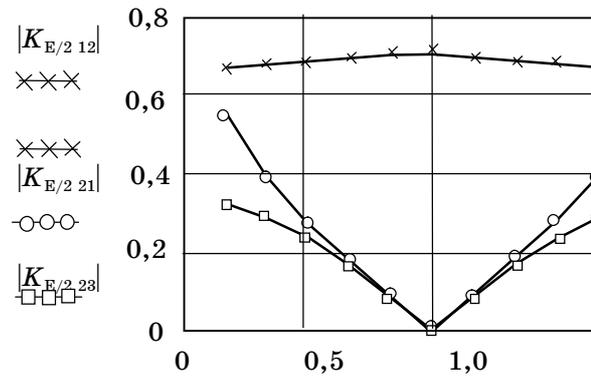


Рисунок 6 – Зависимости коэффициентов передачи ДМ

На рисунке 7 приведена схема восьмиполюсника направленного ответвителя (НО) [5].

Для структурной схемы восьмиполюсника НО, приведенной на рисунке 7, выражение (17) в развернутом виде запишется

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_{\Gamma} & Y_{11} & Y_{12} & Y_{12} \\ Y_{11} & Y_{11} + Y_{\text{H}} & Y_{12} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{12} & Y_{11} + Y_{\text{H}} & Y_{11} \\ Y_{12} & Y_{12} & Y_{11} & Y_{11} + Y_{\text{H}} \end{bmatrix} = \\
& = 2 \begin{bmatrix} Y_{\Gamma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{\text{H}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{\text{H}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_{\text{H}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & K_{\text{E}/212} & K_{\text{E}/213} & 0 \\ K_{\text{E}/212} & 1 & 0 & K_{\text{E}/213} \\ K_{\text{E}/213} & 0 & 1 & K_{\text{E}/212} \\ 0 & K_{\text{E}/213} & K_{\text{E}/212} & 1 \end{bmatrix}^{-1}, \quad (21)
\end{aligned}$$

где $Y_{11} = -i(Y_1 + Y_{12}) \operatorname{ctg}(\Theta)$, $Y_{12} = i Y_{12} / \sin(\Theta)$, $K_{\text{E}/212} = K_{12} e^{j\Theta}$,
 $K_{\text{E}/213} = K_{13} e^{-j\Theta}$.

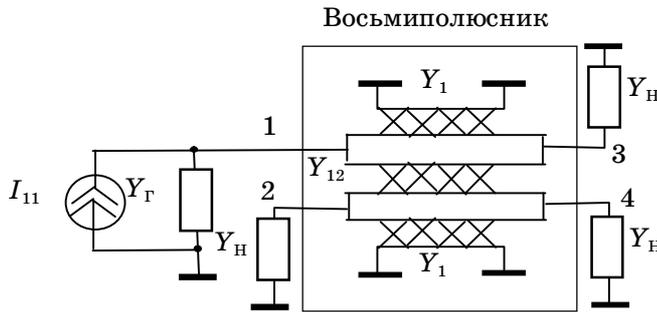


Рисунок 7 – Схема восьмиполюсника НО

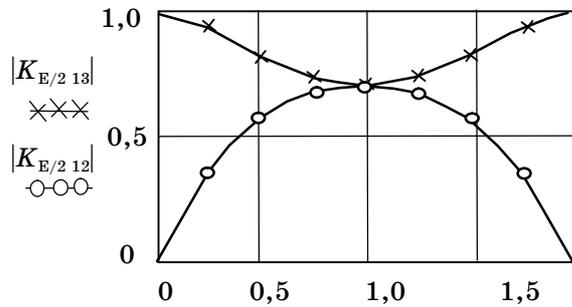


Рисунок 8 – Зависимости коэффициентов передачи НО

Задавая нормированные сопротивления генератора $R_{\Gamma} = 1$ Ом ($Y_{\Gamma} = 1/R_{\Gamma}$) и нагрузки $R_{\text{H}} = 10$ м ($Y_{\text{H}} = 1/R_{\text{H}}$) и коэффициенты передачи $K_{12} = 0,707$ и $K_{13} = -0,707i$ рассчитаем нормированные

У-пара-метры восьмиполюсника НО для $\theta = -90^\circ$. Рассчитанные нормированные проводимости полосковых линий восьмиполюсника НО $Y_1 = 0,466$ ($R_1=1/ Y_1=2,4$) и $Y_{12} = 1$ ($R=1/ Y_{12}=1$).

Результаты расчетов показали, что полученные матричные уравнения позволяют в матричном виде проводить анализ и синтез многополюсников.

Список использованной литературы

1. Сигорский В.П. Анализ электронных схем. – Киев : Гостехиздат, 1960. – 200 с.
2. Зелингер Дж. Основы матричного анализа и синтеза применительно к электронике / пер. с англ. под ред. Г.А. Ремеза. – М. : Советское радио, 1970. – 240 с.
3. Сазонов Д.М. и др. Устройства СВЧ : учеб. пособие/ под ред. Д.М. Сазонова. – М. : Высш. школа, 1981. – 295 с.
4. Козлов В.И., Юфит Г.А. Проектирование СВЧ устройств с помощью ЭВМ. – М. : Советское радио, 1975. – 177 с.
5. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Связь, 1971. – 388 с.

Информация об авторах

Якушевич Геннадий Николаевич, кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических систем. Томский государственный университет управления и радиоэлектроники. 634050. г. Томск, пр. Ленина. 40, e-mail: jagn@sibmail.com.

И.О. Трифанов, магистрант, межинститутская базовая кафедра
 «Прикладная физика и космические технологии»,
 Сибирский федеральный университет,
 г. Красноярск, Российская Федерация

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КООКСИАЛЬНЫХ КАБЕЛЬНЫХ СБОРОК

Развитие спутниковых систем связи (ССС) приводит к ужесточению требований к бортовой и наземной аппаратуре по добротности, неравномерностям характеристик, качеству согласования. Для обеспечения передачи сигнала между приборами без ухудшения характеристик необходимо применять кабельные сборки, отвечающие возросшим требованиям. Учитывая многообразие сверхвысокочастотных кабелей и соединителей, возникает необходимость определения критериев выбора комплектующих и технологии производства сверхвысокочастотных кабельныхборок для СССР. В настоящей работе приводится анализ технологических аспектов производства кабельныхборок, влияющих на радиочастотные характеристики готовой продукции.

Ключевые слова: радиочастотные характеристики, сверхвысокочастотные кабельные сборки, СВЧ, соединители, согласование.

Учитывая существующее многообразие радиочастотных соединителей и кабелей диапазона сверхвысоких частот (СВЧ) необходимо разграничить понятия «кабель» и «кабельная сборка», чтобы избежать неоднозначности при выборе компонентов системы связи. Кабель представляет собой погонное изделие и может комплектоваться различными видами соединителей и внешней защиты. Под кабельной сборкой следует понимать готовое изделие, включающее кабель требуемой длины, соединители и армировку требуемых видов.

С точки зрения распространения радиоволн кабельная сборка СВЧ является коаксиальной линией передачи с характеристическим (волновым) сопротивлением:

$$Z = \frac{138\Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \log \frac{D}{d}, \quad (1)$$

где ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика; D – внутренний диаметр оплетки кабеля (корпуса соединителя); d – диаметр проводника центральной жилы кабеля (соединителя).

Наибольшее распространение получили кабели и кабельные сборки с волновым сопротивлением $Z = 50 \Omega$ – общее для радиотехнических систем и $Z = 75 \Omega$ – телевизионный стандарт. Именно волновое сопротивление определяет один из двух важнейших параметров, влияющих на эксплуатацию кабельной сборки – возвратные потери S_{11} , S_{22} . В инженерной практике удобно представлять возвратные потери через коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВн):

$$\text{КСВн} = \frac{1 + 10^{\frac{S_{11}}{20}}}{1 - 10^{\frac{S_{11}}{20}}}, \quad (2)$$

где S_{11} – возвратные потери, дБ.

Учитывая форму представления S -параметров двухполюсника и (2), можно видеть, что идеальной является ситуация, когда возвратные потери отсутствуют, т.е. $S_{11} \rightarrow -\infty$, $\text{КСВн} = 1$, что в реальности недостижимо [1].

Кроме рассогласования, вызванного неидеальностью конструкции кабеля и кабельной сборки, присутствует вклад от потерь в кабеле. Вклад потерь в рассогласование наглядно виден, если выразить характеристическое сопротивление кабеля через погонные электрические характеристики:

$$Z = \frac{l}{c}; \quad (3)$$

$$Z_{\text{lossy}} = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}}; \quad (4)$$

$$Z_{\text{lossy}} = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{j\omega c}}, \quad (5)$$

где l – погонная индуктивность (Гн/м); c – погонная емкость (Ф/м); r – погонное сопротивление (Ом/м); g – погонная проводимость (См/м); Z – волновое сопротивление для идеального случая (без потерь); Z_{lossy} – волновое сопротивление с учетом потерь.

В идеальном случае Z определяется только погонными емкостью и индуктивностью (3). В реальности волновое сопротивление будет зависеть от g и r (4). В инженерных расчетах для коаксиального кабеля g можно пренебречь [2] и Z_{lossy} придет к виду (5).

Поскольку и кабель, и соединитель в составе кабельной сборки являются компонентами линии передачи, неизбежно будет наблю-

даться вклад в рассогласование в местах монтажа соединителей (рисунок 1) [3].

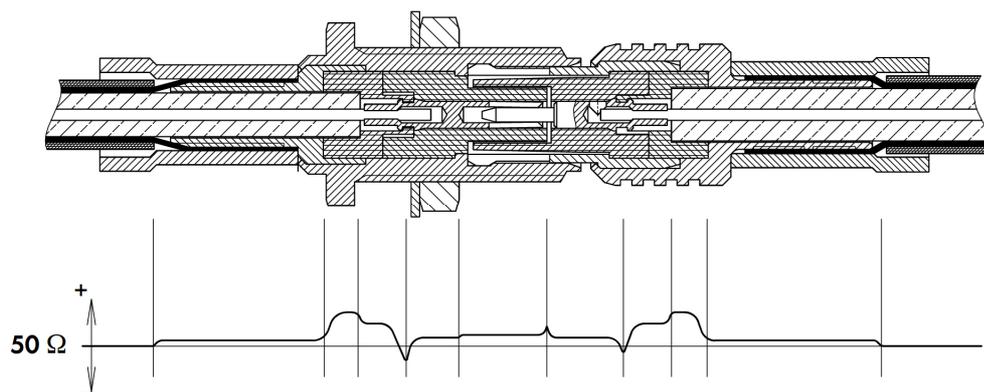


Рисунок 1 – Соединение коаксиального кабеля с соединителями SMA в разрезе (вверху) и график изменения волнового сопротивления в развертке по длине (внизу)

Вклад в рассогласование от потерь (5) и неидеальности соотношения диаметров (1) будет наблюдаться даже при прочих идеальных условиях, таких как:

- все компоненты кабельной сборки являются идеальными телами вращения;
- неравномерность диэлектрической проницаемости диэлектрика по длине кабеля отсутствует;
- конструкция соединителя исключает наличие воздушных участков.

Все перечисленные выше условия являются недостижимыми на практике. Если требования к согласованию и неравномерностям высоки ($\sim K_{CBн} = 1,25$ и $\sim 0,1$ дБ по неравномерности) пренебрегать этими эффектами нельзя. Любые отклонения от идеальной картины будут порождать отраженную волну, распространяющуюся в противоположном падающей волне направлении и имеющую противоположную фазу (рисунок 2).

На рисунке 2 области кабеля $\epsilon_{r1} < \epsilon_{r2}$, т.е. присутствует изменение плотности диэлектрика, приводящее к неоднородности.

С точки зрения РТХ влияния отражений на неоднородностях проявляется как локальные пики КСВн и неравномерности АЧХ.

Из рисунка 3 видно, что существенные неоднородности приводят к локальным ухудшениям одновременно КСВн и S_{21} [4]. Может сложиться впечатление, что «провалы» S_{21} вызваны увеличением отра-

жения на данных частотах, но это не так, в чем легко убедиться, выполнив обратный расчет по формуле (2). В таблице 1 представлены материалы диэлектрика, получившие наибольшее распространение в современных СВЧ кабелях.

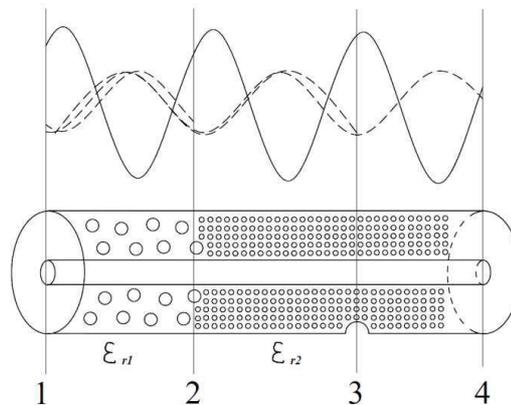


Рисунок 2 – Отражения на дефектах кабеля и соединителей:

1 – монтажа первого соединителя; 2 – неоднородность ϵ_r ;
3 – локальная деформация кабеля; 4 – монтаж второго соединителя

Таблица 1 – Материалы диэлектрика кабеля

Обозначение	Тип материала	ϵ_r , ед
PE	полиэтилен	2,28
Foam PE	вспененный полиэтилен	1,5
PTFE	фторопласт	2,05

Вторым важнейшим параметром кабельной сборки является значение вносимых потерь. Все производители кабельных сборок стремятся минимизировать вносимые потери, т.к. это является очевидным способом повышения добротности и эффективности. Вносимые потери определяются как:

$$a = 10 \cdot \lg \frac{P_{out}}{P_{in}} = (a_c + a_d) \cdot l + a_{p1} + a_{p2}, \quad (6)$$

$$a_c = \frac{11,39}{Z} \cdot \sqrt{F} \left(\frac{\sqrt{\rho_{rd}}}{d} + \frac{\sqrt{\rho_{rD}}}{D} \right), \quad (7)$$

$$\alpha_d = 90,96 \cdot F \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot \tan \delta, \quad (8)$$

где a – полные вносимые потери, дБ; a_c – потери в проводниках кабеля, дБ/м; a_d – потери в диэлектрике, дБ/м; a_{p1} – потери в соединителе № 1, дБ; a_{p2} – потери в соединителе № 2, дБ; ρ_{rd} – удельное сопротивление проводника центральной жилы, Ом·мм²/м; ρ_{rD} – удельное сопротивление проводника экрана кабеля, Ом·мм²/м; d – внешний диаметр центральной жилы, м; D – внутренний диаметр экрана, м; F – частота, ГГц; $\tan \delta$ – тангенс угла потерь; P_{in} – мощность на входе кабельной сборки, Вт; P_{out} – мощность на выходе кабельной сборки, Вт; l – длина кабельной сборки, м.

Из (6) видно, что если кабельная сборка не является перемычкой, a_{p1} , a_{p2} вносят несущественный вклад (для соединителей стандарта 2,92 $a_{p1,2} \leq 0,1$ дБ на частотах до 26,5 ГГц). Из (7), (8) видно, что для производителя кабельных сборок единственным эффективным способом уменьшить потери является уменьшение $\tan \delta$. Поскольку $\tan \delta$ зависит от ϵ_r , представляется целесообразным применение кабелей с диэлектриком из вспененного полиэтилена (см. таблицу 1), однако это не совсем верно. Вспененный полиэтилен имеет температуру плавления 102 °С, что сильно затрудняет пайку соединителей и часто приводит к возникновению неоднородности (см. рисунок 2) в следствие перегрева.

Из (7), (8) видно, что производителям кабельных сборок стоит стремиться минимизировать $\tan \delta$ и ϵ_r , однако пользоваться таким расчетом напрямую нельзя, учитывая что большинство кабелей СВЧ (как отечественных, так и импортных) содержат в качестве диэлектрика модификации фторопласта-4 (PTFE). Для данной группы материалов $\tan \delta$ находится в диапазоне значение 0,0001...0,0004 и возрастает с ростом частоты, поэтому действующее значение $\tan \delta$ необходимо определять путем измерений на рабочих частотах кабеля. В качестве примера можно привести параметры кабеля, нашедшего применение в ССС (таблица 2).

Если использовать данные из таблицы 2 для расчета a по (6)–(8), например, для частоты 26,5 ГГц – результат получится лучше, чем заявленное производителем значение. Это связано с действующим значением $\tan \delta$ на частоте 26,5 ГГц, которое трудно предсказать расчетным путем.

Таблица 2 – Пример заявленных параметров кабеля

Вносимые потери зависимости от частоты, дБ/м	4,0 ГГц	1,05
	8,0 ГГц	1,54
	12,4 ГГц	1,96
	18,0 ГГц	2,45
	26,5 ГГц	2,98
	40,0 ГГц	3,48
Наружный диаметр диэлектрика, мм		2,26
Материал диэлектрика		PTFE
Диэлектрическая постоянная ϵ_r		1,5
Материал центральной жилы		медь
Диаметр центральной жилы		0,83

Список использованной литературы

1. Bolshakov D.A., Burdukovskaya N.N., Shugurova K.V. Optimization of automatic exclusion algorithm of the vector network analyzer measuring equipment // IOP Conf.Series: Materials Science and Engineering 450 (2018) 052014.
2. Дансмор Дж. П. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей. – М. : Техносфера, 2018. – 736 с.
3. Huber+suhner RF connector guide. – Switzerland: Huber+suhner, 2007. – 164 с.
4. Джурицкий К.Б. Миниатюрные радиочастотные соединители. – М. : Радиант, 2013. – 56 с.

Информация об авторах

Трифанов Иван Олегович – магистрант, межинститутская базовая кафедра «Прикладная физика и космические технологии», Сибирский федеральный университет / (АО «ИСС»), 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79, e-mail: tio24@mail.ru.

К.В. Шугурова, аспирант СФУ, инженер;
Н.Н. Бурдуковская, аспирант СибГУ, инженер;
Д.А. Большаков, докторант СибГУ, ведущий инженер, канд. техн. наук,
Лаборатория комплексного проектирования,
интеграции и испытаний полезных нагрузок,
АО «Информационные спутниковые системы»
имени академика М.Ф. Решетнева»,
г. Железногорск, Российская Федерация

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕРАВНОМЕРНОСТИ АМПЛИТУДЫ ПЛОСКОЙ ВОЛНЫ В РАБОЧЕЙ ЗОНЕ ОДНОЗЕРКАЛЬНОГО И ДВУХЗЕРКАЛЬНОГО КОЛЛИМАТОРОВ

Введены понятия коллиматора и его рабочей зоны. Проведено исследование плоской волны в рабочей зоне однозеркального и двухзеркального коллиматоров. Описан метод расчета неравномерности амплитуды. Приведены результаты измерений неравномерности в сравнении с теоретическими расчетами. Показано, что двухзеркальный коллиматор обладает наилучшими показателями.

Ключевые слова: Коллиматор, однозеркальный, двухзеркальный, рабочая зона, неравномерность, амплитуда.

Коллиматором называется вспомогательная установка, с помощью которой проводится измерение параметров испытуемого объекта в поле, близком полю плоской волны (ПВ), так называемой квазиплоской волны, путем измерения сигналов с выхода устройства [1]. Квазиплоская волна, то есть поле, фазовый фронт волны в котором близок к плоскому в ограниченной области пространства, также называют дальней зоной. Таким образом, коллиматор позволяет имитировать условия дальней зоны в непосредственной близости от испытуемого объекта. А ограниченная область пространства в этом случае и будет являться рабочей зоной коллиматора, которая находится на расстоянии, соизмеримом с поперечными размерами самого коллиматора.

Использование коллиматора для измерения характеристик объектов и параметров систем облегчает как постобработку результатов измерений, так и сам процесс измерений. При этом точность измерений, главным образом, зависит именно от качества ПВ: необходимо соблюдать требования к однородности амплитуды в рабочей зоне.

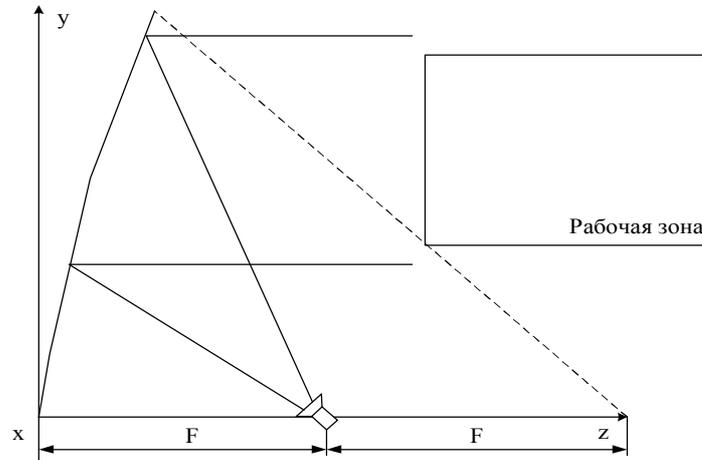
В настоящей работе уделено внимание проблеме неравномерности амплитуды в рабочей зоне однозеркального и двухзеркального коллиматоров.

Уравнение, описывающее форму однозеркального коллиматора (параболоид вращения), представляет собой:

$$x^2 + y^2 = 4 \cdot f \cdot z, \quad (1)$$

где f – фокусное расстояние; x, y, z – координаты плоскости.

Схема однозеркального коллиматора приведена на рисунке 1.



F – фокус зеркала; x, y, z – координаты

Рисунок 1 – Схема однозеркального коллиматора

Исходя из уравнения (1) для поверхности зеркала, плотность потока мощности (ППМ) выражается следующим образом:

$$w(x, y) = \frac{P}{4\pi} \left[\left(F - \frac{x^2 + y^2}{4F} \right)^2 + x^2 + y^2 \right]^{-1}, \quad (2)$$

где $w(x, y)$ – ППМ, дБВт/м²; F – фокусное расстояние зеркала; x, y – координаты.

По уравнению (2) были построены зависимости амплитуды поля от параметров y/F и x/F , которые представлены на рисунке 2.

Таким образом, при поперечном сечении рабочей зоны, равным $0,5 \cdot F$, исходя из рисунка 2,а, изменение амплитуды поля вдоль вертикальной координаты в пределах рабочей зоны составляет примерно 0,6 дБ. При этом изменение амплитуды в пределах рабочей зоны по горизонтальной координате (рисунок 2,б) составляет 0,5 дБ.

Существуют способы уменьшения неравномерности амплитуды при использовании однозеркального коллиматора. Так, например, при увеличении фокусного расстояния и сохранении поперечных размеров зоны, можно добиться улучшения равномерности амплитуды поля. Увеличение фокусного расстояния означает, что необходимо как можно дальше разнести оптическую ось коллиматора и центр рабочей зо-

ны [2]. В этом случае зависимости амплитуды поля на поверхности коллиматора будут выглядеть следующим образом (рисунок 3).

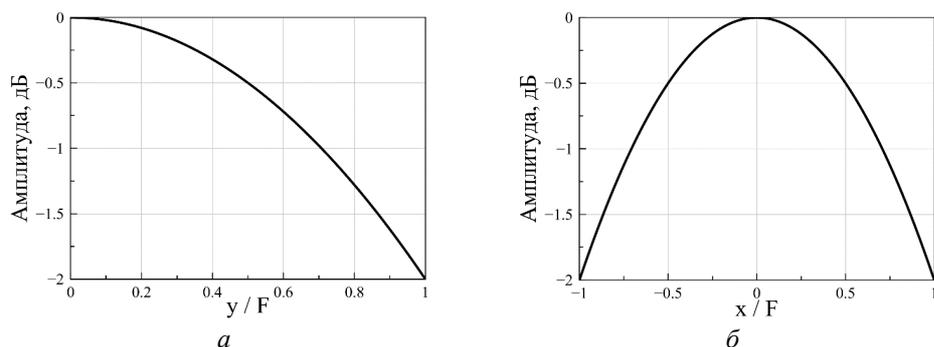


Рисунок 2 – Зависимости амплитуды поля на поверхности коллиматора

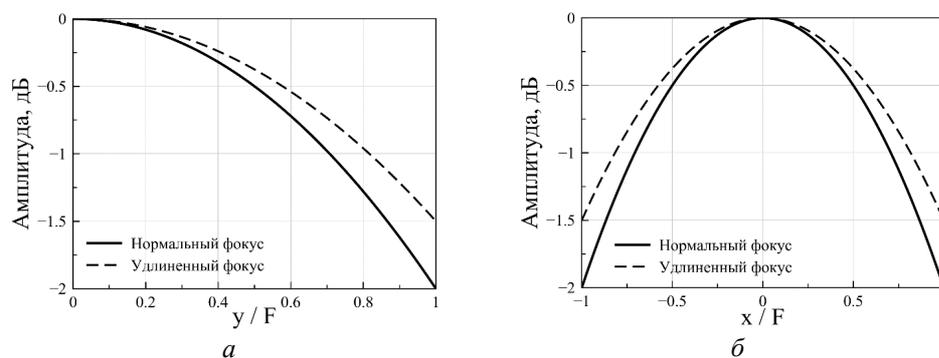


Рисунок 3 – Зависимости амплитуды поля на поверхности коллиматора

Как видно из рисунка 3, увеличение фокусного расстояния действительно позволяет уменьшить неравномерность амплитуды. При поперечном сечении рабочей зоны, равным $0,5 \cdot F$, изменение амплитуды поля вдоль вертикальной координаты (см. рисунок 3,а) в пределах рабочей зоны теперь составляет примерно 0,48 дБ, а по горизонтальной координате (см. рисунок 3,б) теперь составляет 0,4 дБ.

Однако, следует понимать, что дополнительное разнесение означает, что потребуются дополнительные финансовые затраты, вследствие необходимости увеличения размеров полигона (безэховой камеры). Этот факт играет важную роль при выборе того или иного устройства измерения.

Использование двухзеркального коллиматора – второй метод для уменьшения неравномерности амплитуды. На рисунке 4 представлена

схема двухзеркального коллиматора, так же называемая схемой Кассегрена.

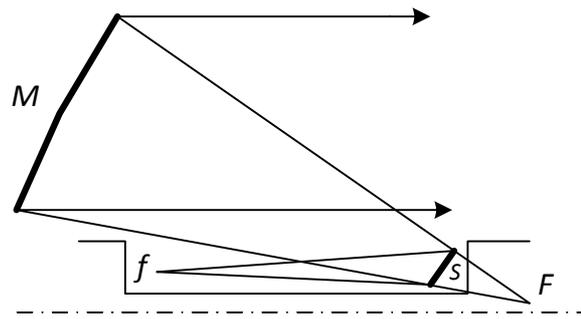


Рисунок 4 – Схема Кассегрена: M – основное зеркало; S – вспомогательное зеркало; f – облучатель; F – фокус основного зеркала

В этой схеме вспомогательное зеркало имеет форму гипербооида вращения, а фокус – мнимый и лежит позади вспомогательного зеркала. Такая схема компактного расположения зеркал позволяет использовать длиннофокусное основное зеркало, что в итоге повышает равномерность поля, улучшает кросс-поляризационные характеристики поля в рабочей зоне, а также появляется возможность использования облучателей с более узкой ДН [2].

Неравномерность амплитуды в ее наиболее общей форме в случае двухзеркального коллиматора определяется полиномом второго порядка:

$$A(r) = a + b \cdot r + c \cdot r^2 = a - \frac{b^2}{4 \cdot c} + c \cdot \left(r + \frac{b}{2 \cdot c} \right)^2, \quad (3)$$

где a – коэффициент, который определяет смещение (не влияет на максимальную неравномерность амплитуды); b – коэффициент, который определяет симметричное положение неравномерности; c – коэффициент, который определяет величину неравномерности.

Подтверждение качества ПВ двухзеркальных коллиматоров можно проводить с помощью планарных сканеров ПВ, который должен быть установлен на опорно-поворотном устройстве в центре рабочей зоне коллиматора. Описание процедуры измерений ПВ подобного испытательного полигона содержится в [3, 4]. Описание компактного полигона с двухзеркальным коллиматором, разработанном компанией *Airbus*, содержатся в [5].

Результаты измерений (при использовании описанного сканера) в сравнении с теоретическими расчетами, которые были получены из уравнения (3), представлены на рисунке 5.

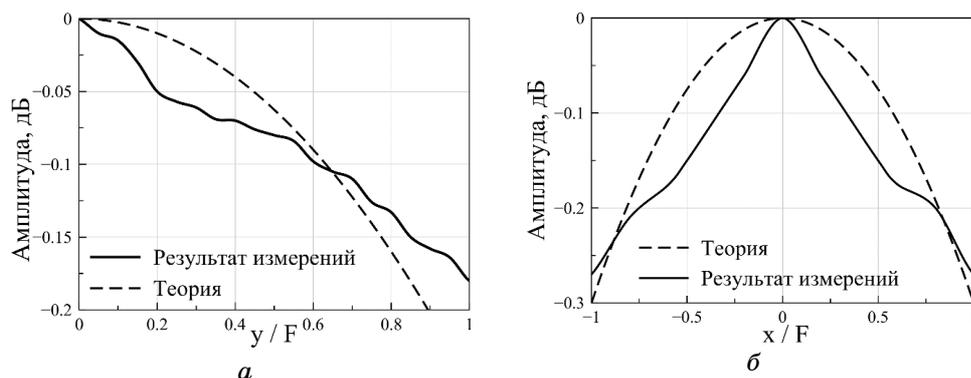


Рисунок 5 – Зависимости амплитуды поля на поверхности коллиматора

Анализируя рисунок 5, можно отметить, что использование двухзеркального коллиматора позволяет значительно уменьшить неравномерность амплитуды по сравнению с предыдущим методом. При том же поперечном сечении рабочей зоны изменение амплитуды поля вдоль вертикальной координаты (рисунок 5,а) в пределах рабочей зоны составляет примерно 0,1 дБ, а изменение амплитуды по горизонтальной координате (рисунок 5,б) – примерно 0,2 дБ.

Таким образом, полученные зависимости позволяют сформулировать основные выводы и заключения.

1. В силу разнообразия различного рода измерительных задач, возникает необходимость исследования, освоения и применения на практике иного вида решений. В последнее время наиболее популярным из таких, благодаря своим свойствам и возможностям, является метод с использованием коллиматора. Однако, инженер-испытатель сталкивается с проблемой сохранения равномерности поля в рабочей зоне коллиматора, в связи с чем ухудшается точность измеренных характеристик и параметров систем.

2. Использование измерительного полигона на основе однозеркального коллиматора позволяет получить приемлемые результаты, однако в некоторых случаях прецизионных измерений такая неравномерность считается недопустимой. Вследствие этого, возникает необходимость преобразования полигона: увеличение фокусного расстояния коллиматора, что становится возможным при максимальном разнесении оси коллиматора и центра рабочей зоны. При этом описанный метод позволяет лишь на 0,1 дБ улучшить равномерность.

3. Вторым и наилучшим в этом случае будет являться использование полигона с двухзеркальным коллиматором, преимущество использования которого очевидно, исходя из представленных

расчетных, а также экспериментальных, зависимостей амплитуды поля, приведенных в тексте.

Список использованной литературы

1. Бахрах Л.Д. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.Н. Курочкин и др. – Ленинград : Наука, 1985. – 272 с.
2. Балабуха Н.П. Компактные полигоны для измерения характеристик рассеяния объектов / Н.П. Балабуха, А.С. Зубов, В.С. Солохин ; под ред. Н.П. Балабухи. – М. : Наука, 2007. – 266 с.
3. Gülten E., Migl J., Eibert T. Inverse scattering and imaging of compensated compact ranges by plane wave analysis // IEEE Antenna Measurement Techniques Association (AMTA) 2016 Proceedings, Oct. 30 2016 – Nov. 3 2016, USA.
4. Migl J., Habersack J., Hötzel C., Geise A., Schmidt C.H., Steiner H.-J. Performance of scanned quiet zones in compensated compact range for antenna and payload testing // IEEE Antenna Measurement Techniques Association (AMTA) 2012 Proceedings, October 2012, USA.
5. Migl J., Schmidt C., Hartmann F. Performance data of a new, large compensated compact range for antenna and payload testing of future spacecraft's // EuCAP 2017, December 2017, London.

Информация об авторах

Бурдуковская Надежда Николаевна – аспирант, Сибирский государственный университет науки и технологий, инженер 2 категории, Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина 52, e-mail: burdukovskayann@iss-reshetnev.ru

Шугурова Ксения Владимировна – аспирант, Сибирский федеральный университет, инженер 2 категории, Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина 52, e-mail: shugurovakv@iss-reshetnev.ru

Большаков Дмитрий Андреевич – кандидат технических наук, докторант, ведущий инженер, Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина 52, e-mail: dbolshakov@iss-reshetnev.ru.

К.В. Шугурова, аспирант СФУ, инженер;
Д.А. Большаков, докторант СибГУ, ведущий инженер, канд. техн. наук;
Н.Н. Бурдуковская, аспирант СибГУ, инженер
Лаборатория комплексного проектирования,
интеграции и испытаний полезных нагрузок,
АО «Информационные спутниковые системы»
им. академика М.Ф. Решетнева»,
г. Железногорск, Российская Федерация

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОЛОГИИ ПРОВЕДЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИСПЫТАНИЙ ПОЛЕЗНЫХ НАГРУЗОК КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ СВЯЗИ С ПРИМЕНЕНИЕМ КОЛЛИМАТОРА

Описана измерительная установка на основе коллиматора. Приведены ключевые направления совершенствования коллиматорного метода испытаний полезных нагрузок.

Ключевые слова: Коллиматор, метод, высокочастотные испытания, полезная нагрузка, космический аппарат.

Вспомогательная установка (коллиматор), позволяющая имитировать условия дальней зоны [1] – дальнее поле, близкое к полю плоской волны (ПВ), должна располагаться в непосредственной близости (в рабочей зоне коллиматора) от испытываемого объекта (полезная нагрузка космического аппарата или антенна).

Внешний вид автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса (АИВК), расположенного в АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнева», а также принцип формирования ПВ представлены на рисунке 1.

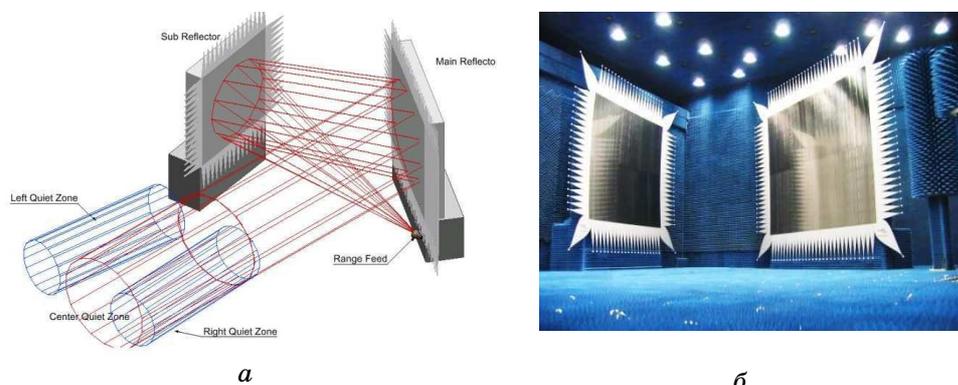


Рисунок 1 – а – АИВК АО «ИСС»; б – принцип формирования ПВ

АИВК представляет собой двухрефлекторную систему формирования ПВ с компенсацией кросс-поляризованного поля, расположенную в безэховой экранированной камере размерами $28 \times 42 \times 18$ м (Ш \times Д \times В). Центральная рабочая зона (*Center Quiet Zone*) формируется в виде цилиндра диаметром 8 метров, при этом, смещая положение облучателя (*Range Feed*), можно сформировать смещенные рабочие зоны (*Left Quiet Zone*, *Right Quiet Zone*) диаметром 5 метров, что позволяет проводить измерение системных характеристик полезных нагрузок космических аппаратов через излучение пространственно разнесенных антенно-фидерных систем.

Стандартной комплектацией АИВК предусмотрены измерения в автоматическом режиме в частотном диапазоне от 1 до 46 ГГц следующих характеристик полезной нагрузки (ПН) космического аппарата (КА): эквивалентная изотропно-излучаемая мощность, плотность потока мощности, амплитудно-частотная характеристика, групповое время запаздывания, добротность и продукты пассивной интермодуляции, в том числе параметры антенно-фидерных систем: объемные амплитудные и фазовые диаграммы направленности (ДН), сечения ДН, коэффициент усиления, координаты фазового центра.

С учетом специфики работы предприятия АО «ИСС» и разнообразия различного рода измерительных задач, решаемых им, можно сформулировать недостатки стандартных схем испытаний, предоставленных разработчиками АИВК.

1. Ограниченный набор измеряемых в автоматическом режиме характеристик ПН в АИВК не позволяет полностью удовлетворить требования заказчика, соответственно, потребуются дополнительные испытания, а значит снижается эффективность АИВК.

2. Инженер-испытатель вынужден проводить последовательно все операции вручную: загрузку калибровочных файлов, выбор типа измерения, установку соответствующих параметров измерения, оформление отчетов об испытаниях. С развитием и распространением современных технологий наблюдается рост осознания преимуществ передачи информации посредством КА. Создание эффективных космических систем сказывается на увеличении выполняемых ими функций, вследствие чего наблюдается увеличение количества стволов КА. Соответственно, все описанные процедуры инженер должен вручную повторить для каждого ствола, так как высокочастотные испытания ПН на сегодняшний день проводятся для каждого канала (ствола) отдельно.

3. Проблема низкой точности. Повышение точности измерений – всегда актуальная задача для инженеров-испытателей.

4. Для того чтобы максимально использовать все положительные стороны АИВК, необходимо грамотное управление процедурой испы-

таний с помощью специализированного программного обеспечения, что в данный момент не реализовано должным образом.

Таким образом, можно выделить следующие перспективные направления исследований для разрешения выявленных проблем.

Одним из первых и наиболее очевидных направлений является, прежде всего, применение отработанной методики испытаний АО «ИСС». Методика основана на использовании контрольно-проверочной аппаратуры (КПА) векторной архитектуры [2], основой которой является векторный анализатор цепей – очень многофункциональный прибор с гибкой внутренней архитектурой, а также удобными опциями, а значит более упрощенной процедурой проведения испытаний. Кроме того, при использовании такого измерительного оборудования становится возможной, так называемая, рекоррекция и возможность исключения всей оснастки [3], включая и внутренние тракты прибора, а также увеличивается перечень проводимых проверок. Использование векторных измерений вместо скалярных, как заложено в стандартной конфигурации АИВК, совместно с уникальными возможностями АИВК позволит вывести испытания на новый уровень. Необходимо проводить анализ совместимости на системном уровне: прорабатывать протоколы взаимодействия НЧ и ВЧ интерфейсов КПА АО «ИСС» и управляющего оборудования АИВК, а также рассчитывать диаграммы уровней для испытаний конкретных ПН КА.

Другим направлением развития является разработка программ испытаний, которые позволят полностью автоматизировать [4] все измерения без глобальных изменений используемой измерительной аппаратуры с учетом, что все измерения будут проводиться при одинаковых условиях. Встроенный пакетный режим управления программного обеспечения АИВК позволяет применять макросы собственной разработки, а значит появляются возможности максимально уменьшить ошибки, вызванные человеческим фактором, во время испытаний.

Наиболее интересным и глобальным является третье направление развития: повышение точности [5]. Измерительные приборы постоянно совершенствуются, поэтому использование одних и тех же приборов и методик не гарантирует повышения эффективности разрабатываемых КА. Соответственно, требуется постоянное обновление используемой КПА, а также разработка абсолютно новой методики измерений на основе существующих.

Еще одним, не менее важным, направлением, является необходимость разработки идеологии универсального программного обеспечения для управления испытаниями в АИВК, гибкого и интуитивно понятного. Новое программное обеспечение должно позволять как применять новые методы измерений, новое оборудование, так

и сокращать человеческие затраты на проведение испытаний, то есть полностью автоматизировать описанные процедуры.

Исследования представленных направлений совершенствования коллиматорного метода высокочастотных испытаний ПН КА позволят разработать новый универсальный механизм, внедрение которого в технологический процесс предприятия АО «ИСС» позволит ускорить процесс испытаний, а также позволит постоянно совершенствовать алгоритмы измерений, что в конечном итоге будет способствовать повышению экономической эффективности создаваемых КА.

Список использованной литературы

1. Балабуха Н.П. Компактные полигоны для измерения характеристик рассеяния объектов. – М. : Наука, 2007. – 266 с.

2. Проценко Е.Б., Большаков Д.А. Технические аспекты разработки контрольно-проверочной аппаратуры для перспективных связанных полезных нагрузок // Электросвязь. – 2019. – № 7.

3. Bolshakov D.A., Burdukovskaya N.N., Shugurova K.V. Optimization of automatic exclusion algorithm of the vector network analyzer measuring equipment // IX International Multidisciplinary Scientific and Research Conference "Modern Issues in Science and Technology", workshop "Advanced Technologies in Aerospace, Mechanical and Automation Engineering", 20-28 October 2018, Krasnoyarsk, Russian Federation.

4. Шугурова К.В., Большаков Д.А., Щербаков А.В., Бурдуковская Н.Н. Применение функции сглаживания при анализе результатов измерений неравномерностей амплитудно-частотных характеристик бортовых ретрансляционных комплексов космических аппаратов // Гагаринские чтения-2019. XLV Международная молодежная научная конференция: сб. тез. докладов. – М. : Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), МАИ, 2019. – С. 531.

5. Проценко Е.Б., Квашнин А.А., Мочалов Д.А. Анализ методов проведения испытаний высокочастотных характеристик связанных полезных нагрузок // Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем : сб. тез. конф. – 2017. – С. 19–21.

Информация об авторах

Бурдуковская Надежда Николаевна – аспирант, Сибирский государственный университет науки и технологий, инженер 2 категории, Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика

М.Ф. Решетнёва», 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина 52, e-mail: burdukovskayann@iss-reshetnev.ru

Шугурова Ксения Владимировна – аспирант, Сибирский федеральный университет, инженер 2 категории, Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина 52, e-mail: shugurovakv@iss-reshetnev.ru

Большаков Дмитрий Андреевич – кандидат технических наук, докторант, ведущий инженер, Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина 52, e-mail: dbolshakov@iss-reshetnev.ru.

УДК 621.37

К.В. Шугурова, аспирант СФУ, инженер;
Н.Н. Бурдуковская, аспирант СибГУ, инженер;
Д.А. Большаков, докторант СибГУ, ведущий инженер, канд. техн. наук,
Лаборатория комплексного проектирования,
интеграции и испытаний полезных нагрузок,
АО «Информационные спутниковые системы»
имени академика М.Ф. Решетнёва»,
г. Железногорск, Российская Федерация

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ЭКРАНИРОВАНИЯ ВЧ СОЕДИНИТЕЛЕЙ БЕЗ ДЕМОНТАЖА

Одним из важнейших параметров, влияющих на качество работы чувствительного модульного ретрансляционного оборудования является эффективность экранирования соединителей. Настоящая работа описывает оригинальную методику проверки ВЧ соединительного модуля полезной нагрузки (МПН) космического аппарата на эффективность экранирования, то есть на электрогерметичность.

Ключевые слова: электрогерметичность, электромагнитная совместимость, радиоизмерения, космические аппараты.

Введение. При передаче сигналов высокой мощности важен вопрос воздействия паразитного электромагнитного поля на оборудование модуля полезной нагрузки (МПН) [1]. В условиях космического пространства данная проблема особенно актуальна, по причине отсутствия возможности выполнения работ по ремонту неисправного оборудования [2].

Таким образом, электрогерметичность для МПН одна из важнейших характеристик. Использование методики оценки защищенности современной аппаратуры космический аппарат (КА) от факторов космического пространства и взаимного влияния оборудования КА необходимо для полной проверки готовности МПН к работе на орбите [3].

Определение понятия электрогерметичность. Электрогерметичность – это характеристика, определяющая экранирующие свойства ВЧ радиотракта, как с точки зрения влияния помех на работу оборудования (радиовосприимчивость, radiosensitivity, RS), так и с точки зрения создания оборудованием паразитного электромагнитного излучения (радиогерметичность, radioemission RE).

Проверка коэффициента экранирования ВЧ соединений спутниковых МПН проводится на этапе автономной отработки, на заводе-изготовителе. В ходе испытаний проверяется соответствие эффективности экранирования ВЧ соединений, выполненных во время монтажа ВЧ трактов и оборудования МПН требуемой величине [4].

Описание методики. Для проведения проверки необходим предварительный контроль помеховой обстановки. В условиях отключенного оборудования МПН проводится измерение уровня спектральных составляющих помех. Полученные данные позволяют сделать вывод о исправности измерительного оборудования и уровнях промышленных помех на рабочем месте испытаний. В нормальных условиях полученное значение мощности не должно превышать -50 дБм (на входе анализатора спектра при использовании в качестве антенны коаксиально-волноводного перехода (КВП)).

Для получения достоверных результатов необходимо провести калибровку технологического оборудования (КВП и тестовые коаксиальные кабели).

Схема калибровки представлена на рисунке 1.

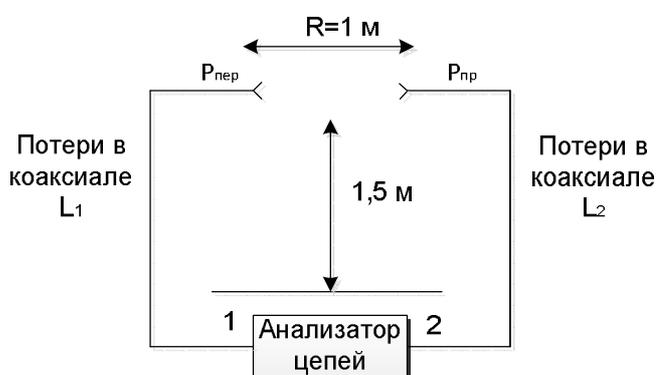


Рисунок 1 – Испытательная схема для калибровки коаксиально-волноводного перехода

После получения значений потерь в кабелях L_1 и L_2 рассчитывается коэффициент усиления по центральным частотам для каждого диапазона, необходимый для определения предельного уровня излучения для каналов МПН.

Расчет коэффициента усиления осуществляется по формуле (1):

$$G = \frac{4\pi RF}{C} \sqrt{\frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{пер}}}}, \quad (1)$$

где G – коэффициент усиления; C – скорость света; F – частота; $P_{\text{пер}}$ – мощность передачи = $P_s - L_1$; P_s – мощность на генераторе; L_1 – потери в коаксиале; $P_{\text{пр}}$ – мощность приема = $P_a - L_2$; P_a – мощность анализатора; L_2 – потери в коаксиале; R – расстояние = 1 м.

Расчет производится в децибеллах (дБ).

Испытания проходят в два этапа: проверка радиоизлучения и проверка радиовосприимчивости.

Проверка ВЧ соединений на радиоизлучение. Первым этапом является проверка выходной секции на радиоизлучение (РЕ). Испытания на радиоизлучение проводятся на низком уровне усиления в режиме насыщения для обеспечения максимальной энергетике полезного сигнала. Фиксируются уровни сигнала, вблизи ВЧ соединений на участке тракта после усилителя мощности (УМ) (выходная секция ствола/канала).

Наихудший случай наблюдается при минимальном усилении и максимальной выходной мощности ствола/канала (в режиме насыщения УМ).

Процесс испытаний на радиоизлучение. В первую очередь определяются передающие антенны и панели МПН. Далее вычисляется напряженность поля на панелях МПН приходящее с рефлекторов антенн и затухание на панелях.

После этого необходимо рассчитать мощность с каждой панели КА. Полученные данные позволяют произвести расчет коэффициента эффективности экранирования.

$X_{\text{ВЧ}}$ – коэффициент эффективности экранирования панели МПН; $X_{\text{э}}$ – коэффициент затухания внутри конструкции МПН; $P_{\text{пан}}$ – мощность внутри конструкции МПН.

Связь между входной мощностью, мощностью панели МПН и коэффициентом эффективности панели МПН:

$$\begin{aligned} P_{\text{вых}} &= P_{\text{пан}} - P_{\text{ВЧ}}, \\ P_{\text{МПН}} &= P_{\text{вых}} - X_{\text{э}}. \end{aligned}$$

Коэффициент затухания используется для расчета напряженности электромагнитного поля внутри конструкции МПН.

На рисунке 2 представлена схема испытаний МПН на РЕ.

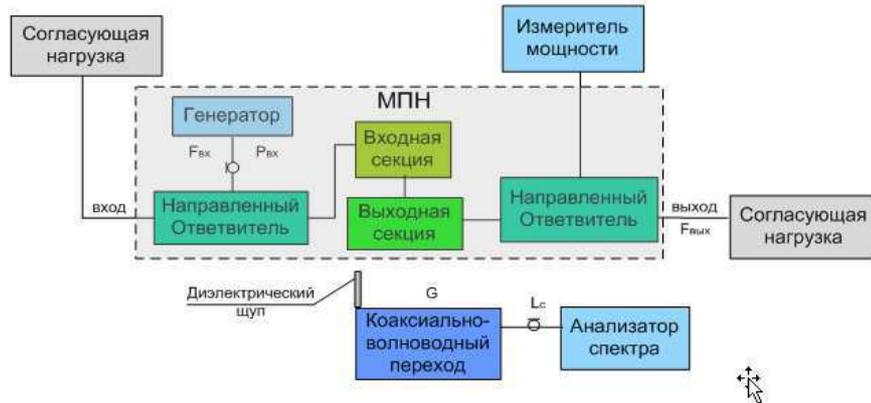


Рисунок 2 – Схема подключения оборудования для испытаний на ВЧ излучение (РЕ)

Под выходной секцией МПН понимаются ВЧ тракты МПН от входов канальных усилителей до выходных направленных ответвителей.

Таким образом, анализ результатов РЕ испытаний заключается в определении мощности утечки от ВЧ оборудования с МПН, учитывая геометрические и электрические характеристики.

Измерение уровня мощности помехи $P_{пр}$ для РЕ испытаний целесообразно производить на центральной частоте канала. Данное измерение проводится с целью определения качества ВЧ соединений выходной секции МПН.

Порядок испытываемых ВЧ соединений, входящих в состав конкретной конфигурации, определяется путем следования от выхода УЛБВ (усилитель на лампе бегущей волны) до выходного интерфейса МПН.

Предельный уровень излучения, фиксируемый анализатором спектра (АС) $P_{пр}$, дБм рассчитывается в соответствии с формулой (2):

$$P_{пр} = E + G + 20 \log F - L_C - N, \quad (2)$$

где $P_{пр}$ – предельное показание АС, дБ; E – пороговая напряженность электрического поля на расстоянии в 1 метр до тестируемого разъема, дБмкВ/метр; G – коэффициент усиления КВП, дБ; F – выходная частота канала, МГц; L_C – потери в коаксиальном кабеле, дБ; N – потери в пространстве.

Расчет для разных диапазонов проводится отдельно, по причине различных значений затухания в кабеле L_C и усиления КВП G .

Проверка ВЧ соединений на радиовосприимчивость. Второй этап включает в себя проверку входной секции на радиовосприимчивость (RS – radiated susceptibility). На данном этапе следует использовать высокий уровень усиления для обеспечения максимальной чувствительности к внешней помехе.

Испытания RS необходимо проводить в линейном режиме.

Для обеспечения сохранности оборудования целесообразно выдерживать дистанцию от КВП до тестируемого соединения порядка 15 см, таким образом, одновременно исключается вероятность повреждения тестируемого оборудования и обеспечивается достаточная чувствительность.

$$\text{ЭИИМ} = \frac{E^2 \cdot R^2}{30}, \quad (3)$$

где E – напряженность электрического поля на расстоянии в 15–30 см до тестируемого разъема.

Внешняя помеха с КВП подается со смещением на 100 кГц относительно несущей, для возможности оценки отношения помехи к несущей частоте на выходе МПН.

При формировании требования к RS к предельно допустимому расчетному значению следует прибавить системный запас порядка плюс 6 дБ.

Расчет ЭИИМ проводится для ВЧ соединений входной секции, по формуле (3), т.е. для соединений, расположенных между направленными ответвителями и входами усилителей мощности.

На рисунке 3 представлена схема испытаний МПН на RS.

Под входной секцией МПН понимаются ВЧ тракты от входных направленных ответвителей до входов в УМ.

Порядок испытываемых на ВЧ восприимчивость ВЧ трактов, входящих в состав конфигурации определенного ствола, определяется путем следования от входного направленного ответвителя данного ствола до входа УЛБВ.

Уровень мощности генератора, требуемый для создания необходимого уровня внешней помехи определяется как:

$$P_S = 20 \log E + L_C - G - 1,25, \quad (4)$$

где P_S – уровень мощности генератора, дБ; E – электрическое поле, подаваемое на испытываемое ВЧ соединение, В/м; L_C – потери в коаксиальном кабеле, дБ; G – коэффициент усиления КВП, дБ.

Расчет по формуле (4) следует выполнить отдельно для разных диапазонов, учитывая различные значения затухания в кабеле L_c и усиления КВП G .

Оценка результатов измерений проводится путем сравнения полученных значений с предельно допустимыми для оборудования, входящего в состав МПН.

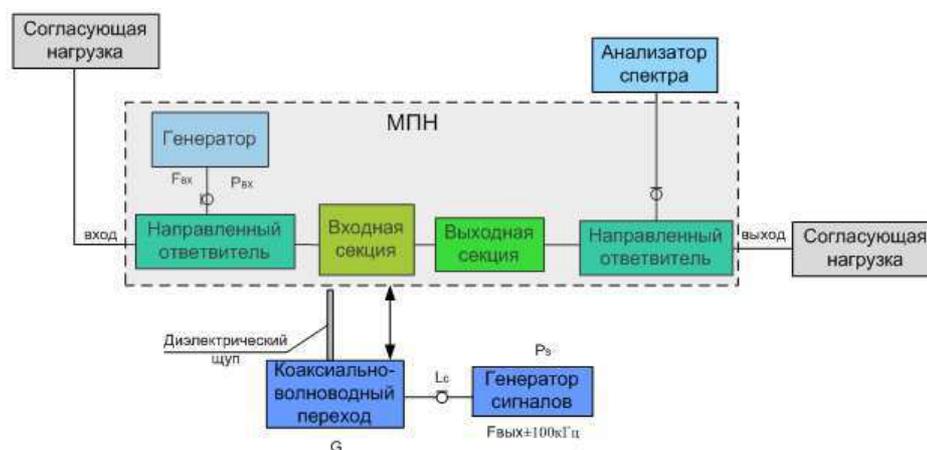


Рисунок 3 – Схема подключения оборудования для испытаний на ВЧ восприимчивость (RS)

В случае если полученные значения не удовлетворяют требованиям, необходимо произвести проверку моментов затяжки, и когда требуется произвести затяжку на j оборота. По итогам данной процедуры принимается решение о необходимости очистки контактов. Волноводный стык разбирается, спиртом или ацетоном промываются фланцы. Дальнейшая подстыковка производится с заменой контактной прокладки и пружинных шайб на новые.

Разработанная методика позволяет на этапе автономных испытаний МПН сделать вывод о электрогерметичности МПН, исключив, таким образом, паразитное взаимное влияние активного оборудования.

Список использованной литературы

1. Основы технического проектирования систем связи через ИСЗ / под ред. А.Д. Фортуненко. – М. : Связь, 1970. – 331 с.
2. Кантор Л.Я., Тимофеев В.В. Спутники связи и проблемы ГО. – М. : Радио и связь, 1987. – 167 с.
3. Бородич С.В. Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с ЧМ. – М. : Связь, 1976. – 256 с.

4. Bolshakov D.A., Burdukovskaya N.N., Shugurova K.V. Optimization of automatic exclusion algorithm of the vector network analyzer measuring equipment / IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 450 (2018) 052014.

Информация об авторах

Бурдуковская Надежда Николаевна – аспирант, Сибирский государственный университет науки и технологий, инженер 2 категории, Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина, 52, e-mail: burdukovskayann@iss-reshetnev.ru.

Шугурова Ксения Владимировна – аспирант, Сибирский федеральный университет, инженер 2 категории, Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина, 52, e-mail: shugurovakv@iss-reshetnev.ru.

Большаков Дмитрий Андреевич – кандидат технических наук, докторант, ведущий инженер, Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», 662972, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Ленина, 52, e-mail: dbolshakov@iss-reshetnev.ru.

УДК 654.078

В.Е. Баранина, студент;
В.А. Кологривов, доцент каф. РТС,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники,
г. Томск, Российская Федерация

МОДЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДИСБАЛАНСА КВАДРАТУРНОГО МОДЕМА СВЯЗИ

Статья посвящена модельному исследованию влияния дисбаланса квадратурных составляющих на помехоустойчивость QPSK-модема. Исследовано влияние фазовой расстройки и квадратурного разбаланса на работу модема. В свою очередь, расстройка по фазе квадратурных составляющих, а также их разбаланс являются одними из важнейших факторов, вносящих наибольший вклад в число ошибок при работе устройства. В качестве основной характеристики рассматривается помехоустойчивость.

Ключевые слова: *квадратурный модем связи, модулятор, демодулятор, дисбаланс квадратурных составляющих, фазовая расстройка, квадратурный разбаланс.*

Введение. При приеме и передаче радиосигналов в современных системах связи широкое распространение получили цифровые модемы связи на основе квадратурной модуляции. Составляющие модем цифровые модуляторы и демодуляторы выполняются в виде отдельных микросхем с гарантируемыми параметрами. Однако главной проблемой достижения предельных качественных показателей, возникающей при разработке таких устройств, является технологический разброс и отклонение параметров в процессе эксплуатации (временной уход), а также за счет влияния параметров среды, например, температуры [1]. Оценке данной проблемы и ее коррекции посвящены ряды работ, однако это не исключает продолжение исследований в этом направлении.

Предпосылки. Модельные исследования проводятся в относительном масштабе времени и частоты. Соблюдаются разумные соотношения между длительностью битов информационного потока, частотой опорного колебания несущей и полосами пропускания фильтров.

Модем. Главной задачей модема является обеспечение физической связи двух объектов, при помощи модуляции и демодуляции несущего колебания.

Простейшая функциональная модель исследуемого QPSK-модема приведена на рисунке 1 и включает в себя: источник информационного потока данных (S), фазовый кодер (PE), квадратурный модулятор (QM), модель канала распространения, полосовой фильтр (RF), квадратурный демодулятор (QD) с ФНЧ (LF), схему принятия решений (DT), преобразователь параллельного представления данных в последовательный поток (S/P), регистрирующие приборы в виде двухканального осциллографа и подсистемы детектора ошибок (ED), на вторые входы которых от источника данных организуется «прямой канал» с необходимой задержкой.

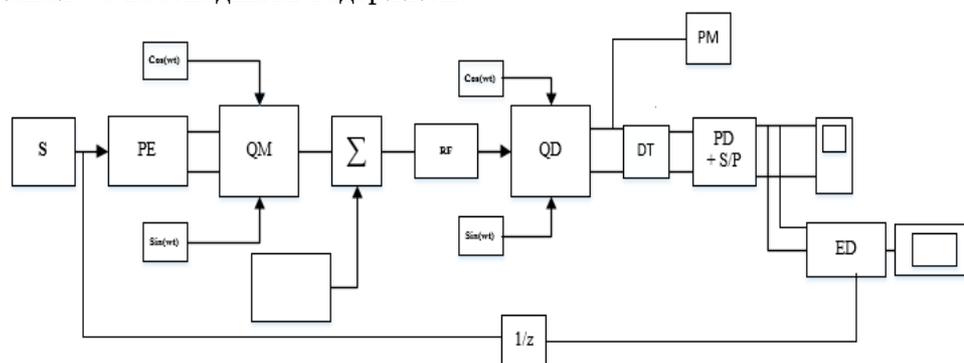


Рисунок 1 – Модель исследуемого QPSK-модема

Для контроля соотношения сигнал/шум на входе схемы принятия решений предусмотрено подключение подсистемы измерения мощности (РМ). В качестве опорных колебаний несущей используются два гармонических генератора $\cos(w \cdot t)$ и $\sin(w \cdot t)$.

Фазовый кодер. При QPSK манипуляции фаза сигнала может принимать только четыре значения, т.е. может быть равна только 45° , 135° , 225° или 315° . Так, фазовый кодер QPSK-модема разбивает входной поток на дибиты и с помощью программно определяемого блока каждому возможному дибиту по коду Грея ставит в соответствие фазовое состояние φ_k , например $[0 \ 0] \rightarrow 45^\circ$; $[0 \ 1] \rightarrow 135^\circ$; $[1 \ 1] \rightarrow 225^\circ$; $[1 \ 0] \rightarrow 315^\circ$.

Модулятор. Квадратурный модулятор (рисунок 2) – устройство балансного типа, включающее в себя два перемножителя, на первые входы которых поступают управляющие импульсы $d_k = \cos(\varphi_k)$ и $g_k = \sin(\varphi_k)$ значений фаз с фазового кодера, а на вторые – подключены генераторы квадратурных колебаний несущей $\cos(w \cdot t)$ и $\sin(w \cdot t)$.

Принцип работы квадратурного модулятора можно представить простейшими тригонометрическими соотношениями. Так, на выходах перемножителей имеем:

$$a_k = d_k \cdot \cos(w \cdot t) \text{ и } b_k = g_k \cdot \sin(w \cdot t). \quad (1)$$

Тогда выходной сигнал модулятора можно представить в виде:

$$U_k = a_k + b_k. \quad (2)$$

С выхода модулятора сигнал поступает в канал распространения, где к нему добавляются гауссовские шумы:

$$U_k = a_k + b_k + n_k. \quad (3)$$

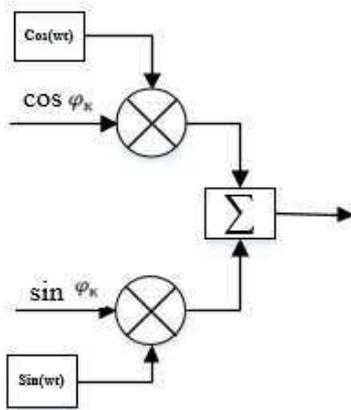


Рисунок 2 – Квадратурный модулятор

Демодулятор. Модель квадратурного демодулятора, реализующего функцию, обратную функции модулятора, представлена на рисунке 3.

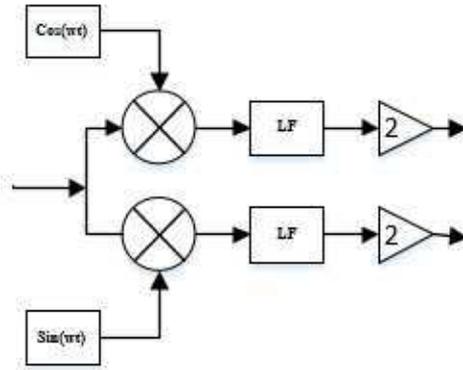


Рисунок 3 – Квадратурный демодулятор

На одни входы умножителей поступает принятый зашумленный в канале распространения модулированный сигнал, имеющий вид согласно (3).

На вторые входы от внутреннего генератора приемника поступают опорные, синхронизированные с точностью до фазы квадратурные колебания несущей. Сигнал на выходе каждого умножителя равен произведению принимаемого модулированного сигнала на соответствующую квадратурную компоненту опорного сигнала:

$$V_{k1} = \langle d_k \cdot \cos(w \cdot t) + g_k \cdot \sin(w \cdot t) + n_k \rangle \cdot \cos(w \cdot t) =$$

$$= \frac{d_k}{2} \cdot \langle 1 + \cos(2 \cdot w \cdot t) \rangle + \frac{g_k}{2} \cdot \sin(2 \cdot w \cdot t) + n_k \cdot \cos(w \cdot t). \quad (4)$$

$$V_{k2} = \langle d_k \cdot \cos(w \cdot t) + g_k \cdot \sin(w \cdot t) + n_k \rangle \cdot \sin(w \cdot t) =$$

$$= \frac{d_k}{2} \cdot \sin(2 \cdot w \cdot t) + \frac{g_k}{2} \cdot \langle 1 - \cos(2 \cdot w \cdot t) \rangle + n_k \cdot \sin(w \cdot t). \quad (5)$$

Фильтры нижних частот (LF) удаляют из спектра сигнала на выходе умножителей все ВЧ побочные продукты нелинейного преобразования. Масштабирование квадратурных выходных сигналов демодулятора осуществляется подключением блоков усиления на **2**. Тогда, после ФНЧ и усиления на **2** согласно простейшим преобразованиям имеем:

$$V_{k1} \approx d_k = \cos(\varphi_k), \quad (6)$$

$$V_{k2} \approx g_k = \sin(\varphi_k). \quad (7)$$

Фазовый декодер. Фазовый декодер QPSK-модема по принятым квадратурным проекциям фазовых состояний d_k и g_k определяет квадрант фазовой плоскости и восстанавливает соответствующий дибит в виде вектора, например, I \rightarrow [0 0]; II \rightarrow [0 1]; III \rightarrow [1 1]; IV \rightarrow [1 0].

Параллельно-последовательный преобразователь. Преобразователь параллельного представления данных фазового декодера трансформирует их в последовательный поток битов.

Методика оценки помехоустойчивости. Помехоустойчивость оценивается водопадоподобной зависимостью вероятности битовой ошибки p_b от отношения сигнал/шум. Вероятность битовой ошибки определяется по показаниям детектора ошибок как предел частоты появления ошибок при большом числе испытаний.

Внесение дисбаланса. Внесение разбаланса квадратурных составляющих осуществляется установкой в квадратурные каналы блоков передачи. Под квадратурным дисбалансом понимается отношение амплитуд квадратурных составляющих, а сам дисбаланс происходит за счет изменения коэффициента передачи по первому каналу.

Фазовый сдвиг реализуется с помощью изменения начального фазового сдвига первого опорного гармонического генератора.

Результаты исследований. На рисунке 4 приведена зависимость помехоустойчивости QPSK-модема от SNR без влияния фазовой расстройки и квадратурного разбаланса на работу модема.

Так, вероятности битовой ошибки 10^{-3} соответствует отношение сигнал/шум равное 9,38 дБ.

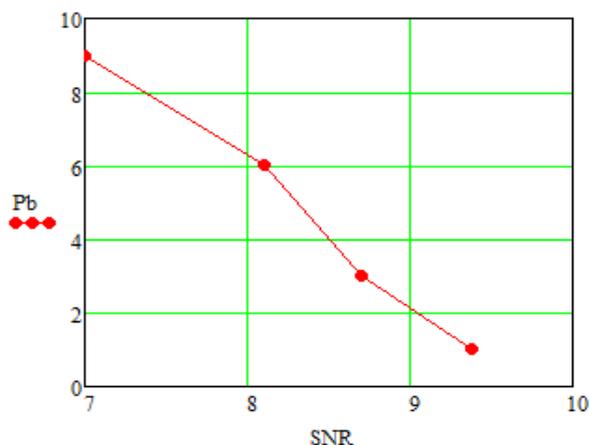


Рисунок 4 – Зависимость помехоустойчивости QPSK-модема от SNR

Далее приводятся результаты исследования влияния фазовой расстройки $\Delta\varphi$ и квадратурного разбаланса ΔA на помехоустойчивость QPSK-модема. На рисунке 5 приведены два графика: зависимости помехоустойчивости от величины разбаланса квадратурных составляющих и зависимости помехоустойчивости от величины фазового сдвига опорных генераторов:

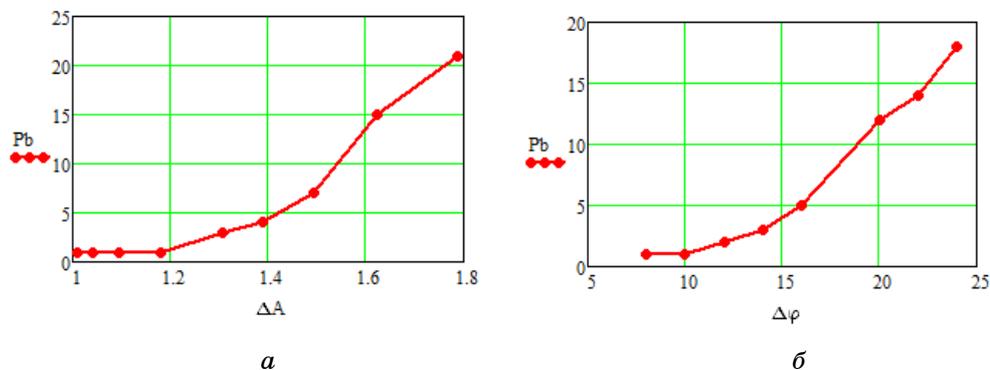


Рисунок 5 – Результаты экспериментальных исследований

Из рисунка 5,а следует, что внесение квадратурного дисбаланса от 1 до 1,8 раза соответствует увеличению числа ошибок от 1 до 21 на 1000 испытаний. При фиксированной вероятности ошибки 10^{-3} это эквивалентно изменению отношения сигнал/шум на 5,3 дБ.

Внесение фазового сдвига между опорными генераторами на 2 эквивалентно увеличению числа ошибок от 1 до 18 на 1000 испытаний рисунок 5,б. При фиксированной вероятности ошибки 10^{-3} это эквивалентно изменению отношения сигнал/шум на 6 дБ.

Выводы. С помощью модельного эксперимента установлены границы влияния дисбаланса квадратурных составляющих на характеристики QPSK-модема.

В целом результаты модельных исследований показали адекватность используемой модели модема и физических представлений о процессах дисбаланса.

Результаты модельных исследований могут быть использованы при настройке модемов и поиске схем коррекции возникающего дисбаланса.

Список использованной литературы

1. Голуб В. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2003. – № 3. – С. 28–32.
2. Абраменко А.Ю. Компенсация дисбаланса квадратурного модулятора // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2 (24). – С. 21–24.
3. Абраменко А.Ю. Влияние дисбаланса квадратурных составляющих на качество сигнала в беспроводных передатчиках / А.Ю. Абраменко, Д.С. Данилов, С.А. Подлиннов // Всероссийская научно-техническая конференция «Научная сессия ТУСУР-2013». – 2013. – Ч. 1. – С. 26–29.
4. Абраменко А.Ю. Метод коррекции дисбаланса квадратурных составляющих в передающем устройстве / А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 3 (33). – С. 5–10.
5. Галкин В.А. Цифровая мобильная связь : учеб. пособие для вузов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 432 с.

Информация об авторах

Баранина Виолетта Евгеньевна – студент, кафедра радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: sandyvit98@gmail.com.

Кологривов Василий Андреевич – доцент, кафедра радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: mrc@main.tusur.ru.

А.С. Крыгин, аспирант ОЭИ ИШНКБ,
Томский политехнический университет,
г. Томск, Российская Федерация

ПОРТАТИВНОЕ УЛЬТРАЗВУКОВОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ГАЙМОРОВЫХ ПАЗУХ

Существует много диагностических методов, для определения уровня заполнения гайморовых пазух. Они обладают существенными недостатками, поэтому предлагается метод ультразвукового контроля. Представлен экспериментальный стенд для исследований уровня заполнения гайморовых пазух.

Ключевые слова: КТ, МРТ, эхометод.

Симптомы начинающегося гайморита мало чем отличаются от признаков обычного простудного заболевания, поэтому мало кто обращает на них повышенное внимание.

Диагностические методы:

- КТ;
- МРТ;
- термографический метод.

Применение **ультразвукового исследования** позволяет обнаружить скопление жидкости в гайморовых пазухах и утолщение воспаленной слизистой оболочки.

Достоинства ультразвукового исследования:

- безвредность (отсутствие лучевой нагрузки);
- относительная дешевизна;
- безопасность для беременных и детей;
- кратковременность исследования;
- отсутствие инвазивного вмешательства;
- возможность получения информации (о движении крови по сосудам, скорости кровотока) в реальном времени.

Недостатки ультразвукового исследования:

- ограничение четкости изображения площадью датчика;
- более низкое разрешение, чем при МРТ и КТГ.

Ультразвуковые методы исследования – это методы использующие лучевую диагностику, при которых используются высокочастотные звуковые (ультразвуковые) волны для получения характеристик и параметров изображений.

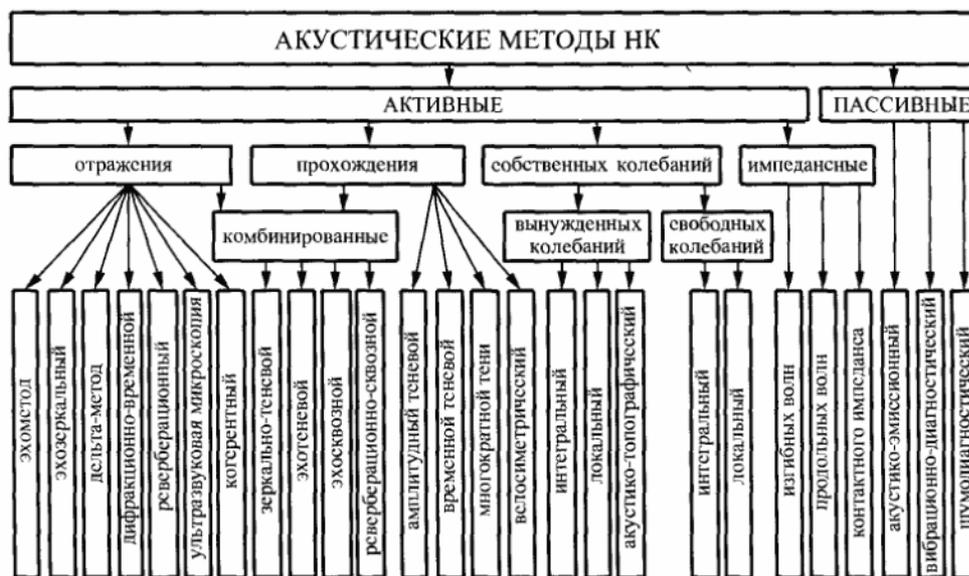


Рисунок 1 – Ультразвуковые методы исследования

На сегодняшний день, существует достаточно большое количество методов ультразвукового исследования, дающие права, проводить различные исследования, в области ультразвукового контроля.

Эхометод основан на регистрации эхосигналов от дефектов – несплошностей.

Специальная часть

Генератор (1), излучатель (2), блок управления и индикации (3), счетчик (4), приемник (5), предварительный усилитель (6), пиковый детектор (7), система управления доступом к памяти (8), аналого-цифровой преобразователь (9), пороговое устройство (10), оперативное запоминающее устройство (11), тактовый генератор (12).

Для начала работы схемы блок 3 формирует импульс, сбрасывающий 7, 4 и 8. Затем происходит измерение временного интервала между излученным и принятым сигналами $t_{\text{ПОР}}$, для чего блок 3 формирует сигнал, который формирует импульс ультразвуковой частоты 1 и 4, отсчитывающий импульсы 12. 2 преобразует импульс в ультразвуковые колебания и излучает их. Отраженный сигнал достигает 5, преобразуется в электрические колебания, которые усиливаются 6. Сигнал с 6 проходит обработку 7 и поступает на 9 и 10. Амплитуда сигнала 7 достигает значения $U_{\text{ПОР}}$, 10 формирует сигнал, который остановит 4. После измерения временного интервала проводят оцифровку и сохранение начального участка, предварительно обработанного 7 принятого сигнала.

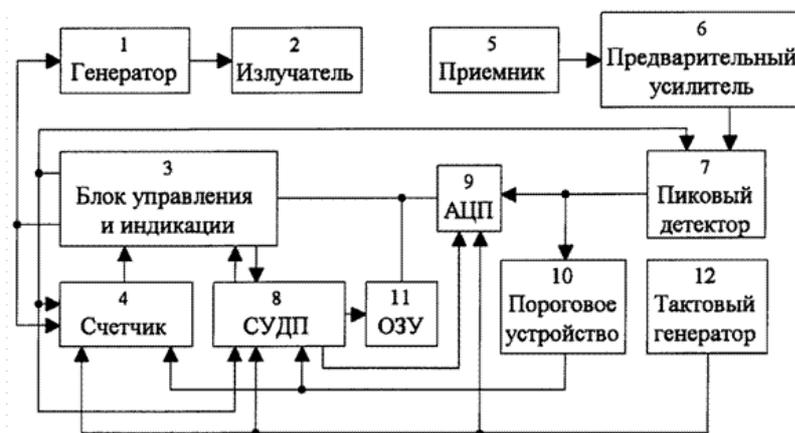


Рисунок 2 – Схема устройства

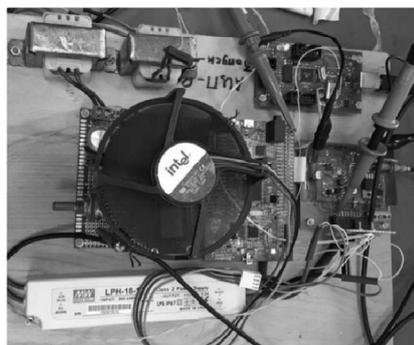


Рисунок 3 – Экспериментальный стенд портативного устройства

В заключение хочется отметить, что был выбран ЭХО-метод, акустический метод, используемый в основном, глубиномерах, что как раз предпочтительно для нашего исследования, так как портативный прибор, планируется использовать по методу глубомера, для определения уровня заполнения гайморовых пазух.

Список использованной литературы

1. Патент 2471158 РФ. Способ компенсации погрешности измерения ультразвукового уровнемера / А.И. Солдатов, А.И. Селезнев, А.А. Солдатов, И.И. Фикс // Бюл. – 2012. – № 36. – 2 с.

Информация об авторах

Крыгин Антон Сергеевич, аспирант ОЭИ ИШНКБ, Томский политехнический университет, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30, e-mail: ask50@tpu.ru.

СЕКЦИЯ 3. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВУЗОВ С ПРЕДПРИЯТИЯМИ ОПК

УДК 378.14

В.Ю. Куприц, доцент каф. РТС, канд. техн. наук;
С.В. Мелихов, заведующий кафедрой РТС, д-р техн. наук,
Д.О. Ноздреватых, ст. преподаватель каф. РТС,
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР),
г. Томск, Российская Федерация

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ С ПРЕДПРИЯТИЯМИ ОБОРОННО-ПРОМЫШЛЕННОГО КОМПЛЕКСА

В статье рассматривается модель взаимодействия Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники с предприятиями оборонно-промышленного комплекса (ОПК). Модель представлена в виде блок-схемы по активизации взаимодействия университета и предприятий ОПК при подготовке специалистов по направлению 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы».

Ключевые слова: *Предприятия ОПК, целевая программа, обучение студентов.*

В настоящее время одним из основных факторов, определяющих направление развития университетов, является их сотрудничество с предприятиями и работодателями. Кафедра радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа сотрудничает с многими предприятиями ОПК. В их числе: АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (г. Железногорск); АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь» (г. Каменск-Уральский); АО «Авиационная холдинговая компания «Сухой» Комсомольский-на-Амуре; Авиационный завод имени Ю.А. Гагарина» (г. Комсомольск-на-Амуре); АО «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А.И. Шокина (г. Фрязино Московской области); Центр исследований и разработок ООО «ЛЭМЗ-Т» (г. Томск) и многие другие.

Можно выделить два условия успешного решения задачи подготовки технических специалистов с высшим образованием в современных условиях.

Во-первых, нужно обеспечить профессиональную ориентацию молодежи, создать и поддерживать мотивацию к овладению знаниями и навыками в течение всего периода обучения.

Во-вторых, сам процесс обучения должен быть построен так, чтобы обеспечить активное овладение компетенциями, необходимыми для проведения НИОКР по созданию изделий новой техники на современном уровне развития технологий.

Второе условие может быть обеспечено только при вовлечении студентов в процесс разработки реальных технических устройств на предприятии или при выполнении конкретной задачи в рамках действующего хоздоговора между предприятием и университетом. Этот процесс должен начинаться как можно раньше и продолжаться до конца обучения. Этому процессу сопутствуют определенные учебным планом научно-исследовательская работа и групповое проектное обучение (ГПО), производственные практики на предприятиях, занятия на базовых кафедрах предприятий.

В настоящее время существуют различные формы взаимодействия высших учебных заведений и предприятий. По исследованиям [1] современные вузы страны предпочитают следующие формы взаимодействия с предприятиями:

- участие работодателей в формировании учебных планов и рабочих программ подготовки специалистов;
- организация производственных практик и дипломного проектирования студентов в организации-партнере;
- целевая подготовка специалистов по заказу организации-партнера;
- использование кадрового и научно-технического потенциала организации-партнера в учебном процессе, в том числе путем создания базовых кафедр.

Благодаря представленным формам взаимодействия, выпускники имеют возможность правильно оценить сложившуюся ситуацию на рынке труда, познакомиться с современными системами кадрового менеджмента ведущих компаний. Предприятия, участвуя в таких формах взаимодействия, рекламируют себя и формируют свой имидж в среде молодых специалистов.

На основе анализа различных источников и многолетнего опыта взаимодействия кафедры РТС с предприятиями ОПЖ нами разработана модель по активизации взаимодействия университета и предприятий ОПЖ для инженерной специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы», блок-схема которой показана на рисунке 1.

Государственное регулирование выражается в качестве решений, принятых Правительством РФ с учетом внешних возмущающих воз-

действий (ВВ1), зависящих от демографической, экономической и политической ситуации в стране. Минобрнауки РФ (МО) формирует контрольные цифры приема и разрабатывает Федеральные государственные образовательные стандарты (ФГОС). В модели присутствует обратная связь, с помощью которой работодатель может вносить коррекцию на формирование государственного регулятора. Взаимодействие ТУСУРа с предприятием ОПК отражено в виде двух блоков корректирующих функций (КФ1 и КФ2), позволяющих совместно разрабатывать и проводить корректирующие действия (КД) с учетом требований ФГОС и профессиональных стандартов предприятия, а также с учетом требований предприятий к необходимым компетенциям выпускников кафедры РТС.

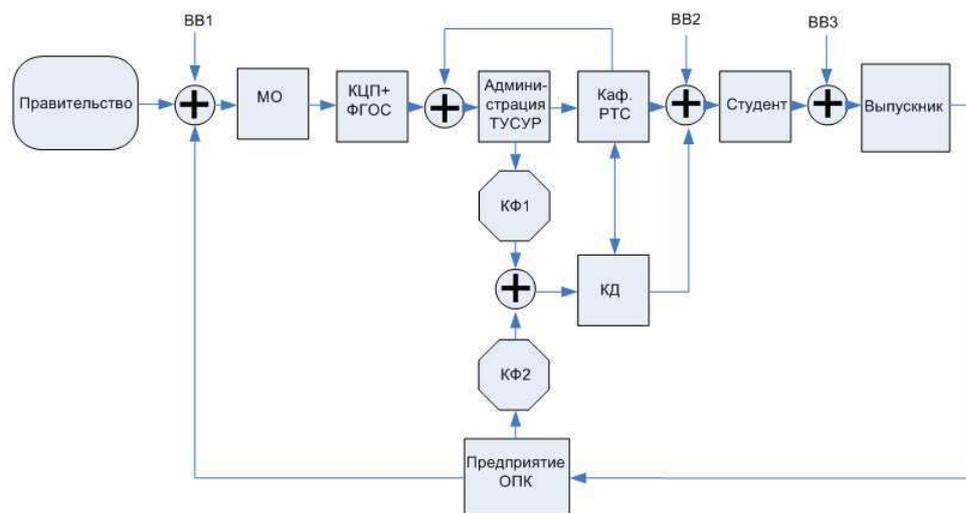


Рисунок 1 – Блок-схема модели по активизации взаимодействия университета и предприятий ОПК при подготовке специалистов по направлению 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»

ВВ1 – внешние возмущающие воздействия № 1;

ВВ2 – внутренние возмущающие воздействия № 2;

ВВ3 – внешние возмущающие воздействия № 3;

МО – Минобрнауки РФ; КЦП – контрольные цифры приема;

ФГОС – Федеральный государственный образовательный стандарт;

КФ1, КФ2 – корректирующие функции;

КД – корректирующие действия

Обучение студента происходит при влиянии внутренних (ВВ2) и внешних (ВВ3) возмущающих воздействий. К внутренним воздействиям можно отнести динамические изменения, происходящие при учебе в университете, например, доля времени, которое уделяется учебе,

вовлеченность студента в научно-исследовательскую работу и т.п. К внешним воздействиям относятся динамические изменения экономической, политической и научно-технических сферах, которые влияют на выбор работодателя и т.д.

Таким образом, кафедра РТС совместно с предприятиями ОПК может вносить коррекцию в учебный процесс благодаря наличию обратной связи в алгоритме взаимодействия с администрацией ТУСУРа.

В рамках представленной модели можно выделить следующие формы взаимодействия кафедры РТС с предприятиями ОПК.

1. Профориентационная работа с абитуриентами (доведение до сведения абитуриентов информации о будущей профессии, перспективах работы на предприятиях ОПК). Целевой прием.

2. Профориентационная работа со студентами (доведение до сведения студентов информации о направлениях деятельности предприятий ОПК). Экскурсии на предприятия ОПК (в рамках дисциплины «Введение в специальность»: в г. Томске – выездные; за пределами г. Томска – виртуальные). Целевое обучение.

3. Прохождение студентами практик на предприятиях в соответствии с выбранным направлением (разработка аппаратуры, программирование, моделирование работы радиосистем и пр.).

4. Вовлечение студентов, к которым проявили интерес представители предприятия ОПК, в процесс ГПО со специализацией на основе будущей профессиональной деятельности выпускника.

5. Прохождение студентами практик и выполнение выпускной квалификационной работы (ВКР) в выбранном секторе предприятия с дальнейшим трудоустройством.

Согласно разработанной модели, студент кафедры РТС имеет возможность познакомиться с направлениями деятельности различных предприятий и выбрать место будущей работы.

В качестве примера на рисунке 2 приведены сведения о количестве студентов ТУСУРа, прошедших практику на предприятии ООО «ЛЭМЗ-Т».

Большое количество студентов после прохождения практики на предприятии ООО «ЛЭМЗ-Т» продолжают там работать. Это обусловлено тем, что кадровый состав предприятия ООО «ЛЭМЗ-Т» сформирован главным образом из высококвалифицированных инженеров-выпускников ТУСУРа, многие из которых обучались по специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы». К тому же ООО «ЛЭМЗ-Т» много внимания уделяет будущим специалистам:

- регулярно проводит экскурсии для студентов;
- регулярно обновляет специальную страницу на сайте с информацией для студентов о возможности прохождения производственных практик;

– во время практик студенты привлекаются к выполнению реальных проектов предприятия, что дает им возможность трудоустроиться и продолжать работу совмещая её с учебным процессом.

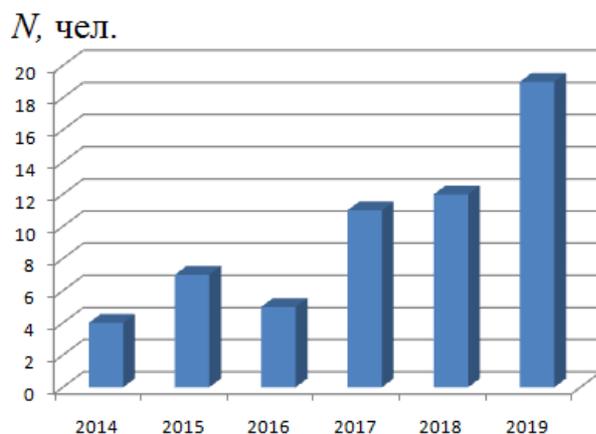


Рисунок 2 – Количество студентов, прошедших производственную практику на предприятии ООО «ЛЭМЗ-Т»

Статистические данные по прохождению студентами практики на других предприятиях приведены в [2].

Очевидно, что в современных условиях развитие университетов, в частности ТУСУРа, невозможно без их активного взаимодействия с предприятиями-партнерами.

Поэтому стратегия кафедры РТС ТУСУРа направлена на дальнейшее расширение взаимодействия с предприятиями ОПЖ, при котором студенты обучаются по целевой технологии и для успешной трудовой деятельности получают набор необходимых компетенций в соответствии с профессиональными стандартами.

Список использованной литературы

1. Платонова Т.А. Вузы и предприятия: формы взаимодействия. – Режим доступа: <http://www.nmk.ulstu.ru> (дата обращения: 20.09.2018).
2. Куприц В.Ю., Ноздреватых Д.О., Громов В.А. Взаимодействие университета с предприятиями оборонно-промышленного комплекса // Современное образование: Повышение профессиональной компетентности преподавателей вуза – гарантия обеспечения качества образования Томск, 01–02 февраля 2018 г.: сб тр. конф. – Томск, 2018. – С. 152–153.

Информация об авторах

Куприц Владимир Юрьевич – кандидат технических наук, доцент, кафедра радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladimir.y.kuprits@tusur.ru.

Мелихов Сергей Всеволодович – доктор технических наук, заведующий кафедры радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: mrc@main.tusur.ru.

Ноздревых Дарья Олеговна – старший преподаватель, кафедра радиотехнических систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: daria.o.nozdrevatykh@tusur.ru.

КРУГЛЫЙ СТОЛ

О ПРОФЕССОРЕ ГЕРМАНЕ СЕРГЕЕВИЧЕ ШАРЫГИНЕ

Герман Сергеевич (18.09.1934–6.01.2018) родился в Москве в семье служащих. Окончил радиотехнический факультет Томского политехнического института в 1957 году по специальности «Радиотехника».

С 1957 по 1960 гг. учился в аспирантуре, затем работал в ТПИ ассистентом. В 1962 году в составе РТФ перешёл в ТИРиЭТ. В 1962–1967 гг. – старший преподаватель, заведующий кафедрой радиоприёмных устройств, в 1967–1974 гг. – старший научный сотрудник, доцент, с 1974 года – заведующий кафедрой радиотехнических систем. Кандидат технических наук (1962), доцент (1966), доктор технических наук (1978), профессор (1979). Действительный член Академии инженерных наук Российской Федерации (1995) и Международной академии наук высшей школы (1999), член IEEE и Академии электромагнетизма при Массачусетском технологическом институте (США). В 1986–1991 гг. – декан РТФ, в 1991–1999 гг. – проректор университета по научной работе. Член бюро Научного совета РАН по комплексной проблеме «Распространение радиоволн» и председатель его Западно-Сибирского отделения.

В 1962 году под руководством Г.С. Шарыгина были начаты комплексные исследования по изучению структуры электромагнитных полей СВЧ-диапазона в тропосферных радиоканалах и оптимальной обработке сигналов в системах дальней пассивной радиолокации и радионавигации. В 70-х годах XX века он организовал и возглавлял научный коллектив (с 2000 года – НИИ радиотехнических систем ТУСУРа), занимающийся теоретическими и экспериментальными исследованиями статистики тропосферных радиоканалов над поверхностью океана и разработкой принципов адаптации и оптимизации корабельных и береговых измерительных и информационных радиотехнических систем. Он руководил комплексными НИР, входившими в государственные планы и программы, координировал в рамках одного научного направления работы нескольких организаций Госкомвуза, Академии наук, Госкомгидромета, радиопромышленности. Под руководством Г.С. Шарыгина были созданы два научных полигона – на Чёрном море и на Дальнем Востоке, организовано множество экспедиций, в 1978–1991 гг. проведены исследования в 40 рейсах научных судов в акваториях Тихого и Индийского океанов.

Исследования, проведённые под руководством Германа Сергеевича, позволили улучшить тактико-технические характеристики ряда перспективных радиолокационных систем, а также приступить к созданию систем нового поколения, обладающих повышенными показателями по точности, дальности и быстродействию. Были созданы и успешно испытаны в натуральных условиях макеты таких систем.

Герман Сергеевич был одним из ведущих профессоров ТУСУРа. Им было подготовлено 29 кандидатов и 5 докторов наук. Он являлся председателем и заместителем председателя двух диссертационных советов, автором 6 монографий, 166 опубликованных научных работ, 4 изобретений, ряда учебных и методических пособий, регулярно выступал с докладами на российских и международных научных конференциях. Являлся одним из активных организаторов международной научной деятельности университета.

Профессор Шарыгин был удостоен нескольких правительственных и ведомственных наград, заслуженный деятель науки Российской Федерации (2006), лауреат премии Томской области в сфере образования и науки (1996, 2000, 2007). Награждён медалью «За заслуги перед ТУСУРОм».

Из книги «Кто есть кто в истории ТУСУРа»

МЭТР РАДИОФИЗИКИ: КОНФЕРЕНЦИЯ, ЛАБОРАТОРИЯ И ПАМЯТНАЯ ДОСКА В ЧЕСТЬ ПРОФЕССОРА ШАРЫГИНА

В ТУСУРе в память о выдающемся учёном профессоре Германе Сергеевиче Шарыгине в день его 85-летнего юбилея – 18 сентября – открыли памятную доску, учебную лабораторию радиолокации и провели первую конференцию «Шарыгинские чтения».

Важное и знаковое событие

Учёный ТУСУРа Герман Сергеевич Шарыгин (18.09.1934–6.01.2018) – профессор, доктор технических наук, заведующий кафедрой радиотехнических систем ТУСУРа (1974–2015), декан радиотехнического факультета (1986–1991), проректор по научной работе ТУСУРа (1991–1999).



На мероприятия, посвящённые 85-летию со дня рождения известного учёного, пришли его ученики, коллеги, родственники, администрация вуза, нынешние студенты, сотрудники факультетов, НИИ радиотехнических систем, представители компаний – индустриальных партнёров университета.

Право открыть памятную доску было предоставлено старейшему сотруднику кафедры РТС профессору Вадиму Прокопьевичу Денисову и студенту кафедры Ивану Аржевикину.

Проводя экскурсию по новой учебной лаборатории, заведующий кафедрой РТС Сергей Мелихов подчеркнул, что размещённые здесь плакаты с биографией профессора Шарыгина отражают лишь некоторые, наиболее яркие из его жизненных достижений.



«Именно Герман Сергеевич впервые в 1967 году предложил в ТУСУРе читать «Введение в специальность», после чего эта дисциплина начала преподаваться во многих вузах Советского Союза. Он был организатором охотского радиофизического полигона, где исследовались особенности прохождения радиоволн над поверхностью океана. Один из его последних проектов – участие в разработке концепции глобального мониторинга земной поверхности», – привёл несколько таких фактов Сергей Всеволодович, выразив надежду, что плакаты будут служить хорошей памятью об учёном для преподавателей, нынешних и будущих поколений студентов.



Ректор ТУСУРа Виктор Рулевский в своём приветственном слове поблагодарил всех, кто принял участие в организации и создании учебной лаборатории, и отметил, что её открытие – важное и знаковое событие для всего университета: «Это говорит о том, что те дела, цели, которые были заложены Германом Сергеевичем, его учениками, коллегами, будут продолжаться. И новая молодёжь – студенты и аспиранты – подхватят их с «новым запалом» и будут бережно относиться ко всем достижениям, которые есть на сегодняшний день. Желаю всем, кто здесь будет учить и обучаться, сохранить ту высокую планку, которую задал Герман Сергеевич, и пусть открытие лаборатории послужит импульсом для успешной плодотворной работы в будущем».

Желаю всем, кто здесь будет учить и обучаться, сохранить ту высокую планку, которую задал Герман Сергеевич, и пусть открытие лаборатории послужит импульсом для успешной плодотворной работы в будущем».

Лучшая память

На церемонии открытия много тёплых слов о профессоре Шарыгине прозвучало от его коллег, учеников, друзей и семьи. Среди выступающих – научный руководитель НТЦР «Мезон» Военно-инженерного института СФУ Георгий Шайдуров, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа Антон Лоцилов, декан радиотехнического факультета Ксения Попова, директор НИИ светодиодных технологий Василий Туев, заведующий лабораторией радиационного и космического материаловедения Михаил Михайлов, коллеги – сотрудники кафедры РТС, НИИ РТС и др.

Вспоминая о Германе Сергеевиче, директор департамента управления и стратегического развития ТУСУРа Юрий Шурыгин подчеркнул, что такие события – лучшая память для активного и деятель-

ного ученого: «Герман Сергеевич мечтал о том, чтобы на факультете и кафедре появлялись такие лаборатории. Это человек, обладающий великолепной эрудицией, энциклопедическими знаниями, активнейший человек, всегда участвовавший в грантах, важных инициативах университета. Например, он был соучредителем Ассоциации выпускников ТУСУРа, входил в правление АВТ».

Заместитель гендиректора НПФ «Микран» Александр Ащеулов отметил особую атмосферу, которую умел создавать Герман Сергеевич Шарыгин, его способность воспитывать талантливых специалистов: «Напрямую с нами наш уважаемый мэтр не работал, но он создал такую кафедру, через которую прошли многие лучшие наши сотрудники. У нас трудятся более 600 выпускников ТУСУРа, и более 120 – прошли кафедру РТС. Та школа, которая была создана на кафедре благодаря Герману Сергеевичу, сформировала ведущих специалистов мира».

Первые «Шарыгинские чтения»

В продолжение мероприятия состоялось открытие первой всероссийской научной конференции ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации – «Шарыгинские чтения».

На участие в конференции откликнулись представители университетов, научных институтов и предприятий разных городов. Их география включает Томск, Москву и Московскую область, Красноярск, Нижний Новгород, Новосибирск, Барнаул, Омск. Среди участников: МГТУ ГА, НИУ «МЭИ», МАИ, ТУСУР, НИИ РТС ТУСУРа, ТГУ, ТПУ, ИМЖЭС СО РАН, Сибирский федеральный университет им. М.Ф. Решетнёва, Военная академия РВСН имени Петра Великого, АлтГУ, НГТУ, филиал ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» «НИИИС им. Ю.Е. Седакова», АО «ЦКБА» (г. Омск), АО «Информационные спутниковые системы» им. М. Ф. Решетнёва (г. Железногорск), НПФ «Микран» (г. Томск), АО «ЛЭМЗ-Т» (г. Томск) и др.

Кроме тем, посвящённых радиофизике и распространению радиоволн, радиотехническим системам, на конференции обсуждались вопросы взаимодействия вузов с предприятиями ОПК, а также прошёл круглый стол о жизненном и научном пути Германа Сергеевича Шарыгина.



Источник: пресс-служба ТУСУРа



В оргкомитет
I Всероссийской научной
конференции
«Шарыгинские чтения»,
посвященной 85-летию
со дня рождения
Германа Сергеевича Шарыгина

Выражаю глубокую признательность Оргкомитету за проведённую работу по организации научного мероприятия, посвящённого памяти Германа Сергеевича Шарыгина.

Учитывая творческий и деятельный характер Германа Сергеевича, правильно выбрана форма в виде ежегодной научной конференции.

Лаборатория имени Германа Сергеевича Шарыгина «Лаборатории радиолокации» может стать базой для привлечения обучающихся к творческой и практической научной работе.

Мне посчастливилось учиться на радиотехническом факультете ТИАСУР в группе, куратором которой был Герман Сергеевич, учиться в аспирантуре под руководством Германа Сергеевича, работать на кафедре радиотехнических систем, возглавляемой Германом Сергеевичем, участвовать в выполнении научных работ, руководимых Германом Сергеевичем.

Для меня Герман Сергеевич всегда останется образцом служения отечественной науке, выдающимся учёным, хорошим организатором, талантливым педагогом, творческой неординарной интеллигентной личностью.

Сожалею, что не смогу присутствовать при торжественном открытии именной лаборатории «Лаборатории радиолокации» и не смогу принять участие в работе Первой Всероссийской научной конференции «Шарыгинские чтения», посвященной 85-летию со дня рождения Германа Сергеевича Шарыгина.

Желаю участником конференции интересной и плодотворной работы.

Выпускник группы 23-1 ТИАСУР,
Ленинский стипендиат ТИАСУР,
Почётный работник Высшего Образования Российской Федерации,
Ветеран труда,
доцент кафедры радиоэлектроники и электроэнергетики
Политехнического института
Сургутского государственного университета,
к.т.н.

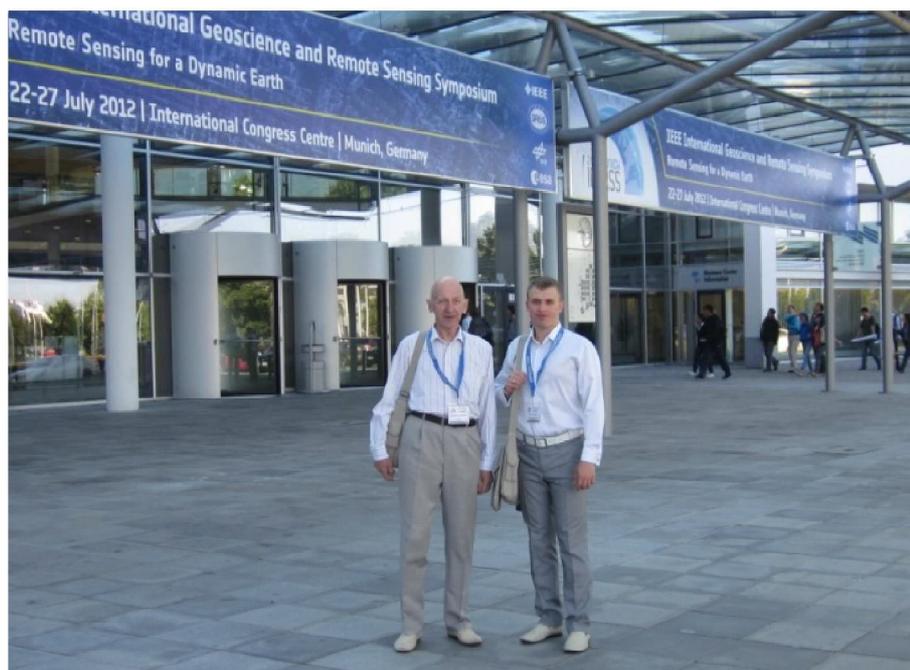
Дёмко Анатолий Ильич

Т-ОБРАЗНЫЙ СПЕЦИАЛИСТ

Мое знакомство с Германом Сергеевичем Шарыгиным, как и у всех первокурсников специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы», произошло на лекциях предмета «Введение в специальность». Мы с большим удовольствием слушали повествования о научных исследованиях, полигонах, интересных, но в то же время сложных задачах. Лекции пролетали незаметно.

Наиболее запоминающимся для меня стало высказывание о Т-образном специалисте. Как говорил Герман Сергеевич, такой специалист должен глубоко разбираться в одном узком направлении, а вширь иметь представление о как можно большем количестве смежных направлений, тем самым образуя букву Т. Сам Герман Сергеевич, как никто другой, являлся примером такого специалиста.

На деле я понял, что такое Т-образный специалист, на последнем курсе обучения, когда меня привлекли к участию в НИР по разработке перспективной космической системы радиомониторинга, выполняемой коллективом кафедры РТС и НИИ РТС. Научным руководителем НИР являлся Герман Сергеевич. Необходимо было охватить широкий круг вопросов, решить большое количество совершенно разнородных задач, и, казалось, не было ни одного вопроса, ни одной задачи, в которых Герман Сергеевич не разбирался бы.



Но до конца я осознал правильность такого подхода в период обучения в аспирантуре под руководством Германа Сергеевича. Нашу совместную статью приняли к участию в международной научной конференции по дистанционному зондированию Земли. И когда мы приехали на конференцию, я поразился известности Германа Сергеевича и его школы в мировом научном сообществе. К нам подошли его знакомые ученые из США, Японии, Германии и с каждым из них он обсуждал различные научные вопросы.

Я очень благодарен Герману Сергеевичу за то, что он вложил в меня свои силы, был научным руководителем, способствовал защите моей диссертации, моему профессиональному становлению и привил мне этот правильный принцип работы. Светлая ему память!

*Выпускник группы 125 ТУСУРа,
Стипендиат Правительства и Президента РФ,
Лауреат Томской области, ведущий инженер Всероссийский НИИ
радиотехники АО «ВНИИРТ», канд. техн. наук,
Миронов Михаил Владимирович*

Содержание

ПЛЕНАРНОЕ ЗАСЕДАНИЕ

<i>Денисов В.П., Акулиничев Ю.П., Киселев О.Н., Тисленко В.И., Крутиков М.В., Мещеряков А.А.</i> ЭТАПЫ НАУЧНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ Г.С. ШАРЫГИНА И ВОЗГЛАВЛЯЕМОГО ИМ КОЛЛЕКТИВА	3
<i>Акулиничев Ю.П., Денисов В.П., Красненко Н.П., Крутиков М.В., Мещеряков А.А., Тисленко В.И.</i> ЛИДЕР, ПЕДАГОГ, УЧЕНЫЙ (К 85-ЛЕТИЮ Г.С. ШАРЫГИНА).....	9
<i>Голиков А.М., Крутиков М.В., Мещеряков А.А., Лебедев В.Ю.,</i> <u>Г.С. Шарыгин</u> ОХОТСКИЙ РАДИОФИЗИЧЕСКИЙ ПОЛИГОН ТУСУР И ИССЛЕДОВАНИЯ ПО КОМПЛЕКСНОЙ ПРОГРАММЕ РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН.....	16
СЕКЦИЯ 1. РАДИОФИЗИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН	
<i>Захаров Ф.Н., Киселев О.Н., Шарыгин Г.С.</i> ОПЫТ ТУСУРА В ИЗМЕРЕНИИ ПАРАМЕТРОВ ТРОПОСФЕРЫ НАД МОРЕМ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ МОРСКИХ РЭС.....	27
<i>Красненко Н.П.</i> ТРОПОСФЕРНЫЙ МОНИТОРИНГ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВОЛН ..	33
<i>Михайлов М.С., Стрелков Н.О.</i> ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ В ТРОПОСФЕРНЫХ ВОЛНОВОДАХ.....	38
<i>Малевич Е.С., Михайлов М.С.</i> ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В ЛЕСНОЙ РАСТИТЕЛЬНОСТИ СО СЛОЖНЫМ РЕЛЬЕФОМ	44
<i>Захаров Ф.Н.</i> СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АТМОСФЕРЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ.....	52
<i>Горелкин И.И., Загородняя Е.С., Шостак А.С.</i> ПРИМЕНЕНИЕ ФЕРРИТОВОГО ЦИРКУЛЯТОРА ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ ПЕРВИЧНОГО ПОЛЯ ПРИ КОНТРОЛЕ ОДНОРОДНЫХ И НЕОДНОРОДНЫХ СРЕД.....	61
<i>Шандаров С.М., Акрестина А.С., Михайленко А.В., Аксенов К.Г.</i> ИЗМЕРЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ КОМПЛЕКТНОГО АЛЮМИНИЕВОГО ЗЕРКАЛА СПЕКТРОФОТОМЕТРА SHIMADZU UV-2700	68

<i>Корнев Н.С., Минеев К.В., Назаров А.В.</i>	
О ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ОТКРЫТОГО КОНЦА ПРЯМОУГОЛЬНОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА В КАЧЕСТВЕ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ МИКРОВОЛНОВОГО РАДИОМЕТРА ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ БЫСТРОПРОТЕКАЮЩИХ ГАЗОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ.....	73
<i>Шайдуров Г.Я., Кудинов Д.С.</i>	
ИЗВЛЕЧЕНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ В ИОННО-ПРОВОДЯЩИХ СРЕДАХ НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН.....	78
<i>Козлов А.И., Трушин А.В., Автин И.В.</i>	
О ПОВЫШЕНИИ ДЕТАЛИЗАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ МЕТОДАМИ РАДИОПОЛЯРИМЕТРИИ	79
<i>Козлов А.И., Автин И.В., Трушин А.В.</i>	
ОБ ОПРЕДЕЛЕНИИ КОМПЛЕКСНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МЕТОДАМИ РАДИОПОЛЯРИМЕТРИИ	84
СЕКЦИЯ 2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ	
<i>Шарыгина Л.И.</i>	
ЭЛЕКТРОМОБИЛЬ – ПРОШЛОЕ ИЛИ БУДУЩЕЕ?	89
<i>Баскаков А.И., Комаров А.А., Рубан А.В.</i>	
ФОРМИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ ПОИСКА И ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ КОСМИЧЕСКОГО МУСОРА С ИНВЕРСНО СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ	92
<i>Баскаков А.И., Грачёв В.Г., Комаров А.А.</i>	
АЛГОРИТМ ИНВЕРСНОГО СИНТЕЗА АПЕРТУРЫ В АКТИВНЫХ РАЗНЕСЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ КОСМИЧЕСКОГО МУСОРА	97
<i>Зима Д.Н., Спектор А.А., Соколова Д.О.</i>	
ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ АВТОРЕГРЕССИИ.....	102
<i>Новиков А.Н.</i>	
ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ НАЗЕМНЫХ КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ В СЛОЖНОЙ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ	107
<i>Воронов М.А., Воронов С.М.</i>	
РЕЗЕРВИРОВАНИЕ ГНСС НАЗЕМНЫМИ СРЕДСТВАМИ.....	112

<i>Титаренко А.А., Козлов В.А., Белинский А.В.</i> РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРРЕЛЯЦИОННО- ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ ПО МАЛОИНФОРМАТИВНЫМ ПОВЕРХНОСТНЫМ ГЕОФИЗИЧЕСКИМ ПОЛЯМ.....	117
<i>Боделан И.П.</i> МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ВОЗМОЖНОСТЕЙ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ГИПЕРСПЕКТРАЛЬНОЙ РАЗВЕДКИ ПО ВСКРЫТИЮ СУБПИКСЕЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ	122
<i>Христенко А.В., Аникин А.С.</i> ОБЗОР ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТОДА ФОНОВОЙ РАДИОЛОКАЦИИ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ ВБЛИЗИ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ	128
<i>Христенко А.В., Аникин А.С.</i> СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ФОНОВОГО РАДИОЛОКАТОРА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ ВБЛИЗИ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ	135
<i>Мурасев А.А., Спектор А.А., Лозовский И.Ф.</i> ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ШИРОКОПОЛОСНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ РЛС ОБЗОРА	147
<i>Газитов С.Р., Аржевикин И.В., Захаров Ф.Н.</i> ЛЧМ РАДИОВЫСОТОМЕР ДЛЯ ВПЛА СВЕРХМАЛЫХ ВЫСОТ.....	152
<i>Комаров А.А., Климова А.П.</i> ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ВЫСОТ НЕРОВНОСТЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОЙ ПОСАДКИ ВЕРТОЛЁТА	158
<i>Комаров А.А., Шимкин П.Е.</i> СТРУКТУРА БОРТОВОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ РЛС БЕЗОПАСНОЙ ПОСАДКИ ВЕРТОЛЁТА	164
<i>Куулар Ш.В., Хажибекоев Р.Р.</i> ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ЗАЩИТЫ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПИКОСЕКУНДНОГО ЛОКАТОРА.....	170
<i>Леонтьев А.Д., Куприц В.Ю.</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОЙ РЛС В САПР SYSTEMVUE	176
<i>Дружинин А.А., Асочаков А.С.</i> ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК	180

<i>Маликов В.Н., Муравлёв К.А., Филимонова А.Ю., Катасонов А.О., Григорьев А.А.</i>	
ВИХРЕТОКОВАЯ КОМПЬЮТЕРИЗИРОВАННАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДЕФЕКТОВ В СТРУКТУРАХ МЕТАЛЛ-ДИЭЛЕКТРИК	184
<i>Сильянов Н.В., Королев С.А.</i>	
РАЗРАБОТКА И ПРОВЕРКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ МОДУЛЯ ОБРАБОТКИ И УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОТЕЧЕСТВЕННОГО МИКРОКОНТРОЛЛЕРА С ЯДРОМ ARM-CORTECH-M4.....	188
<i>Большаков Д.А., Уткин Б.В.</i>	
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА АВТОМАТИЧЕСКОГО ИСКЛЮЧЕНИЯ ВКЛАДА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ОСНАТКИ ИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭЛЕКТРОРАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ СВЯЗНОЙ ПОЛЕЗНОЙ НАГРУЗКИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА С ПРИМЕНЕНИЕМ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ	192
<i>Южиков М.С., Пидотова Д.А.</i>	
РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА СБОРА И ПЕРЕДАЧИ КЛИМАТИЧЕСКИХ ДАННЫХ «УСКД-365П»	196
<i>Защико К.В., Шарангович С.Н.</i>	
АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВОЛОКОННО- ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ В МНОГОСЛОЙНОЙ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ.....	203
<i>Черный В.С., Абраменко А.Ю.</i>	
АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТЫ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЫ НЕСУЩЕЙ QPSK СИГНАЛА	209
<i>Якушевич Г.Н.</i>	
АЛГОРИТМ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА МНОГОПОЛЮСНИКОВ НА ОСНОВЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ.....	214
<i>Трифанов И.О.</i>	
ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КОАКСИАЛЬНЫХ КАБЕЛЬНЫХ СБОРОК.....	223
<i>Шугурова К.В., Бурдуковская Н.Н., Большаков Д.А.</i>	
ИССЛЕДОВАНИЕ НЕРАВНОМЕРНОСТИ АМПЛИТУДЫ ПЛОСКОЙ ВОЛНЫ В РАБОЧЕЙ ЗОНЕ ОДНОЗЕРКАЛЬНОГО И ДВУХЗЕРКАЛЬНОГО КОЛЛИМАТОРОВ.....	229
<i>Шугурова К.В., Большаков Д.А., Бурдуковская Н.Н.</i>	
СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОЛОГИИ ПРОВЕДЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИСПЫТАНИЙ ПОЛЕЗНЫХ НАГРУЗОК КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ СВЯЗИ С ПРИМЕНЕНИЕМ КОЛЛИМАТОРА.....	235

<i>Шугурова К.В., Бурдуковская Н.Н., Большаков Д.А.</i>	
МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ЭКРАНИРОВАНИЯ ВЧ СОЕДИНИТЕЛЕЙ БЕЗ ДЕМОНТАЖА	239
<i>Баранина В.Е., Кологривов В.А.</i>	
МОДЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДИСБАЛАНСА КВАДРАТУРНОГО МОДЕМА СВЯЗИ.....	245
<i>Крыгин А.С.</i>	
ПОРТАТИВНОЕ УЛЬТРАЗВУКОВОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ГАЙМОРОВЫХ ПАЗУХ	252
СЕКЦИЯ 3. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВУЗОВ С ПРЕДПРИЯТИЯМИ ОПК	
<i>Куприц В.Ю., Мелихов С.В., Ноздреватых Д.О.</i>	
ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ С ПРЕДПРИЯТИЯМИ ОБОРОННО-ПРОМЫШЛЕННОГО КОМПЛЕКСА	255
О ПРОФЕССОРЕ ГЕРМАНЕ СЕРГЕЕВИЧЕ ШАРЫГИНЕ	261
МЭТР РАДИОФИЗИКИ: КОНФЕРЕНЦИЯ, ЛАБОРАТОРИЯ И ПАМЯТНАЯ ДОСКА В ЧЕСТЬ ПРОФЕССОРА ШАРЫГИНА.....	263
С ДНЕМ РОЖДЕНИЯ, ГЕРМАН СЕРГЕЕВИЧ.....	269
Т-ОБРАЗНЫЙ СПЕЦИАЛИСТ	270