

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

ШАРЫГИНСКИЕ ЧТЕНИЯ

ТРЕТЬЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ВЕДУЩИХ НАУЧНЫХ ШКОЛ В ОБЛАСТИ РАДИОЛОКАЦИИ, РАДИОНАВИГАЦИИ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Томск, 29 сентября – 1 октября 2021 г.

Материалы конференции

Томск
Издательство ТУСУРа
2021

ББК 32.84
Ш269

Организационный комитет конференции

Рулевский В.М. – председатель Программного комитета, ректор ТУСУРа, д-р техн. наук, доцент;
Лоцилов А.Г. – заместитель председателя Программного комитета, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, зав. каф. КУДР, канд. техн. наук, доцент;
Медовник А.В. – начальник научного управления ТУСУРа, доцент каф. физики, канд. техн. наук;
Захаров Ф.Н. – ст. науч. сотр., доцент каф. РТС ТУСУРа, канд. техн. наук;
Коротина Т.Ю. – заведующая аспирантурой и докторантурой ТУСУРа, канд. техн. наук;
Ноздреватых Д.О. – ст. преподаватель каф. РТС ТУСУРа;
Юрченкова Е.А., вед. инженер ОАиД ТУСУРа, канд. хим. наук.

Программный комитет

Рулевский В.М., д-р техн. наук; Лоцилов А.Г., канд. техн. наук;
Сенченко П.В., канд. техн. наук; Абдрахманова М.В.;
Акулиничев Ю.П., д-р техн. наук; Аникин А.С., канд. техн. наук;
Geringer V., PhD, Ravensburg, Germany; Голиков А.М., канд. техн. наук;
Громов В.А., канд. техн. наук; Денисов В.П., д-р техн. наук;
Захаров Ф.Н., канд. техн. наук; Ильчук А.Р., зам. директора по научной работе АО «НПП «Исток» имени А.И. Шокина», г. Фрязино, д-р техн. наук, проф.;
Киселев О.Н., д-р техн. наук; Красненко Н.П., д-р физ.-мат. наук;
Kruglov R., PhD, Germany; Куприц В.Ю., канд. техн. наук;
Лебедев В.Ю., канд. техн. наук; Майстренко В.А., д-р техн. наук, проф., г. Омск;
Матвиенко Г.Г., д-р физ.-мат. наук, Медовник А.В., канд. техн. наук;
Мещеряков А.А., канд. техн. наук; Мелихов С.В., д-р техн. наук, проф.;
Тисленко В.И., д-р техн. наук.

Шарьгинские чтения. Третья международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации, 29 сентября – 1 октября 2021 г., г. Томск : материалы конференции. – Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2021. – 304 с.
ISBN 978-5-86889-926-3

Конференция приурочена ко дню рождения Германа Сергеевича. В ней приняли участие ученые и специалисты предприятий и организаций, 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. В 2020 году кафедра радиотехнических систем отметила свое 60-летие.

ББК 32.84

ISBN 978-5-86889-926-3

© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2021

*Посвящается памяти
профессора Томского государственного
университета систем управления
и радиоэлектроники академика
Германа Сергеевича Шарыгина*

Уважаемые коллеги!

Приветствуем вас на очередной, Третьей международной научной конференции ведущих научных школ в области радиолокации, навигации и радиоэлектронных систем передачи информации, посвященной памяти выдающегося учителя и ученого Г.С. Шарыгина.

В стенах нашего университета, где мы проводим ежегодную конференцию, отражен весь жизненный путь Г.С. Шарыгина. В ТУСУРе он проработал всю жизнь, создав свою научную школу.

Проведение конференции стало доброй традицией для представителей научного сообщества не только в рамках ТУСУРа, но и за его пределами. Это уникальный формат обмена опытом и передовыми знаниями в том направлении науки, которое было определено давным-давно, но до сих пор является актуальным в развитии систем радиолокации, навигации и связи.

Такого рода мероприятие стало возможным только благодаря именно вашему желанию обозначить перспективы развития радиотехнической отрасли.

В трудах конференции представлены результаты научных исследований ученых, преподавателей и студентов.

Искренне надеюсь, что выступления участников были не только интересными с профессиональной точки зрения, но и актуальными для практической деятельности, а общение специалистов с молодыми исследователями оказало большую помощь в их дальнейшей научной деятельности.

Уверен, что программа конференции, творческая атмосфера и интересные дискуссии позволили найти новые решения, определить направления дальнейшего совершенствования знаний.

Хочу пожелать участникам конференции дальнейшей плодотворной работы, укрепления связей и сотрудничества, дружбы молодых ученых и специалистов.

Будьте здоровы и верны себе.

*Мещеряков Александр Алексеевич,
зав. каф. РТС, канд. техн. наук, доцент*

ПЛЕНАРНОЕ ЗАСЕДАНИЕ

УДК 007

А.М. Кориков

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ – СИСТЕМНЫЙ ФАКТОР СТАНОВЛЕНИЯ И РАЗВИТИЯ НОВЫХ НАУЧНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ: К 90-ЛЕТИЮ ФЕЛИКСА ИВАНОВИЧА ПЕРЕГУДОВА

На примере научного творчества ученых-радиотехников А.И. Берга, В.Н. Кессениха, Ф.И. Перегудова, Г.С. Шарыгина и других представлено становление и развитие на основе радиотехники и радиоэлектроники новых научных направлений в кибернетике, прикладной математике, информатике, вычислительной технике, автоматизации и управлении производствами и организационными комплексами.

Ключевые слова: радиотехника, радиоэлектроника, радиолокация, кибернетика, информатика, автоматизация, управление, организационный комплекс.

От радиотехнических исследований — к кибернетике

Историю науки делают люди, уникальные личности, которых природа наделила особыми способностями. Случайно или закономерно (вывод сделаем в заключении статьи), но в XX веке радиотехника, радиотехнические исследования стимулировали появление таких уникальных личностей, которые не только внесли неоспоримый вклад в радиотехнику и смежные научные направления (радионавигацию, радиолокацию и т. п.), но и породили на этой основе новые научные направления (ННН). К их числу, бесспорно, относятся Феликс Иванович Перегудов [1], 90-летию которого посвящена наша статья, Герман Сергеевич Шарыгин, именем которого названа наша конференция, и многие ученые, выполнившие свои первые научные исследования по радиотехнике и ставшие затем родоначальниками ННН. В этой плеяде ученых-радиотехников выделим Акселя Ивановича Берга (1893–1979) [2]. Берг в своих первых исследованиях разработал теорию расчета ламповых радиоприемников и радиопередающих устройств, затем освоил диапазон ультракоротких волн, внес неоспоримый вклад в создание отечественной радиолокации: постановление «О радиолокации» было принято Государственным комитетом обороны (ГКО)

4 июля 1943 г. (накануне Курской битвы). В постановлении пунктом 1 при ГКО создавался Совет по радиолокации и заместителем председателя этого Совета назначался А.И. Берг. Председатель Совета по радиолокации — член ГКО, секретарь ЦК ВКП(б) Г.М. Маленков. Пунктом 7 того же постановления А.И. Берг назначался заместителем наркома электропромышленности по радиолокации [2]. Берг — родоначальник работ в области радиоэлектроники в нашей стране, по его инициативе в 1955 г. основан Институт радиотехники и электроники (ИРЭ АН СССР) и он был первым директором этого Института [3].

В 1959 г. А.И. Берг создает Научный совет по комплексной проблеме «Кибернетика» при Президиуме АН СССР. Этот Совет в течение 20 лет был в СССР координатором и организатором выполнения важнейших работ по различным ННН кибернетики. Работу А.И. Берга в 60-е и 70-е годы XX века в Совете по кибернетике следует рассматривать не только с этой позиции. В тот период А.И. Берг — лидер общественного движения, которое противостояло застойным явлениям времени: кибернетика обрела как бы статус «вольного движения», направленного против существовавших в тот период догм [2, с. 185]. Итак, работы по кибернетике и информатике в СССР и России сформировались благодаря научному лидерству А.И. Берга: Совет по кибернетике объединил на общественных началах многих ученых из различных научных и учебных учреждений СССР. В 60-е и 70-е годы XX века в Совете работали секция «Математические вопросы кибернетики», секция «Техническая кибернетика» и др. Всего было 16 секций. Их возглавляли ведущие ученые страны. В каждой секции работало несколько комиссий и множество подкомиссий.

Для автора этих строк в те годы наиболее близка была по научным интересам секция технической кибернетики, созданная в 1959 г. Возглавлял секцию чл.-кор. АН СССР М.А. Гаврилов. В ней работали шесть комиссий и много подкомиссий, которые представляли все направления технической кибернетики. Среди шести комиссий этой секции работала и комиссия по теории адаптивных систем автоматического управления (АСАУ), председателем которой был д-р техн. наук А.А. Красовский (чл.-кор. АН СССР с 1968 г., академик РАН с 1992 г.), а в состав комиссии АСАУ входила подкомиссия по теории корреляционно-экстремальных систем (КЭС). На заседания комиссии АСАУ и подкомиссии КЭС приглашались ученые из многих городов страны, а из Томска — автор этой статьи и В.П. Тарасенко [4]. Прошло уже более 45 лет после тех памятных событий, но выступления на заседаниях академика А.И. Берга, его речь и благородный образ вспоминаются и сегодня. Аксель Иванович Берг стал человеком-легендой в истории отечественной радиоэлектроники и кибернетики.

Под эгидой Совета по кибернетике было проведено множество научных конференций, семинаров и школ во многих городах СССР, в том числе и в Томске. Отметим одно из таких научных мероприятий: в Томске Совет по кибернетике, его комиссия по АСАУ и подкомиссия по КЭС с 11 по 14 сентября 1979 г. провели первую Всесоюзную конференцию по КЭС [5]. Итак, нашу жизнь в XXI веке невозможно представить без методов и средств обработки информации, порожденных кибернетикой, а это означает, что научное творчество А.И. Берга живет и сегодня.

Истоки кибернетики в Томске

В истории Томска также были легендарные ученые-радиотехники. Вспомним Владимира Николаевича Кессениха [6, с. 145]. Кессених (1903–1970) работал с июня 1930 г. в Сибирском физико-техническом институте: сначала научным сотрудником, с 5 октября 1932 г. — заместителем директора СФТИ, а с 1 февраля 1933 г. по февраль 1936 г. — директором СФТИ. Научную работу он совмещал с учебной: с 15 сентября 1930 г. В.Н. Кессених выполнял также обязанности зав. кафедрой электромагнитных колебаний Томского университета. С 27 декабря 1937 г. по 1 апреля 1939 г. В.Н. Кессених работал деканом физико-математического факультета ТГУ, а с 15 ноября 1940 г. по 23 августа 1941 г. — проректором по научно-исследовательской работе ТГУ. В 1936 г. В.Н. Кессених по заданию АН СССР сконструировал и построил первую в стране (пятую в мире) ионосферную станцию для исследования процессов ионизации атмосферы. В ноябре 1935 г. без защиты диссертации Кессених стал кандидатом физико-математических наук, а 25 декабря 1940 г. он защитил на физическом факультете МГУ докторскую диссертацию. Кессених был участником Великой Отечественной войны (в августе 1941 г. с проректорской должности в ТГУ он ушел добровольцем на фронт, где пробыл до января 1943 г.), воевал в составе управления связи Северо-Западного фронта, награжден орденом Красной Звезды (1942 г.). В 1943–1952 годах работал в Центральном научно-исследовательском испытательном институте связи Советской Армии. С 1944 г. службу в институте связи В.Н. Кессених совмещал с учебной и научной работой на физическом факультете МГУ: в 1944–1946 годах — профессор кафедры колебаний, в 1946–1952 годах — заведующий кафедрой распространения радиоволн, в 1948 г. — декан факультета. После увольнения в запас в звании полковника В.Н. Кессених с 28 марта 1953 г. по 15 июля 1970 г. работал зав. кафедрой радиофизики ТГУ. По его инициативе в сентябре 1953 г. в ТГУ был открыт радиофизический факультет (РФФ). С 1 ноября

1953 г. по 16 октября 1956 г. В.Н. Кессених был деканом РФФ. В 1960 г. на основе кафедры радиофизики ТГУ открылась кафедра электронно-вычислительной техники и автоматики (ЭВТиА). Автор этой статьи — выпускник кафедры ЭВТиА (декабрь 1966 г.) и был аспирантом этой кафедры [6, с. 162]. В 1970 г. кафедра ЭВТиА стала основой для создания факультета прикладной математики и кибернетики (ФПМК). Первый декан ФПМК — ученик Кессениха — доктор физико-математических наук Г. А. Медведев.

У истоков кибернетики в Томске стоял Кессених В.Н. [7, с. 15]: он пригласил в 1954 г. из МГУ на кафедру радиофизики ТГУ доцента Петра Павловича Бирюлина, который создал из аспирантов и студентов кафедры радиофизики группу исследователей-энтузиастов по разработке проблем передачи и обработки информации. Напомним, что в те годы кибернетика находилась в «подполье»: *«В нашей стране она считалась лженаукой, противоречащей принципам марксизма-ленинизма»* [2, с. 52]. В СССР разгромом кибернетики руководил журнал «Вопросы философии»: в 1953 г. в пятом номере этого журнала была опубликована статья, унижавшая и высмеивавшая кибернетику. Это были годы ожесточенных споров вокруг кибернетики: в Москве в ЦНИИ-108, которым руководил А.И. Берг, еще в 1952 г. начал работать семинар по кибернетике [2, с. 54]; в 1955 г. была опубликована статья [8], реабилитирующая кибернетику. В это время жарких споров о кибернетике на кафедре Кессениха В.Н. появилась группа энтузиастов кибернетики: Ф.П. Тарасенко, А.Д. Закревский, Г.А. Медведев, В.П. Тарасенко, Б.С. Рябышкин и др. На базе этой группы в ТГУ возникли научные лаборатории и кафедры кибернетического профиля. Томские энтузиасты кибернетики создавали кафедры кибернетического профиля не только в ТГУ, но и в самом молодом томском институте ТИРиЭТе (так назывался в те годы ТУСУР): Борис Семенович Рябышкин был инициатором создания в 1964 г. и первым (1964–1972 гг.) заведующим кафедрой технической кибернетики (так до 1973 г. называлась кафедра АОИ ТУСУРа), под руководством Б.С. Рябышкина на этой кафедре были созданы информационно-поисковые устройства «Квантор», которыми были оснащены 23 Центра научно-технической информации [9, с. 262]. Владимир Петрович Тарасенко в 1971 г. стал основателем и первым заведующим кафедрой оптимальных и адаптивных систем управления [4; 9, с. 228].

Кессенихом В.Н. подготовлено более 40 кандидатов наук, 15 из них стали докторами наук [6, с. 145]. Среди учеников Кессениха мы видим и Перегудова Ф.И. (1931–1990) — выпускника радиотехниче-

ского факультета Томского политехнического института (1953 г.). Своей аспирантуры по радиотехнике в ТПИ тогда не было.

В 1959 г. Перегудов Ф.И. защищает кандидатскую диссертацию по радиолокации метеорных следов [1], а в 1980 г. — докторскую диссертацию по основам системного проектирования АСУ [6, с. 253–254; 10]. Кандидатская диссертация Перегудова Ф.И. — одно из его достижений в радиотехнических исследованиях [11]. Докторская диссертация Перегудова относится к сфере информатики и вычислительной техники. В этой диссертации изложены основы системного проектирования методов и средств управления сложными организационными комплексами — ННН в прикладном системном анализе. В [10] отражена теоретическая часть кибернетических исследований Перегудова Ф.И., а практический результат его исследований внедрен в вычислительных центрах коллективного пользования (ВЦ КП) нескольких городов страны. Работа Перегудова Ф.И. по внедрению ВЦ КП была удостоена в 1983 г. премии Совета Министров СССР.

Его жизнь была подобна метеору

Так назвали студенческие друзья Феликса Ивановича Перегудова свои воспоминания [11]. Цитируемая статья представляет интерес как для старшего поколения, в том числе для тех, кто лично знал и общался с Перегудовым Ф.И. в годы его жизни, так и для молодого поколения, особенно для студенческой молодежи. Каждый найдет в этой статье что-то очень важное для себя. Дипломный проект Перегудова Ф.И. был посвящен разработке передатчика для радиолокационной станции (РЛС). Опытный образец РЛС создавался в ТПИ на кафедре радиотехнической аппаратуры (РТА) по договору с Институтом физики атмосферы АН СССР. В то время АН СССР готовилась к международному геофизическому году (МГГ), который объявлялся на период с 1 июля 1957 г. по 31 декабря 1958 г. [12, с. 10], поэтому данные об атмосфере, полученные с помощью радиолокации метеорных ионизированных следов, представляли научный интерес. Работы по радиолокационным методам исследования метеорных следов выполнялись в ТПИ под научным руководством заведующего кафедрой Е.И. Фиалко. Ответственным исполнителем этих работ был Зубарев Г.С. [12, с. 10], Перегудов Ф.И. — один из основных авторов разработки комплекса радиолокационной аппаратуры для исследования метеорных ионизированных следов в диапазоне длин волн 10 м (РЛС ТПИ-1 и ТПИ-2). РЛС были установлены в Мурманске и Томске и, как отмечает Зубарев [12, с. 10–11], они были единственными в СССР, так как остальные участники МГГ использовали менее

эффективные переоборудованные армейские РЛС П-2М в диапазоне длин волн 4 м, что укрепляло и повышало научный престиж ТПИ как в СССР, так и за рубежом. Для Перегудова описываемый период был связан с обучением в аспирантуре ТГУ и работе в ТПИ. На основе кандидатской диссертации он оформляет и публикует через издательство ТГУ монографию «Характеристика метеора как радиолокационной цели» [11, с. 21].

МГГ заканчивался, заканчивалось и финансирование метеорных исследований, поэтому заведующий кафедрой Е.И. Фиалко заключает договор с ГРАУ на разработку пассивной радиолокационной системы сантиметрового диапазона. Перегудов Ф.И. назначается ответственным исполнителем этой работы [11, с. 21]. Фиалко в тот период был занят своей докторской диссертацией по метеорной тематике, поэтому Перегудов фактически руководил этой договорной работой. Основными ее исполнителями были Г.С. Шарыгин, В.П. Денисов и Б.П. Дудко. В [11, с. 21] отмечается, что именно в этот период вокруг Перегудова Ф.И. складывается коллектив разработчиков по оборонной тематике из выпускников радиотехнического факультета ТПИ, многие из которых будут работать вместе с ним и в Томском КБ «Проект», и на Томском радиотехническом заводе [11].

Директор Томского радиотехнического завода Ф.И. Перегудов создает на своем предприятии одну из первых в стране автоматизированную систему управления предприятием (АСУП). В [11, с. 27] отмечается, что Перегудов делится своими убеждениями о возможностях АСУП с директорами других томских заводов, а на ВЦ радиотехнического завода он проводит городские семинары по АСУП. Организуются также специальные семинары для членов бюро Томского обкома КПСС. Опыт радиотехнического завода изучают и приступают к созданию АСУП на подшипниковом, электротехническом и других томских заводах. Эти события и многие факты биографии Ф.И. Перегудова изложены в статьях [1, 11] и книгах [9, 12]. Жизненный путь Феликса Ивановича представлен на сайте ТУСУРа [13], где в одном предложении дана его предельно емкая характеристика: *«Вряд ли найдётся в стране ещё один такой человек, которому удалось бы успешно управлять столь разными и сложными объектами (завод, НИИ и вуз) и отвечать за развитие такой важной для России отрасли, как высшая школа».*

К сказанному выше добавим: уникальность личности Ф.И. Перегудова как ученого состоит и в том, что, выполнив первые научные исследования по радиолокации, он поднялся до уровня опытно-конструкторской разработки радиотехнических систем, затем системного проектирования таких сложных систем, как АСУП,

а затем АСУ народным хозяйством Томской области [10]. Теоретические исследования Ф.И. Перегудова воплотились в учебник [14], первое издание этого учебника вышло в издательстве «Высшая школа» (Москва) в 1989 г. и называлось «Введение в системный анализ». По этим учебникам преподается курс системного анализа во многих вузах нашей страны.

В заключение отметим, что радиотехника и радиоэлектроника выполнили в XX веке исключительную роль [2, 7, 17] в зарождении и развитии новых научных направлений в кибернетике, прикладной математике, информатике, вычислительной технике, автоматизации и управлении производствами и организационными комплексами. Выдающийся вклад ученых-радиотехников А.И. Берга, В.Н. Кессениха, Ф.И. Перегудова, Г.С. Шарыгина [15, 16] и других в становление и развитие ННН невозможно переоценить. В [2, с. 9] отмечено, что радиотехника и радиоэлектроника — *«самое динамичное направление развития технических знаний и технологий XX столетия — стала ключом к решению многих вопросов научно-технического прогресса»*. Поэтому вывод о закономерном зарождении на их основе ННН становится очевидным. Исследования в области радиотехники и радиоэлектроники, безусловно, являются системным фактором становления и развития ННН как в XX веке, так и в настоящее время. Наука по своей сути социальна, поэтому научные кадры, их элита (лидеры) — это основа успешного развития ННН [18]. О научном лидерстве А.И. Берга, В.Н. Кессениха, Ф.И. Перегудова сказано выше, а лидерские качества Г.С. Шарыгина достаточно емко представлены в [16]. Ученые-радиотехники А.И. Берг, В.Н. Кессених, Ф.И. Перегудов, Г.С. Шарыгин — выдающиеся представители научной элиты нашей страны, создавшие ННН и обеспечившие их масштабное развитие. В 2021 г. отмечалось 60-летие первого космического полета Ю.А. Гагарина. За этот период радиотехнические исследования приобрели космический масштаб, цепная реакция порождения и развития новых научных направлений продолжается.

Литература

1. Корилов А.М. От радиолокации метеорных следов до системной организации науки, высшего образования и производства: к 90-летию Феликса Ивановича Перегудова // Доклады ТУСУР. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2021. Т. 24, № 1. С. 99–105.

2. Аксель Иванович Берг. 1893–1979 / ред.-сост. Я.И. Фет; сост.: Е.В. Маркова, Ю.Н. Ерофеев, Ю.В. Грановский; отв. ред. А.С. Алексеев. М. : Наука, 2007. 518 с.

3. Радунская И. Аксель Берг – человек XX века. М. : Молодая гвардия, 1971. 494 с.

4. Корилов А.М. Покоритель вершин науки и техники: к 85-летию Владимира Петровича Тарасенко // Доклады ТУСУР. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2019. Т. 22, № 4. С. 119–124.

5. Корреляционно-экстремальные системы управления // Доклады первой Всесоюзной конференции по корреляционно-экстремальным системам, 11–14 сентября 1979 г., г. Томск. Томск : Изд-во Том. гос. ун-та, 1979. 318 с.

6. Томск от А до Я: Краткая энциклопедия города / под ред. д-ра ист. наук Н. М. Дмитриенко. Томск : Изд-во НТЛ, 2004. 440 с.

7. Друзей прекрасные черты. Выпускники РФФ-57 о ТГУ и о себе: сб. ст. / сост. Ю.М. Гармаш, В.А. Замотринский, Г.А. Медведев, А.Н. Никифоров, С.Т. Морозов. Томск : Изд-во НТЛ, 2007. 240 с.

8. Соболев С.Л., Китов А.И., Ляпунов А.А. Основные черты кибернетики // Вопросы философии. 1955. № 4. С. 136–148.

9. 50 лет Томскому государственному университету систем управления и радиоэлектроники / сост. В.В. Подлипенский, Г.С. Шарыгин ; под общ. ред. Ю.А. Шурыгина. Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 520 с.

10. Перегудов Ф.И. Основы системного проектирования АСУ организационными комплексами. Томск : Изд-во Томск. ун-та, 1984. 77 с.

11. Денисов В.П., Райзман М.М., Серафинович Л.П. Его жизнь была подобна метеору. Воспоминания о Феликсе Ивановиче Перегудове // Томский политехник. 2000. Вып. 6. С. 20–29. [Электронный ресурс]. URL: <http://earchive.tpu.ru/handle/11683/34180>, свободный (дата обращения: 30.06.2021).

12. Кто есть кто в истории ТУСУРа / сост. В.В. Подлипенский, Г.С. Шарыгин ; под общ. ред. Ю.А. Шурыгина. Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2009. 216 с.

13. Ректоры ТУСУРа. Жизненный путь Ф.И. Перегудова [Электронный ресурс]. URL: <https://tusur.ru/ru/o-tusure/istoriya-universiteta>, свободный (дата обращения: 30.06.2021).

14. Перегудов Ф.И., Тарасенко Ф.П. Основы системного анализа: учеб. 2-е изд., доп. Томск : Изд-во НТЛ, 1997. 396 с.

15. Этапы научной деятельности Г.С. Шарыгина и возглавляемого им коллектива / В.П. Денисов [и др.] // Шарыгинские чтения. I Всероссийская научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем пе-

редачи информации, посвященная памяти профессора Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники академика Германа Сергеевича Шарыгина : сб. докл. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2019. С. 3–9.

16. Лидер, педагог, ученый (к 85-летию Г.С. Шарыгина) / Ю.П. Акулиничев [и др.] // 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 : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2019. С. 9–16.

17. Берг А.И. Электроника и кибернетика // Путь в большую науку: академик Аксель Берг. М. : Наука, 1988. С. 346–357.

18. Кугель С.А. Человеческий фактор новых научных направлений: пути становления. Роль научной элиты // Социология науки и технологий. 2013. Т. 4, № 2. С. 43–53.

Кориков Анатолий Михайлович – д-р техн. наук, проф., каф. автоматизированных систем управления, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники; вед. науч. сотр. Томского ф-ла Федерального исследовательского центра информационных и вычислительных технологий СО РАН; 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: korikov@asu.tusur.ru.

**Radio engineering research is a systemic factor
in the formation and development of new scientific directions:
dedication to the 90th anniversary of Felix Ivanovich Peregudov**

On the example of the scientific creativity of radio scientists A.I. Berg, V.N. Kessenikh, F.I. Peregudov, G.S. Sharygin, etc., the formation and development of new scientific directions in cybernetics, applied mathematics, computer science, computer technology, automation and management of production and organizational complexes on the basis of radio engineering is presented.

Keywords: *radio engineering, radar, cybernetics, computer science, automation, management, organizational complex.*

Anatoly M. Korikov – Doctor of Science in Engineering, Professor, Professor, Department of Automated Control Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR); Leading Researcher at Tomsk Branch of the Institute of Computing Technologies of the Siberian Branch of Russian Academy of Sciences; 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050; Email: korikov@asu.tusur.ru.

В.Ю. Лебедев, Ф.Н. Захаров

КЛЮЧЕВЫЕ РАБОТЫ НИИ РТС ТУСУРа ЗА ПОСЛЕДНИЕ ДЕСЯТЬ ЛЕТ

Описаны основные работы Научно-исследовательского института радиотехнических систем за период с 2011 по 2021 годы.

Ключевые слова: радиолокация, радионавигация, космические системы, системы спутниковой навигации, системы радиотехнической разведки, системы связи, антенны, распространение радиоволн.

25 февраля 2000 года решением учёного совета ТУСУРа был введён в состав университета Научно-исследовательский институт радиотехнических систем (НИИ РТС), организованный на базе подразделений, созданных в 1958 году на радиотехническом факультете ТПУ для выполнения хоздоговорных работ по заказам Минобороны по решению директивных органов [1].

Так уж сложилось, что направление деятельности НИИ РТС определяет заказчик. Если работы первых сорока лет существования отдела РТС проводились в интересах Военно-Морского Флота, работы 2000-х годов определялись сотрудничеством с Дельфтским университетом технологий и Государственным заданием, то в последние десять лет основным заказчиком работ является АО «Информационные спутниковые системы» им. М.Ф. Решетнева».

Направления деятельности НИИ РТС можно разделить на пять основных направлений:

- 1) космические системы и системы спутниковой навигации;
- 2) радиолокация и системы радиотехнической разведки;
- 3) системы связи и временной синхронизации;
- 4) антенны и антенные решётки, в том числе цифровые;
- 5) распространение радиоволн.

В каждом из этих направлений достигнуты определённые успехи. Отметим основные работы, выполняемые в НИИ РТС за период с 2011 по 2021 гг., и разработки, полученные по результатам выполнения этих работ.

1. Навигационный приёмник системы автономной навигации космических аппаратов [2, 3] (рисунок 1) предназначен для координатного и частотно-временного обеспечения в режиме автономной навигации космических аппаратов (КА) в околоземном пространстве. Данный приёмник разрабатывался в период с 2013 по 2015 годы в рамках реализации совместного проекта «Разработка принципов по-

строения и элементов системы автономной навигации с применением отечественной специализированной элементной базы на основе наногетероструктурной технологии для космических аппаратов всех типов орбит» по приоритетному направлению развития науки, технологий и техники в Российской Федерации «Транспортные и космические системы». Указанный проект выполнялся в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы».

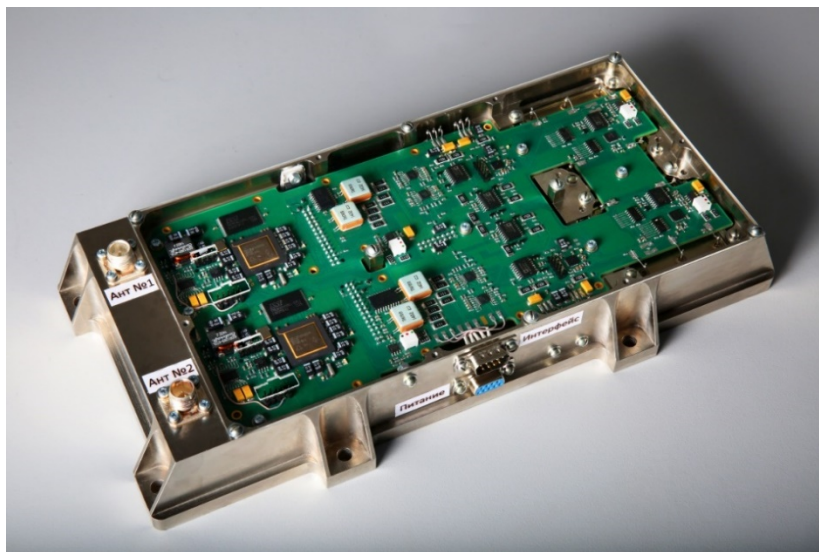


Рисунок 1 — Навигационный приемник системы автономной навигации космических аппаратов

Навигационный приемник системы автономной навигации космических аппаратов (САН КА) обеспечивает одновременный прием сигналов четырех глобальных спутниковых систем навигации: ГЛОНАСС/GPS/Galileo/BeiDou. Радиочастотный тракт имеет три канала приема с возможностью коммутации двух антенн: остронаправленной с ориентацией к Земле и слабонаправленной с ориентацией в противоположную сторону. Навигационный процессор выполнен на отечественной элементной базе в виде системы на кристалле с вычислительным ядром в виде ARM-процессора, блоком многоканальной корреляционной обработки, содержащим 96 корреляционных каналов, а также с несколькими контроллерами интерфейсов передачи данных, включая контроллер мультиплексного канала обмена данными по ГОСТ Р 52070-2003. Блок опорной частоты содержит высокостабильный опорный генератор и цифровую систему управления

частотой по сигналам ГНСС. В САН КА реализовано резервирование всех функциональных узлов. Подключение антенн к резервному каналу выполнено с помощью делителя мощности. Система выполнена в виде моноблока, содержащего три платы: радиочастотного тракта, цифровой обработки и интерфейсов, вторичных источников питания.

Технические характеристики:

- габариты 324×166×51 мм;
- масса менее 2 кг;
- потребляемая мощность 7,5 Вт;
- применение на всех типах орбит: НО, ГСО, ВЭО и переходные;
- точность оценок координат (СКО): НО — 10 м; ГСО — 150 м; ВЭО — 250 м;
- СКО оценки смещения бортовой шкалы времени 2 нс (для рубидиевого стандарта);
- СКО оценки относительного сдвига частоты опорного генератора $5 \cdot 10^{-13}$;
- работоспособность с сигналами НКА ГНСС ГЛОНАСС/GPS/Galileo/BeiDou.

2. Программно-аппаратный комплекс моделирования процессов позиционирования космических аппаратов в автономном режиме [4, 5] (рисунок 2) предназначен для моделирования навигационной задачи и позволяет повысить эффективность проектирования комплексов автономной навигации космических аппаратов в широком диапазоне условий функционирования.



Рисунок 2 – Программно-аппаратный комплекс моделирования процессов позиционирования космических аппаратов в автономном режиме

Программно-аппаратный комплекс (ПАК) состоит из программных блоков, реализованных в среде MATLAB, и аппаратной части в виде РС, собранного на базе материнской платы MSIX99SSLIPPLUS и процессора IntelCorei7-5960X. Программные блоки реализуют следующие функции системы автономной навигации космических аппаратов:

- формирование сигналов ГНСС с учетом наличия инструментальных ошибок;
- формирование сигналов датчиков ИНС с учетом их реальных характеристик;
- формирование сигналов астроориентиров (пульсаров);
- расчеты траекторий КА для разных типов орбит и эфемерид НКА для различных ГНСС: ГЛОНАСС/GPS/Galileo/BeiDou;
- поиск-обнаружение-захват навигационных сигналов выбранного (из числа видимых) созвездия НКА;
- управление вращательным движением КА в режиме угловой стабилизации;
- формирование оценок радионавигационных параметров сигналов в режиме слежения, оценок навигационного вектора КА, смещения шкалы времени и частоты бортового опорного генератора;
- статистическую обработку и отображение результатов моделирования.

Технические характеристики:

- ПО модульной структуры;
- интуитивно понятный интерфейс графической оболочки;
- имитационное моделирование навигационной задачи в режимах: приема сигналов ГНСС; комплексирования ГНСС и ИНС; приема сигналов рентгеновских источников (пульсаров);
- интерфейс ПАК обеспечивает управление: техническими параметрами элементов приемного тракта; временем решения задачи до ед. минут;
- тактовая частота ЦП 3 ГГц;
- оперативная память 16 Гб.

3. Аппаратно-программный измерительный комплекс (АПИК) контроля технических параметров источников и приемников навигационных радиосигналов [6] предназначен для прецизионных метрологических измерений технических характеристик источников и приемников радиосигналов в составе наземных и бортовых навигационных комплексов ГЛОНАСС/GPS и БАМИ. В состав АПИК входят эталонный источник навигационных сигналов (ЭИНС), анализатор навигационных сигналов (АНС), управляющая ЭВМ.

ЭИНС (рисунок 3) формирует радиосигналы в формате ГНСС ГЛОНАСС/GPS и БАМИ, а также служебную и измерительную информацию в бинарном коде. Навигационные сигналы (НС) формируются одновременно от 12 НКА в трех частотных диапазонах: L1, L2, L3. Формат НС соответствует кодам стандартной точности и высокой точности ГЛОНАСС или С/А GPS. ЭИНС воспроизводит изменение временной задержки кодовых ПСП и несущих частот каждого НС относительно внутренней шкалы времени в соответствии с параметрами движения НКА и потребителя.



Рисунок 3 — Эталонный источник навигационных сигналов

АНС выполнен на основе цифрового осциллографа LeCroyWave Master 820Zi, дополнительно оснащенного разработанным специальным программным обеспечением. АНС реализует обработку ВЧ-сигналов от источников НС ГЛОНАСС/GPS и БАМИ и формирует оценки времени задержки кодовых ПСП, задержки сигналов несущей частоты и скорости ее изменения, а также накопление, статистическую обработку результатов и выдачу их пользователю. Время задержки сигналов кодовых ПСП и сигналов несущей частоты может измеряться относительно шкалы времени, которую задает сигнал атомного стандарта частоты, либо между разными НС. Управление: интерфейс Ethernet.

Технические характеристики

ЭИНС (в диапазоне частот по 12 каналам):

- разность систематических ошибок формирования задержек кода по модулю 30 пс при СКО до 5 пс; по несущей 47 пс при СКО 1,9 пс;

- относительная разность средних уходов несущих частот по модулю $0,9 \cdot 10^{-13}$ при СКО $4,9 \cdot 10^{-13}$;
- минимальная величина максимальной мощности -60 дБВт при максимальной погрешности установки $\pm 0,5$ дБ.

АНС:

- интервал единичного измерения 1–100 мс;
- интервал анализа статистических характеристик до 7 суток;
- собственные СКП единичных оценок:
 - задержки несущей ≤ 1 пс;
 - задержки кода ≤ 10 пс;
 - относительные частоты несущей ≤ 1 пс/с;
 - относительные частоты Доплера по коду 10 пс/с;
- остаточная систематическая погрешность по задержке кода до ± 50 пс при длительности фронта чипа 0,3 нс.

В сравнении с зарубежными аналогичными по назначению приборами (имитаторы GSS8000, GSS6700 — фирма Spirant), а также отечественными (СН-3803М, СН-3805 и СН-3805М) АПИК имеет сопоставимые метрологические характеристики. При этом он обеспечивает решение всего комплекса задач по калибровке и поверке параметров аппаратуры БИС, БИНС, БАМИ на этапе ее производства и эксплуатации, в то же время стоимость АПИК значительно ниже.

АПИК выполнен в рамках СЧ ОКР «Метрология – НПО ПМ» на основании Государственного контракта № 154-6-217 от 04.06.2009 г. и принят заказчиком.

4. Станция контроля закладки специальной информации и параметров навигационного поля ГЛОНАСС (рисунок 4) предназначена для автоматического непрерывного измерения текущих навигационных параметров по всем навигационным сигналам от всех радиовидимых НКА «ГЛОНАСС», выделения цифровой информации и ее передачи в Центр управления космическими полетами.

В состав станции входят (основные составные части):

- измерительный комплекс;
- информационно-вычислительный комплекс;
- специальное программное обеспечение;
- комплекс технических средств обеспечения функционирования станции и антенной системы;
- антенная система.

Антенная система представляет собой цифровую фазированную антенную решетку, состоящую из нескольких антенных элементов. Каждый антенный элемент (рисунок 5) состоит из 48 спиральных антенн L-диапазона [7, 8] и имеет коэффициент усиления 23 дБ.



Рисунок 4 — Макет станции контроля закладки специальной информации и параметров навигационного поля ГЛОНАСС



Рисунок 5 — Антенный элемент станции контроля закладки специальной информации и параметров навигационного поля ГЛОНАСС

Антенная система выполняет задачи преобразования электромагнитного поля навигационных сигналов верхней полусферы пространства в электрические аналоговые и далее в цифровые сигналы, формирование независимых адаптивных пространственно-избирательных каналов приема и корреляционной обработки навигационных сигналов.

В станции реализованы современные методы помехоподавления. Для обеспечения требования помехоустойчивости к внутрисполосным

шумоподобным помехам применяется метод пространственного подавления, формирующий нули диаграммы в направлении помех. Используется способ оптимальной пространственной фильтрации на основе расчета взаимной корреляционной матрицы сигналов с выхода всех антенных элементов. Количество подавляемых помех в пределе равно количеству антенных элементов минус 1. Внеполосная гармоническая помеха подавляется частотно-избирательными цепями аналого-цифрового тракта, пространственной и корреляционной обработкой. Помеха с ограниченным спектром подавляется пространственной и корреляционной обработкой.

Станция разработана в рамках Федеральной целевой программы «Поддержание, развитие и использование системы ГЛОНАСС на 2012–2020 годы».

5. Стенд калибровки и юстировки радиотехнической аппаратуры космических аппаратов (рисунок 6) предназначен для отработки программных решений, полностью имитирует процесс калибровки и юстировки радиотехнической аппаратуры космических аппаратов. Стенд состоит из набора функциональных элементов, каждый из которых решает задачи имитации работы определённых блоков, систем, элементов, устройств космической системы под воздействием различных внешних и внутренних факторов.

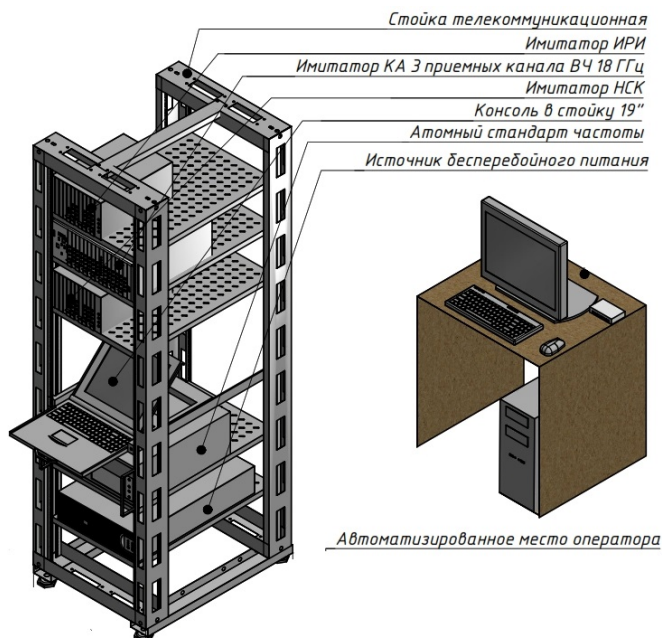


Рисунок 6 — Стенд калибровки и юстировки радиотехнической аппаратуры космических аппаратов

Стенд построен на базе платформы РХІ производства фирмы National Instruments. Это позволило достичь следующих возможностей.

1. Программное управление приборами стенда, в том числе:
 - изменение регулировок (коэффициенты усиления, ослабления);
 - произвольное задание формы сигналов, поступающих в аппаратные модули от программ управления;
 - обработка сигналов, поступающих из аппаратных модулей, и др.
2. Генерирование аналоговых сигналов, имитирующих сигналы источника радиоизлучения (ИРИ), их приём и аналого-цифровое преобразование.
3. Генерирование аналоговых радиочастотных сигналов, имитирующих сигналы линии связи «Земная станция — КА»; их приём и аналого-цифровое преобразование, демодуляция и декодирование. Имитация взаимодействия КА и Земной станции.
4. Имитация диаграммы направленности антенной системы как ИРИ, так и КА, что позволяет воспроизводить амплитудное или фазовое пеленгование ИРИ.
5. Реализация управления стендом и индикация результатов обработки в удобном и доступном для восприятия виде.
6. Учёт параметров приёмно-усилительных трактов КА.
7. Выполнение и отработка алгоритмов обработки данных на борту КА и Земной станции.

Предлагаемая платформа обладает практически неограниченным ресурсом по масштабированию систем её базы, что позволяет производить модернизацию, дополнения, расширение функциональных возможностей без внесения конструктивных изменений или переделки всего стенда.

Работа выполнена по заказу АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва».

6. Система навигации для БПЛА. Система навигации предназначена для высокоточного установления местоположения БПЛА в пространстве (долгота, широта, абсолютная высота, истинная высота) и определения вектора скорости (рисунок 7).

Система навигации предназначена для определения координат БПЛА (или другого объекта) в режиме реального времени с погрешностью менее 0,5 м в условиях местности со сложным рельефом. Координаты определяются относительно базовой станции в RTK-режиме.

Состав системы навигации:

- базовая станция (Base);
- мобильная станция (Rover);
- ретранслятор (Repeater).



Рисунок 7 — Демонстрационный макет системы навигации для БПЛА

Ретранслятор располагается на отдельном БПЛА и обеспечивает передачу поправок от базовой станции к роверу. Такое решение позволяет мобильной станции работать в RTK-режиме в условиях отсутствия прямой радиовидимости между базовой и мобильной станциями.

Технология Real Time Kinematics (RTK) предназначена для коррекции искажений навигационных сигналов, обусловленных атмосферными неоднородностями, помехами от стационарных и подвижных объектов, эффектами переотражения и многолучевости. Эта технология позволяет пользователю получать сантиметровую точность позиционирования в режиме реального времени. Метод RTK заключается в том, что в качестве опорной системы применён дополнительный навигационный приёмник базовой станции (base station), который размещен стационарно в пункте с точно известными координатами. Второй навигационный приёмник (мобильная станция) устанавливается на объекте, координаты которого необходимо измерить.

Базовая станция обрабатывает сигналы навигационных спутников и вычисляет координаты, сравнивая их с хорошо известными эталонными значениями. Специальное программное обеспечение определяет коэффициенты коррекции так, чтобы эталонные и расчётные данные координат базовой станции совпадали. Полученные корректирующие данные по радиоканалу через ретранслятор передаются на мобильные станции. Мобильная станция при определении своих координат учитывает эти поправки.

Ретранслятор работает на частоте 433 МГц с временным разделением каналов, т.е. принимает и ретранслирует пакеты от абонента по очереди. Разработанный макет ретранслятора может обеспечить скорость передачи данных до 1 Мб/с.

Ретранслятор на аппаратном уровне реализует функционал, значительно упрощающий выполнение ряда задач: автоматической обработки информационных пакетов в соответствии со стандартом IEEE802.15.4g, мониторинга активности в радиоканале, автоматического выхода из режима с пониженным энергопотреблением по началу передачи данных.

В состав приёмника входят МШУ, система автоматической регулировки усиления (АРУ) и АЦП. Усовершенствованный модуль АРУ регулирует входное усиление и позволяет трансиверу принимать сильные и слабые сигналы даже при наличии существенных помех. Каналы с высоким коэффициентом ослабления и фильтрация данных обеспечивают приём полезного сигнала при сильных помехах от соседних каналов.

Технические характеристики:

- работа по сигналам ГЛОНАСС, GPS, GALILEO, BeiDou;
- погрешность определения трёхмерных координат менее 0,5 м;
- частота выдачи навигационного решения до 5 Гц;
- дальность работы в RTK-режиме относительно базовой станции не менее 5 км;
- вес навигационного модуля, устанавливаемого на БПЛА, не более 50 гр (без антенны);
- потребляемая мощность мобильной станции не более 1 Вт.

Система навигации разработана в рамках реализации проекта «Разработка и создание прорывного комплекса для проведения геофизической разведки с помощью БПЛА «Аэротомография» в целях реализации плана мероприятий («дорожной карты») «Аэронет» Национальной технологической инициативы в период с 2019 по 2021 год.

7. Радиовысотомер для БПЛА предназначен для измерения высоты полёта БПЛА над поверхностью земли при полётах над лесом и другой поверхностью, покрытой растительностью (рисунок 8). Позволяет одновременно измерять два значения высоты — до твёрдой поверхности (грунта) и до верхней кромки растительности.

Технические характеристики:

- диапазон измерения высоты 1–100 м;
- диапазон частот 4,2–4,4 ГГц;
- девиация частоты 175 МГц;
- период ЛЧМ 512 мкс;
- мощность излучения 17 дБм;
- разрешающая способность 0,8 м.



Рисунок 8 — Макет радиовысотомера

Радиовысотомер разработан в рамках реализации проекта «Разработка и создание прорывного комплекса для проведения геофизической разведки с помощью БПЛА «Аэротомография» в целях реализации плана мероприятий («дорожной карты») «Аэронет» Национальной технологической инициативы в период с 2019 по 2021 год.

8. Разработка алгоритмов цифровой обработки сигналов на борту спутника-ретранслятора. Данная работа выполнялась по заказу АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» для анализа направлений развития современных спутниковых систем связи, формирование и обоснование требований к перспективным бортовым ретрансляционным комплексам. В работе были достигнуты следующие результаты.

1. Предложены варианты структурно-функциональных схем блока обработки сигналов для регенеративного (с обработкой на борту) и «прозрачного» («сквозного») типов бортового ретрансляционного комплекса.

2. Разработаны алгоритмы цифровой обработки сигналов при их кластерном приёме и передаче, включая метод банка фильтров и преобразования Фурье.

3. Разработаны алгоритмы расчёта весовых коэффициентов сигналов в парциальных лучах для цифрового формирования кластерного луча.

4. Обоснованы и разработаны методики расчёта добротности кластерного луча, формируемого парциальными лучами, для различных типов аналоговых трактов бортового ретрансляционного комплекса.

5. Обоснованы и разработаны методики перераспределения мощности между кластерными лучами, связанными с регулировкой мощности ретранслируемых сигналов абонентов.

6. Обоснованы и разработаны методики перераспределения частотного ресурса между кластерными лучами.

7. Разработаны электронные модели аналоговых приёмопередающих трактов абонентской и фидерной линии бортового ретрансляционного комплекса для среды SystemVue (рисунок 9).

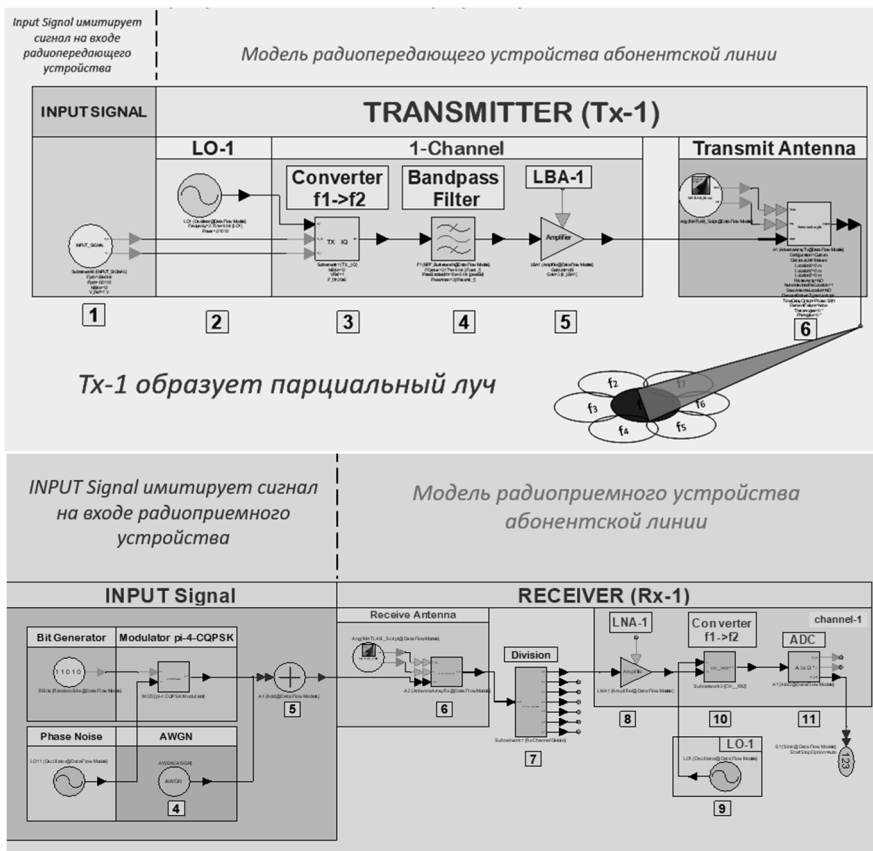


Рисунок 9 — Пример электронной модели аналоговых приёмопередающих трактов абонентской линии

9. Программный комплекс прогнозирования характеристик УКВ-сигналов [9–11] предназначен для решения следующих задач:

- оценки и прогнозирования статистических характеристик радиосигналов;
- прогноза дальности радио- и радиолокационной наблюдаемости источников радиоизлучения, дальности связи, нарушения траектории распространения радиосигнала из-за наличия неоднородностей атмосферы;
- имитации сигналов для проведения тестирования алгоритмов и программ, ориентированных на использование в аппаратуре устройств обработки радиосигналов.

Программный комплекс сочетает в себе приближённые быстрые и точные численные методы, основанные на решении волнового параболического уравнения, и позволяет моделировать двух- и трехмерное

распространение электромагнитных волн частотой от 100 МГц до 10 ГГц на расстояние до 500 км. При моделировании реализована возможность учитывать тропосферные неоднородности, слои повышенной и пониженной рефракции, рельеф и тип (пресная или морская вода, сухая или влажная почва, снег и т.п.) подстилающей поверхности. Точность оценки ослабления сигнала достигает 4–5 дБ.

На рисунке 10 приведены примеры работы программного комплекса.

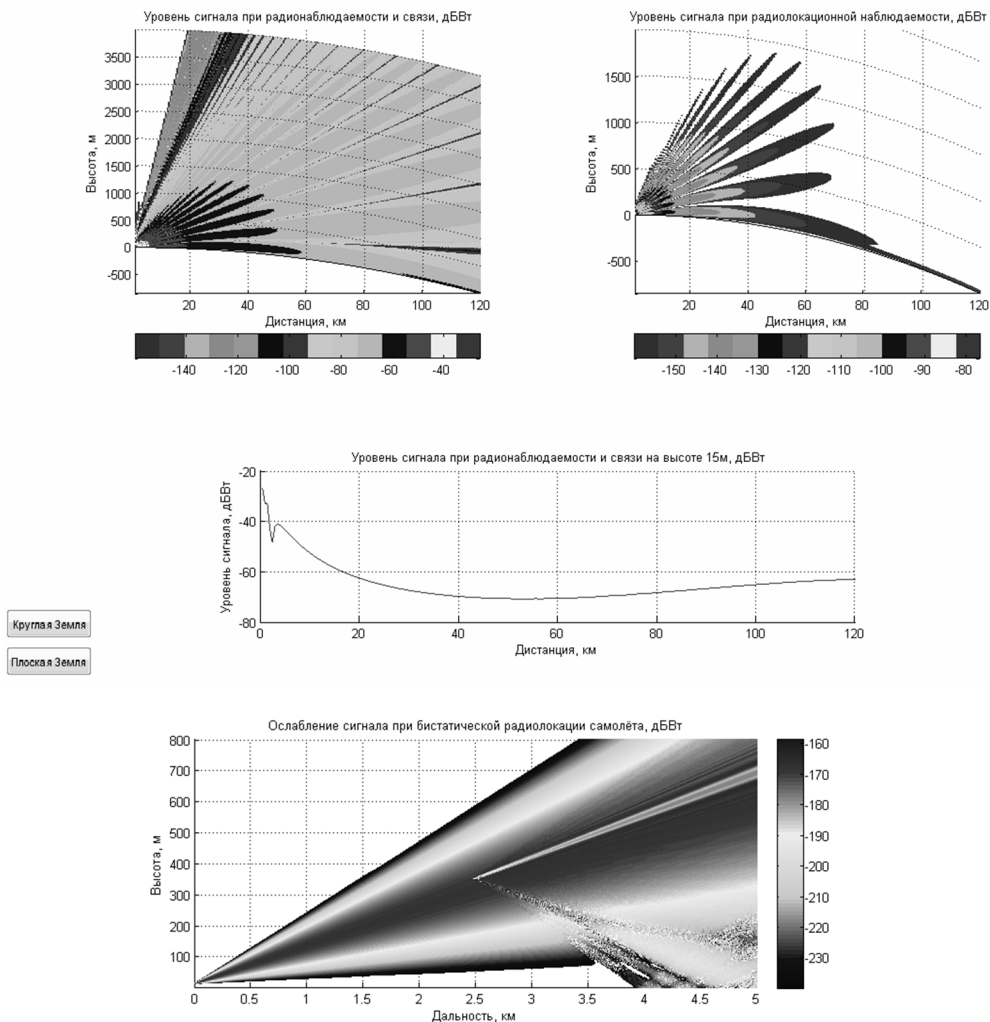


Рисунок 10 — Пример работы комплекса

Программный комплекс может быть внедрён в следующие системы как гражданского, так и военного направления:

- системы централизованного управления средствами связи, радиотехнической разведки, радиолокации и радиомониторинга;
- мобильные системы разведки, установленные на самолётах, кораблях и наземных объектах;
- системы прогнозирования параметров сигналов на сухопутных, морских и космических трассах.

Литература

1. НИИ радиотехнических систем (НИИ РТС): официальный сайт ТУСУР [Электронный ресурс]. URL: <https://tusur.ru/ru/o-tusure/struktura-i-organy-upravleniya/departament-nauki-i-innovatsiy/nii-radiotekhnicheskikh-sistem-nii-rts> (дата обращения: 28.09.2021).

2. Навигационный приемник системы автономной навигации космических аппаратов: официальный сайт ТУСУР [Электронный ресурс]. URL: <https://tusur.ru/ru/nauka-i-innovatsii/innovatsionnaya-deyatelnost/katalog-razrabotok-tusura/navigatsionnyu-priemnik-sistemy-avtonomnoy-navigatsii-kosmicheskikh-apparatov> (дата обращения: 28.09.2021).

3. Патент на полезную модель № 161460 Рос. Федерация. Двухвходовый четырехсистемный навигационный приемник космического аппарата с однократным холодным резервированием / Лебедев В.Ю., Корниенко В.Г., Крат М.В. Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей РФ 04.04.2016.

4. Программно-аппаратный комплекс моделирования процессов позиционирования космических аппаратов в автономном режиме: официальный сайт ТУСУР [Электронный ресурс]. URL: <https://tusur.ru/ru/nauka-i-innovatsii/innovatsionnaya-deyatelnost/katalog-razrabotok-tusura/programmno-apparatnyy-kompleks-modelirovaniya-protsesov-pozitsionirovaniya-kosmicheskikh-apparatov-v-avtonomnom-rezhime> (дата обращения: 28.09.2021).

5. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015662163. Программа анализа задержки навигационных сигналов / Лебедев В.Ю., Савин А.А., Тисленко В.И. [и др.]. Зарегистрировано в Государственном реестре программ для ЭВМ 18.11.2015.

6. Аппаратно-программный измерительный комплекс (АПИК) контроля технических параметров источников и приемников навигационных радиосигналов [Электронный ресурс]. URL: <https://tusur.ru/ru/nauka-i-innovatsii/innovatsionnaya-deyatelnost/katalog-razrabotok->

tusura/apparatno-programmnyy-izmeritelnyy-kompleks-apik-kontrolya-teh-nicheskikh-parametrov-istochnikov-i-priemnikov-navigatsionnyh-radiosig-nalov (дата обращения: 28.09.2021).

7. Антенна для навигационной аппаратуры потребителей: официальный сайт ТУСУР [Электронный ресурс]. URL: <https://tusur.ru/ru/nauka-i-innovatsii/innovatsionnaya-deyatelnost/katalog-razrabotok-tusura/antenna-dlya-navigatsionnoy-apparaturny-potrebiteley> (дата обращения: 28.09.2021).

8. Модуль трёхдиапазонной цифровой фазированной антенной решётки для навигационной аппаратуры потребителей [Электронный ресурс]. URL: <https://tusur.ru/ru/nauka-i-innovatsii/innovatsionnaya-deyatelnost/katalog-razrabotok-tusura/trehdiapozonnaya-tsifrovaya-fazirovannaya-antennaya-reshetka> (дата обращения: 28.09.2021).

9. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ RU 2017662432. Программа расчёта ослабления электромагнитного поля на морской трассе при наличии в тропосфере слоя повышенной рефракции / Захаров Ф.Н. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 07.11.2017.

10. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ RU 2017662433. Программа расчёта ослабления радиосигнала в зоне прямой видимости и дифракции при отсутствии слоистых неоднородностей в тропосфере / Захаров Ф.Н., Бутько В.А. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 07.11.2017.

11. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ RU 2017662893. Программа прогнозирования зон радионаблюдаемости, связи и радиолокационной наблюдаемости на морских трассах численным методом решения параболического уравнения с учётом слоистых неоднородностей тропосферы / Захаров Ф.Н., Кравец А.П., Филимонов В.А., Красненко Н.П. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 20.11.2017.

Лебедев Виталий Юрьевич – канд. техн. наук, директор Научно-исследовательского института радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: niirts@main.tusur.ru.

Захаров Фёдор Николаевич – канд. техн. наук, зав. лабораторией распространения радиоволн Научно-исследовательского института радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.

Key Works of the Research Institute of Radio Engineering Systems over the Past Ten Years

The report describes the main work of the Research Institute of Radio Engineering Systems for the period from 2011 to 2021.

Keywords: *radar, radio navigation, space systems, satellite navigation systems, electronic intelligence systems, communication systems, antennas, radio wave propagation.*

Lebedev Vitaly Yurievich – Candidate of Technical Sciences, Director of the Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: niirts@main.tusur.ru.

Zakharov Fedor Nikolaevich – Candidate of Technical Sciences, Head of the Laboratory of Radio Wave Propagation, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.

Секция 1. РАДИОФИЗИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 551.551.2

Н.П. Красненко, Д.С. Раков, А.С. Раков

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ ВОЗДУХА НА ОСНОВЕ ТЕЛЕВИЗИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ ЗА ИСТОЧНИКОМ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Рассматривается способ определения структурной характеристики показателя преломления воздуха на основе результатов телевизионного наблюдения удаленных объектов (наблюдение за точечным источником света). Приводятся формулы для расчета показателя преломления C_n^2 . Дано описание разработанного программного обеспечения в среде графического программирования LabView.

Ключевые слова: атмосфера, показатель преломления, видеокамера.

Наличие турбулентности в атмосфере приводит к флуктуациям показателя преломления воздуха. Эти флуктуации искажают волновой фронт распространяющихся в атмосфере световых волн, что приводит к изменениям углов прихода излучения. Такое явление используется для экспериментальной оценки структурной характеристики флуктуаций показателя преломления C_n^2 на приземной трассе [1–3].

В теории распространения сферической волны в турбулентной атмосфере дисперсия флуктуаций углов прихода σ_γ^2 описывается соотношением

$$\sigma_\gamma^2 = 1,1 C_n^2 L D^{-\frac{1}{3}}, \quad (1)$$

где L — длина трассы распространения оптической волны; D — диаметр линзы, создающей изображение объекта.

Экспериментальная оценка дисперсии флуктуаций углов прихода может быть получена на основе визуального, фотографического или телевизионного наблюдения удаленных объектов.

Один из способов непосредственной оценки дисперсии углов прихода волны заключается в анализе динамики изменений принятого изображения точечного источника света на ПЗС-матрице видеокамеры. Разместив точечный источник света на определенном удалении от приемника (ПЗС-матрицы видеокамеры), на последнем регистрируют пятно от светового пучка. Размер пятна и положение его оси будет непостоянным из-за случайных пульсаций турбулентной среды.

Проанализируем характеристики пятна. Изображение точечного источника представляет собой двумерную непрерывную функцию освещенности в плоскости анализа $E(x, y)$. Эта функция преобразуется фотоприемником на ПЗС в дискретную функцию $U(i, j)$, которая после процесса квантования по уровню преобразуется в матрицу $[E_{i,j}]$.

Используя в качестве модели распределения освещенности по изображению точечного излучателя двумерную функцию Гаусса, можно найти координаты x и y пятна изображения по максимуму освещенности. Для этого в текущем кадре определяются координаты пикселя с максимальным значением освещенности: номер строки $i = q$ и номер столбца $j = p$, значение освещенности $E_{q,p} = E_{\max}$.

Позиционная чувствительность камеры может быть повышена, если координаты x и y пятна изображения на ПЗС-матрице определять как центры тяжести центральных строки и столбца, содержащих элемент $e_{q,p}$ с максимальной освещенностью:

$$x = \frac{\sum_{j=0}^N j e_{q,j}}{\sum_{j=0}^N e_{q,j}} ; y = \frac{\sum_{i=0}^N i e_{i,p}}{\sum_{i=0}^N e_{i,p}} , \quad (2)$$

где N — размер выделенной области кадра.

Дальнейшая обработка заключается в оценке дисперсии отклонений координат x и y в заданной совокупности кадров K , связанной с временем экспозиции $T = K / k$, которое теперь может быть интерпретировано как скользящее временное окно. На интервале K определяются скользящие средние значения координат x_i и y_i :

$$x_l = \frac{\sum_{k=l-K+1}^l x_k}{K} ; y_l = \frac{\sum_{k=l-K+1}^l y_k}{K} , \quad (3)$$

а также дисперсия отклонения центра тяжести пятна изображения точечного источника

$$\sigma_l^2 = \frac{\sum_{k=l-K+1}^l (x_k - x_l)^2 + \sum_{k=l-K+1}^l (y_k - y_l)^2}{K} . \quad (4)$$

Значения координат, их средние значения и дисперсии имеют размерность шага a ПЗС-матрицы. Таким образом, значение дисперсии углов прихода σ_γ может быть оценено как

$$\sigma_\gamma = \frac{a\sigma}{F} , \quad (5)$$

где F — фокусное расстояние используемой оптической системы; σ — дисперсия отклонения центра тяжести пятна изображения точечного источника.

Формулу для определения текущего значения структурной характеристики определяют следующим образом:

$$C_n^2 = \frac{a^2 \sigma^2 D^{\frac{1}{3}}}{1,1 L F^2} . \quad (6)$$

Для проведения экспериментальных исследований в среде графического программирования LabView была разработана программа расчета структурного показателя преломления воздуха C_n^2 [4] на основе результатов телевизионного наблюдения удаленного объекта в виде точечного источника света.

Использование программы в режиме измерений возможно только совместно с установленной на ПК видеокамерой и точечным источником света, располагающимся на другом конце исследуемой приземной трассы.

Для уменьшения количества обрабатываемых данных в программе предусмотрено выделение только той области кадра, в которой располагается регистрируемое изображение источника света.

Особенностью программы является возможность производить расчет и визуализацию временных вариаций структурной характеристики показателя преломления воздуха на основе данных телевизионного наблюдения в режиме реального времени, доступно архивирование полученных результатов.

На рисунке 1 показано главное окно программы. Здесь пользователь может выбрать используемую видеокамеру, после инициализации которой произвести ее настройку по яркости, освещенности, контрастности. В начале работы пользователю необходимо нажать клавишу «Запись» для запуска выбранной видеокамеры. После этого произвести кадрирование изображения. Для начала выполнения измерений нажать клавишу «Старт расчета». В качестве вспомогательных данных отображаются значения центра тяжести светового пятна, матрица значений яркости, размер матрицы. В режиме измерения (рисунок 2) для пользователя предусмотрены несколько окон, показывающих процесс измерения как самого C_n^2 , так и сопутствующих параметров (дисперсии центра тяжести, среднего значения координат x и y).

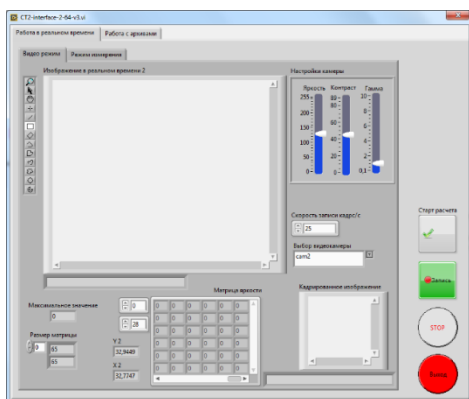


Рисунок 1 — Форма главного окна программы. Настройка первичных параметров

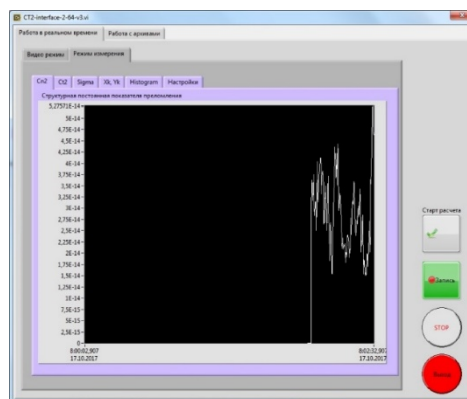


Рисунок 2 — Форма режима измерения параметра C_n^2

Алгоритм работы программы показан на рисунке 3. Следует отметить, что разработанная программа позволяет не только производить измерение заданных параметров и записывать данные на жесткий диск компьютера, но и выполнять обратную операцию — воспроизводить ранее записанные измерения.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИМКЭС СО РАН по проекту № 121031300155-8.

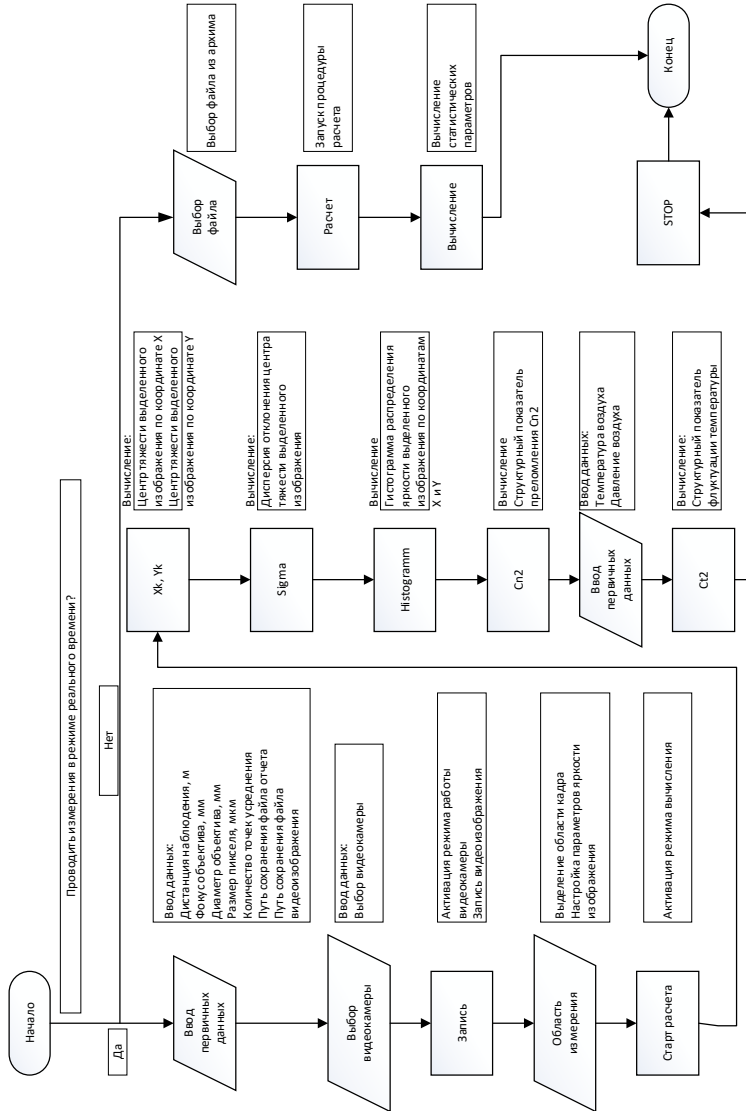


Рисунок 3 — Схема алгоритма работы программы

Литература

1. Андреев Г.А., Кузнецов В.М., Цейтлин В.Э. Размытие изображений в приземном слое атмосферы из-за флуктуаций углов прихода // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. 1971. Т. 7, № 9. С. 987–990.

2. Оценки структурной характеристики показателя преломления воздуха на основе результатов телевизионного наблюдения за объектами / А.И. Абрамочкин [и др.] // Оптика атмосферы и океана. Физика атмосферы: сб. докл. XIX междунар. симп. [Электронный ресурс]. Томск : Изд-во ИОА СО РАН, 2013. 1 CD-ROM. С. 178–181.

3. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. М. : Мир, 1981. Т. 2. 280 с.

4. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2018611312, Программа расчета структурной характеристики показателя преломления атмосферы по наблюдениям точечного источника света / Абрамочкин А.И., Красненко Н.П., Раков А.С., Раков Д.С. № 2017663130, заявл. 18.12.2017; опубли. 01.02.2018.

Красненко Николай Петрович — д-р физ.-мат. наук, проф., каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40; гл. науч. сотр. Института мониторинга климатических и экологических систем СО РАН, 634055, г. Томск, пр. Академический, 10/3, e-mail: krasnenko@imces.ru.

Раков Денис Сергеевич — канд. техн. наук, науч. сотр. Института мониторинга климатических и экологических систем СО РАН, 634055, г. Томск, пр. Академический, 10/3, e-mail: rds@tpu.ru.

Раков Александр Сергеевич — мл. науч. сотр. Института мониторинга климатических и экологических систем СО РАН, 634055, г. Томск, пр. Академический, 10/3.

В.Ю. Бузько, С.А. Удодов, С.Н. Иванов,
А.И. Горячко, Г.Ю. Чариков

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ БЕТОННЫХ КОМПОЗИЦИЙ

Рассматриваются радиофизические свойства радиопоглощающих бетонных композиций на основе низкостоймостного металлического порошкового сырья. Представлены данные по частотным зависимостям составляющих диэлектрических проницаемостей созданных образцов радиопоглощающих бетонов. Приведены рассчитанные усредненные тангенсы потерь созданных образцов радиопоглощающих бетонов для диапазонов мобильной связи 4G и 5G.

Ключевые слова: радиофизические свойства, бетонные композиции, радиопоглощение, радиоэкранирование.

В настоящее время с учетом развития беспроводных технологий передачи информации (высокочастотная радиосвязь, беспроводной интернет, спутниковые инфосистемы) остро стоит вопрос о влиянии высокочастотных электромагнитных излучений на человека и работу радиоэлектронных систем. Создание образцов строительных и конструкционных материалов нового поколения со специальными электромагнитными свойствами позволяет снизить проблему вредного влияния электромагнитных полей УВЧ- и СВЧ-диапазонов на человека и управляющие электронные технические системы за счет радиопоглощения/радиоэкранирования электромагнитных волн такими материалами.

Рассмотрим радиофизические свойства разработанных радиопоглощающих бетонных композиций на основе низкостоймостного сырья. В качестве радиопоглощающих наполнителей опробованы микропорошки латуни, конструкционной стали и дюралюминия, полученные путем переработки стружечного материала от механической токарной/фрезерной обработки металлических материалов. Экономическая целесообразность такого подхода связана с тем фактом, что использование специальных радиопоглощающих наполнителей (микропорошки ферритов, ферроэлектриков, углеродные микро- и наноматериалы) для производства конструкционных строительных материалов затруднено рядом причин: высокой стоимостью таких наполнителей с учетом их необходимой доли в бетоне, плохими структурно-механическими свойствами получаемых бетонов, низкой экологичностью.

Образцы металлической стружки, полученные от производителей мебели, очищались от примесей пыли двукратным просеиванием в восходящем потоке воздуха, потом промывались от жировых загрязнений небольшим количеством уайт-спирита и высушивались на воздухе. Затем они помещались в лабораторную шаровую мельницу МШЛ-01 и подвергались сухому перемолу в течение 30 мин до получения крупных микропорошков. Полученные порошки просеивались через лабораторные сита из нержавеющей стали для получения порошков с фракцией частиц $125 \text{ мкм} < \text{размер частиц} < 200 \text{ мкм}$.

Образцы радиопоглощающих бетонных композиций изготавливались методом литья в силиконовые формы из общестроительного портландцемента ПЦ 500 Д0 по ГОСТ 10178-85 при соотношении В/Ц = 0,32 с использованием 0,3 % поликарбоксилатного водоредуцирующего суперпластификатора Solimer MC (50%). Массовая доля металлических порошковых наполнителей составляла: для порошка латуни ЛС59-2 — 7%, для порошка стали Ст3 — 15%, для порошка дюралюминия Д16Т — 12%. Выбор концентрации металлических порошковых наполнителей обуславливался получением пригодных структурно-механических свойств образцов бетонных композиций. При превышении указанных уровней содержания металлических наполнителей прочностные свойства бетонных композиций начинали значительно ухудшаться. Для ускорения процесса твердения бетона после недельного созревания и распалубки проводилась тепловая обработка образцов при $t = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ в течение суток. Образцы для измерений подготавливались после 4-недельного срока созревания бетона. Для получения образцов на основе дюралюминия технология производства была видоизменена. Взаимодействие дюралюминия с портландцементом вызывает реакцию газообразования, что замедляет процесс распалубки. Ввиду этого принято решение подвергать тепловой обработке образцы непосредственно в силиконовых формах, обернутых целлофаном, при $t = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ в течение суток, что препятствовало испарению влаги и создавало эффект пропаривания. Затем образцы извлекались из форм и подвергались дальнейшему исследованию.

Внешний вид образцов бетонных радиопоглощающих материалов с порошковыми металлическими наполнителями для исследования их радиофизических свойств представлен на рисунке 1.

Исследование радиофизических свойств образцов бетонных радиопоглощающих материалов с порошковыми металлическими наполнителями осуществляли посредством векторного анализа цепей с использованием двухпортового векторного анализатора Деерасе КС901V (КНР) в коаксиальной ячейке НР-11566А стандартным способом. Расчет электромагнитных характеристик из измеренных пара-

метров рассеяния S_{11} и S_{21} для исследованных образцов осуществляли по методу Николсона–Росса–Вейра. Полученные частотные зависимости составляющих диэлектрических проницаемостей для созданных образцов радиопоглощающих бетонов приведены на рисунке 2.



Рисунок 1 — Образцы бетонных радиопоглощающих материалов с порошковыми металлическими наполнителями (слева направо: латунь, сталь, дюралюминий)

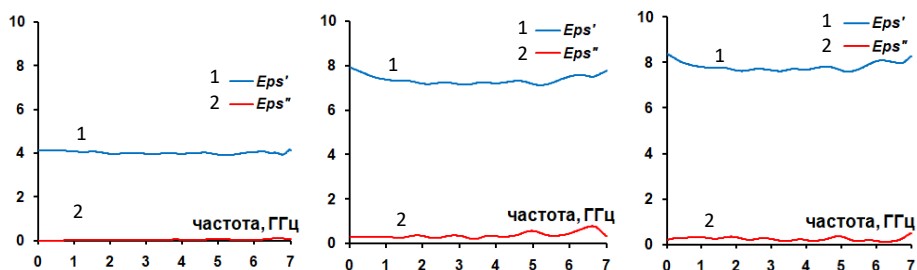


Рисунок 2 — Диэлектрические характеристики образцов бетонных радиопоглощающих материалов с порошковыми металлическими наполнителями (слева направо: латунь, сталь, дюралюминий)

Согласно полученным данным по радиофизическим свойствам можно сделать вывод о неэффективности использования порошка частиц латуни в качестве радиопоглощающего наполнителя для бетонных композиций. Это связано с высокой плотностью частиц латуни и их низкой объемной долей в композите, а также наблюдаемой коррозией частиц латуни в бетоне при его созревании. В свою очередь микрораспытки стали Ст3 и дюрала Д16Т пригодны в качестве низкостойких радиопоглощающих наполнителей для бетонов. При этом стоит учитывать наличие выраженных ферромагнитных свойств у микрораспытки Ст3 и появление дополнительных механизмов поглощения и диссипации энергии высокочастотного электромагнитного излучения в бетонных композициях на его основе.

В таблице 1 приведены усредненные тангенсы суммарных (магнитных и диэлектрических) потерь исследованных образцов радио-

поглощающих бетонов для диапазонов 4G (2,5–2,7 ГГц) и 5G (4,7–5,0 ГГц) мобильной связи.

Таблица 1 — Усредненные тангенсы потерь для исследованных образцов радиопоглощающих бетонов для диапазонов 4G и 5G мобильной связи

Образец наполнителя	$\text{tg}\mu + \text{tg}\epsilon$ (4G)	$\text{tg}\mu + \text{tg}\epsilon$ (5G)
Латунь	0,018	0,035
Сталь	0,085	0,099
Дюраль	0,067	0,064

Согласно данным таблицы 1 можно сделать вывод, что исследованный образец бетонной композиции на основе микропорошка латуни является практически радиопрозрачным для электромагнитных волн диапазона 4G мобильной связи и слабо поглощающим для волн диапазона 5G. В свою очередь образцы бетонных композиций на основе микропорошков стали Ст3 и дюрала Д16Т являются достаточно радиопоглощающими для электромагнитных волн как 4G, так и 5G диапазонов мобильной связи.

Таким образом, можно сделать вывод, что использование микропорошка Ст3 в виде 15% (масс.) добавки к литьевому бетону позволяет добиться достаточного для практических целей уровня радиопоглощения высокочастотных электромагнитных волн для диапазонов 4G и 5G мобильной связи.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Кубанского научного фонда и ФБГОУ ВО Кубанский государственный технологический университет в рамках научного проекта № МФИ-П-20.1/9 «Разработка и исследования строительных и конструкционных материалов со специальными электромагнитными свойствами».

Бузько Владимир Юрьевич — канд. хим. наук, директор НОЦ «Центр перспективных технологий и наноматериалов», Кубанский гос. технолог. ун-т, 350020, г. Краснодар, ул. Красная, 135, e-mail: bizkoptr@mail.ru

Удодов Сергей Алексеевич — канд. техн. наук, доцент, каф. ПСКиСМ, Кубанский гос. технолог. ун-т, 350072, г. Краснодар, ул. Московская, 2, e-mail: udodov-tec@mail.ru

Иванин Сергей Николаевич — канд. хим. наук, мл. науч. сотр., «Центр перспективных технологий и наноматериалов», Кубанский

гос. технолог. ун-т, 350020, г. Краснодар, ул. Красная, 135. e-mail: ivanin18071993@mail.ru

Горячко Александр Иванович — мл. науч. сотр., «Центр перспективных технологий и наноматериалов», Кубанский гос. технолог. ун-т, 350020, г. Краснодар, ул. Красная, 135. e-mail: alexandr_g_i@mail.ru

Чариков Григорий Юрьевич — аспирант, каф. ПСКиСМ, Кубанский гос. технолог. ун-т, 350072, г. Краснодар, ул. Московская, 2.

Radiophysical properties of microwave-absorbing concrete compositions

The article discusses the radiophysical properties of microwave-absorbing concrete compositions based on low-cost metal powder raw materials. The data on the frequency dependences of the components of the dielectric permittivity of the created samples of microwave-absorbing concrete are presented. The calculated averaged loss tangents of the created samples of microwave-absorbing concrete for 4G and 5G bands of mobile communication are given.

Keywords: radiophysical properties, concrete composites, microwave absorption, microwave shielding.

Buz'ko Vladimir Yurievich — PhD in Chemistry, Director of the Center for Advanced Technologies and Nanomaterials REC, Kuban State Technological University, 350020, Krasnodar, st. Krasnaya, 135, e-mail: buzkonmr@mail.ru

Udodov Sergey Alekseevich — Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of PSKiSM, Kuban State Technological University, 350072, Krasnodar, st. Moskovskaya, 2, e-mail: udodov-tec@mail.ru

Ivanin Sergey Nikolaevich — PhD in Chemistry, Junior Researcher, Center for Advanced Technologies and Nanomaterials, Kuban State Technological University, 350020, Krasnodar, st. Krasnaya, 135. e-mail: ivanin18071993@mail.ru

Goryachko Alexander Ivanovich — Junior Researcher, Center for Advanced Technologies and Nanomaterials, Kuban State Technological University, 350020, Krasnodar, st. Krasnaya, 135. e-mail: alexandr_g_i@mail.ru

Charikov Grigory Yurievich — postgraduate student, Department of PSKiSM, Kuban State Technological University, 350072, Krasnodar, st. Moskovskaya, 2.

В.Ю. Бузько, А.Е. Литвинов, С.А. Удодов,
И.Ю. Шуткин, А.И. Горячко

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ ПОЛИМЕРНЫХ КОМПОЗИТОВ ABS-МИКРОПОРОШКИ Ст3

Рассматриваются радиофизические свойства радиопоглощающих полимерных композитов на основе микропоршковых низкостоймостных ферромагнитных наполнителей из стали. Представлены данные по частотным зависимостям составляющих магнитных и диэлектрических проницаемостей созданных образцов радиопоглощающих полимерных композитов для диапазона частот 0,1–7 ГГц.

Ключевые слова: полимерные радиопоглощающие композиты, радиопоглощение.

Усиленное развитие беспроводных технологий передачи информации отражается в значительном росте влияния высоких уровней высокочастотных электромагнитных излучений на человека и радиоэлектронные системы. Вредное влияние УВЧ/СВЧ электромагнитных полей на человека, радиоэлектронные системы и измерительное оборудование можно устранять путем использования металл-полимерных радиопоглощающих структур, обеспечивающих эффективное поглощение электромагнитных волн.

В работе рассмотрены свойства созданных радиопоглощающих металл-полимерных композиций на основе низкостоймостных металлических наполнителей. В качестве радиопоглощающих наполнителей опробованы микропорошки стали Ст3, полученные переработкой материала от механической обработки резанием и шлифованием металлических материалов. Экономическая целесообразность такого подхода связана с тем фактом, что использование специальных радиопоглощающих наполнителей (микро- и наноразмерные порошки ферритов и ферроэлектриков, углеродные микро- и наноматериалы, электропроводящие полимеры) для производства конструкционных радиопоглощающих материалов ограничено высокой стоимостью таких наполнителей с учетом их необходимой доли [1–6].

Образцы металлических порошковых отходов конструкционной углеродистой стали Ст3, полученные от производителей металлических каркасов, очищались от примесей пыли двукратным просеиванием в восходящем потоке воздуха, потом промывались от жировых загрязнений уайт-спиритом и высушивались на воздухе. Магнитная

сепарация порошков с помощью неодимовых магнитов позволила выделить среднемагнитную фракцию, состоящую из шарообразных пористых частиц. Образцы высокомагнитной фракции опилок Ст3 помещались в лабораторную шаровую мельницу МШЛ-01 и подвергались сухому перемолу в течение 90 мин до получения микропорошков с хлопьевидными микрочастицами оптимального размера. Полученные порошки просеивались через лабораторные аналитические сита из немагнитной нержавеющей стали марки AISI 304 для получения магнитных микропорошков со сферическими частицами менее 50 мкм и фракцией хлопьевидных частиц максимальным размером менее 50 мкм и толщиной менее 20 мкм (рисунок 1).

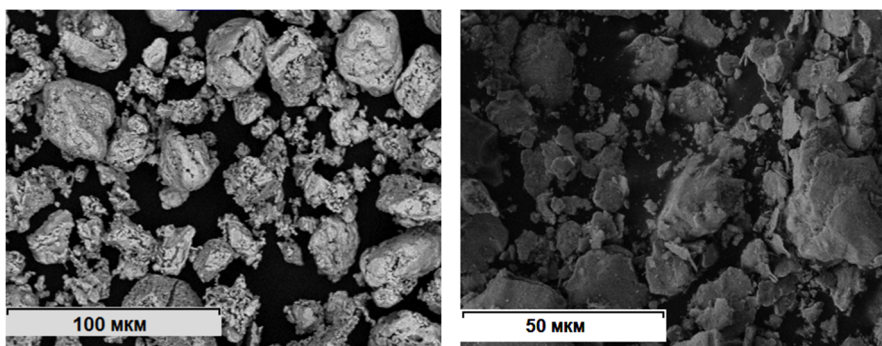


Рисунок 1 — Микрофотографии приготовленных порошков Ст3 сферической и пластинчатой формы

Образцы радиопоглощающих металл-полимерных композитов изготавливались из акрилонитрилбутадиенстирольного пластика (ABS) в качестве матрицы, расплавленного при 230 °С, и подготовленных порошковых металлических наполнителей с массовой долей 50% для обоих типов наполнителей. Выбор концентрации металлических порошковых наполнителей обуславливался получением желаемых структурно-механических свойств и достижением достаточного уровня радиопоглощения. Исследования радиофизических свойств металл-полимерных композитов проводили двухпортовым векторным анализатором цепей Deerace KC901V (КНР) в коаксиальной ячейке стандартным способом, расчет электромагнитных характеристик из измеренных параметров рассеяния S_{11} и S_{21} осуществляли по методу Николсона–Росса–Вейра.

Частотные зависимости составляющих магнитной и диэлектрических проницаемостей для созданных металл-полимерных композитов приведены на рисунках 2 и 3. Согласно данным рисунка 2 металл-полимерный композит на основе микросфер Ст3 показывает заметно худшие магнитные характеристики по сравнению с композитом на

основе микрохлопьев СтЗ. Это связано с наличием большого количества воздушных микропор в наполнителе из микросфер СтЗ и практически отсутствием микропор в микрохлопьях СтЗ.

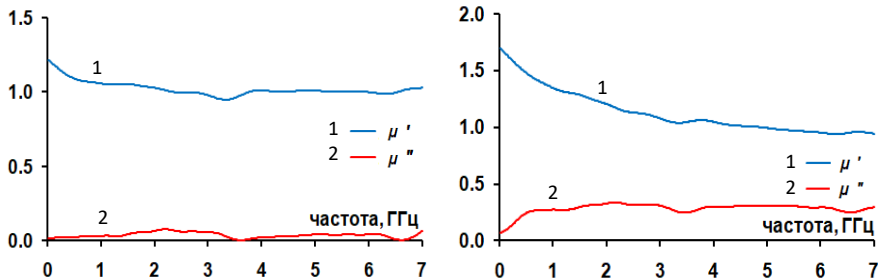


Рисунок 2 — Магнитные характеристики образцов металл-полимерных композитов (слева — микросферы СтЗ, справа — микрохлопья СтЗ)

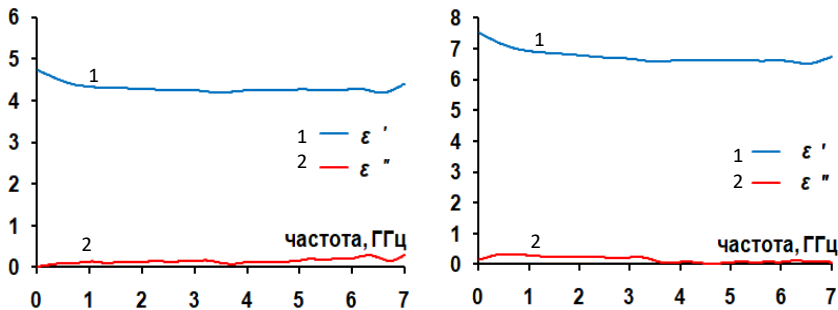


Рисунок 3 — Диэлектрические характеристики образцов металл-полимерных композитов (слева — микросферы СтЗ, справа — микрохлопья СтЗ)

Согласно данным рисунка 3 металл-полимерный композит на основе микросфер СтЗ показывает заметно худшие диэлектрические характеристики по сравнению с композитом на основе микрохлопьев СтЗ. Это также связано с наличием большого количества воздушных микропор в наполнителе из микросфер СтЗ по сравнению с микрохлопьями СтЗ, а также возможностью создания сетки электропроводящих микрочастиц для случая микрохлопьев в полимерной матрице ABS.

Разработанный металл-полимерный композит на основе микросфер СтЗ при нагреве выше 220 °С показывает высокую пластичность и текучесть по сравнению с композитом на основе микрохлопьев СтЗ, что делает его подходящим материалом низкой стоимости для промышленной филаментной 3D-печати высокочастотных конструктивных радиопоглощающих структур.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Кубанского научного фонда и ФБГОУ ВО Кубанский государственный технологический университет в рамках научного проекта № МФИ-П-20.1/9 «Разработка и исследования строительных и конструкционных материалов со специальными электромагнитными свойствами».

Литература

1. Горячко А.И., Иванин С.Н., Бузько В.Ю. Исследование электродинамических параметров композитных материалов на основе природного Fe_3O_4 // Журнал радиоэлектроники. 2020. № 7. С. 9–15.
2. Свойства электропроводящих магнитных композитов в диапазоне ультракоротких радиоволн / Д.А. Каликинцева [и др.] // Известия Российской академии наук. Серия Физическая. 2020. Т. 84, № 9. С. 1304–1306.
3. Goryachko A.I., Ivanin S.N., Buz'ko V.Yu. Electromagnetic properties of composite materials based on Nd-compound modified Fe-Si-Al alloy // Journal of Physics: Conference Series. 2020. Vol. 969. P. 012019.
4. Shamray I.I., Buz'ko V.Yu., Goryachko A.I. Changes in the structure and properties of nickel-zinc spinel nanoferrites series for 3D-printing // Journal of Physics: Conference Series. 2020. Vol. 969. P. 012101.
5. Горячко А.И., Бузько В.Ю., Иванин С.Н. Синтез, микроструктурные и электромагнитные характеристики кобальт-цинкового феррита // Конденсированные среды и межфазные границы. 2020. Т. 22, № 4. С. 446–452.
6. Свойства наноразмерного никель-цинкового феррита, полученного различными методами / В.Ю. Бузько [и др.] // Неорганические материалы. 2021. Т. 57, № 1. С. 41–46.

Бузько Владимир Юрьевич — канд. хим. наук, директор НОЦ «Центр перспективных технологий и наноматериалов», Кубанский гос. технолог. ун-т, 350020, г. Краснодар, ул. Красная, 135, e-mail: buzkopmr@mail.ru.

Литвинов Артем Евгеньевич — д-р техн. наук, доцент, проф. каф. наземного транспорта и механики, Кубанский гос. технолог. ун-т, 350020, г. Краснодар, ул. Красная, 135, e-mail: artstyleone@mail.ru.

Удодов Сергей Алексеевич — канд. техн. наук, доцент, каф. ПСКиСМ, Кубанский гос. технолог. ун-т, 350072, г. Краснодар, ул. Московская, 2, e-mail: udodov-tec@mail.ru

Шуткин Иван Юрьевич — аспирант каф. наземного транспорта и механики, Кубанский гос. технолог. ун-т, 350020, г. Краснодар, ул. Красная, 135. e-mail: 5206606@mail.ru

Горячко Александр Иванович — мл. науч. сотр., «Центр перспективных технологий и наноматериалов», Кубанский гос. технолог. ун-т, 350020, г. Краснодар, ул. Красная, 135. e-mail: alexandr_g_i@mail.ru

Radiophysical properties of microwave-absorbing polymer composites ABS-steel micropowders

The article discusses the radiophysical properties of radio-absorbing polymer composites based on low-cost micropowder ferromagnetic fillers made of steel waste. Data on the frequency dependences of the components of the magnetic and dielectric permittivities of the created samples of radio-absorbing polymer composites are presented for the frequency range 0.1–7 GHz.

Keywords: *polymer microwave-absorbing composites, microwave absorption.*

Buz'ko Vladimir Yurievich — Director of the «Center for Advanced Technologies and Nanomaterials», PhD in Chemistry, Kuban State Technological University, 350020, Krasnodar, st. Krasnaya, 135, e-mail: buzkonmr@mail.ru.

Litvinov Artem Evgenievich — Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Department of NTiM, Kuban State Technological University, 350020, Krasnodar, st. Krasnaya, 135, e-mail: artstyleone@mail.ru.

Udodov Sergey Alekseevich — Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of PSKiSM, Kuban State Technological University, 350072, Krasnodar, st. Moskovskaya, 2, e-mail: udodov-tec@mail.ru.

Shutkin Ivan Yurievich — postgraduate student, Department of NTiM, Kuban State Technological University, 350020, Krasnodar, st. Krasnaya, 135. e-mail: 5206606@mail.ru.

Goryachko Alexander Ivanovich — Junior Researcher, Center for Advanced Technologies and Nanomaterials, Kuban State Technological University, 350020, Krasnodar, st. Krasnaya, 135. e-mail: alexandr_g_i@mail.ru.

А.В. Колесников, Д.В. Федосов, А.В. Николаев

ОПТИМАЛЬНЫЕ ЧАСТОТЫ ЛИНИЙ ПОДЗЕМНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ ЧЕРЕЗ ПОРОДУ

Рассмотрены потери, характерные для подземного канала связи диапазона средних волн. Для значений электропроводности, соответствующей наиболее распространенным горным породам, приведены зависимости поглощения и мощности сигнала на выходе приёмной антенны. Проанализировано изменение величины принимаемой мощности от протяженности (глубины) радиотрассы.

Ключевые слова: подземная связь, затухание, эффективность антенны, малогабаритная антенна.

В настоящее время для связи в подземных горных выработках используются различные радиотехнологии [1, 2], а аварийная связь обеспечивается оборудованием от сверхдлинных до средних волн. В диапазоне средних волн получили распространение компактные портативные радиостанции с антеннами электрически малых размеров [3]. В этой связи возникает потребность анализа радиолиний с учётом факторов ослабления сигнала в среде и эффективности антенного оборудования на предмет выбора оптимальных частот работы портативных радиостанций.

Ослабление амплитуды поля в полупроводящей среде определяется выражением

$$E_X(x) = E_{x0} \exp(-\alpha X), \quad (1)$$

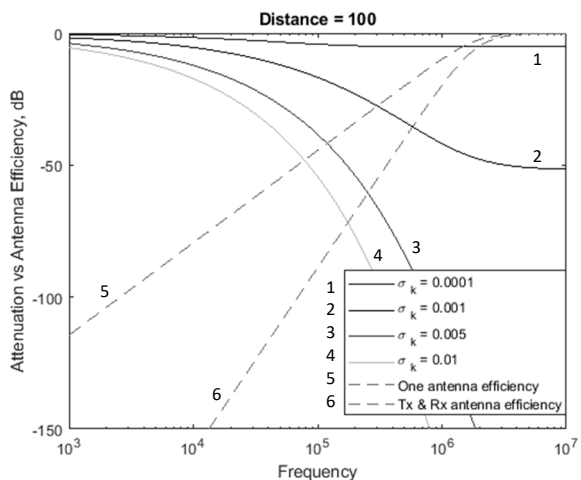
где коэффициент затухания — мнимая часть волнового числа

$$\alpha(\omega) = \operatorname{Im} \left(2\pi f \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} \sqrt{\varepsilon_k - i \frac{\sigma_k}{\omega \varepsilon_0}} \right); \quad (2)$$

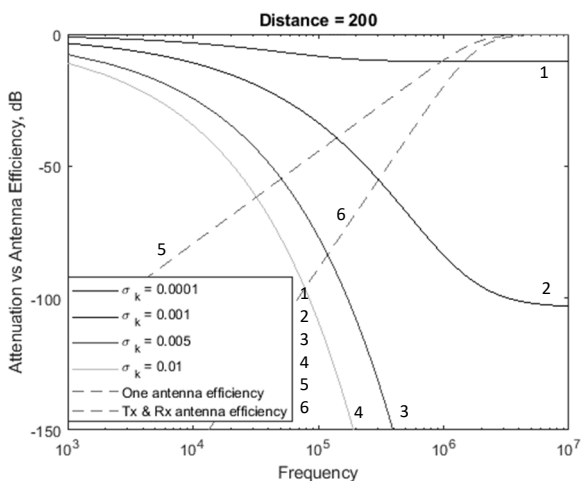
ε_0 и μ_0 — электрическая и магнитная постоянные; σ_k и ε_k — проводимость и диэлектрическая проницаемость среды.

Из [4] или [5] можно построить график зависимости КПД рамочной антенны от частоты при неизменных габаритах. В данном случае антенны имеют крайне малые электрические размеры и при понижении частоты их КПД резко падает. Поскольку КПД в точке резонанса значительно возрастает из-за резкого снижения добротности излучения, резонансные антенны сейчас находят наибольшее применение, их КПД увеличивается пропорционально добротности. На

рисунке 1 пунктиром приведены зависимости КПД от частоты для одной антенны и суммарного КПД для двух резонансных антенн (приёмной и передающей), для которых на 1 МГц КПД = 10 %. На рисунке 1 также приведены графики зависимостей потерь в полупроводящей среде L_X , рассчитанных по формулам (1), (2), при различных значениях электропроводности в децибелах. По графикам видно, что обе тенденции противоположны друг другу, в результате чего возникают некоторые оптимальные частотные поддиапазоны, отличающиеся для разных значений электропроводности и протяженности радиотрассы.



a



б

Рисунок 1 – Зависимости потерь в полупроводящей среде и КПД антенн от частоты для протяженности радиотрассы 100 м (*a*) и 200 м (*б*)

Мощность на выходе приёмной антенны в данном случае определяется выражением [6]

$$P_{RA} = \frac{P_0 D_1 \text{КПД}_1 D_2 \text{КПД}_2}{L_X}, \quad (3)$$

где P_0 — мощность передатчика; $D_1(\varphi)$ и $D_2(\psi)$ — коэффициенты направленности передающей и приёмной антенн в направлении радиотрассы между ними с учётом структуры горной породы и технологического устройства выработки. Поскольку D_1 и D_2 будут иметь различные значения в зависимости от места установки (геофизических и погодных условий, структуры породы и шахты, гипсометрии выработки, окружающих предметов и т.п.), ниже будет использовано условие $D_1 = D_2 = 1$. На рисунке 2 приведены зависимости мощности сигнала от протяженности радиотрассы на выходе приёмной антенны, рассчитанной по формуле (3), в децибелах.

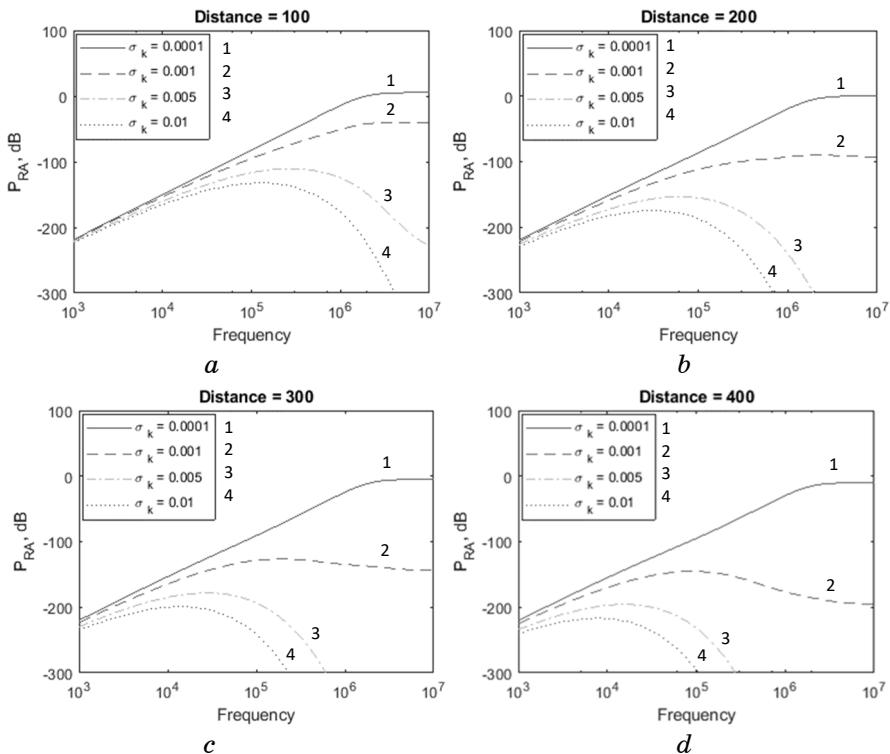


Рисунок 2 – Зависимости мощности сигнала на выходе приёмной антенны для различной протяженности радиотрассы (начало, окончание см. на с. 50)

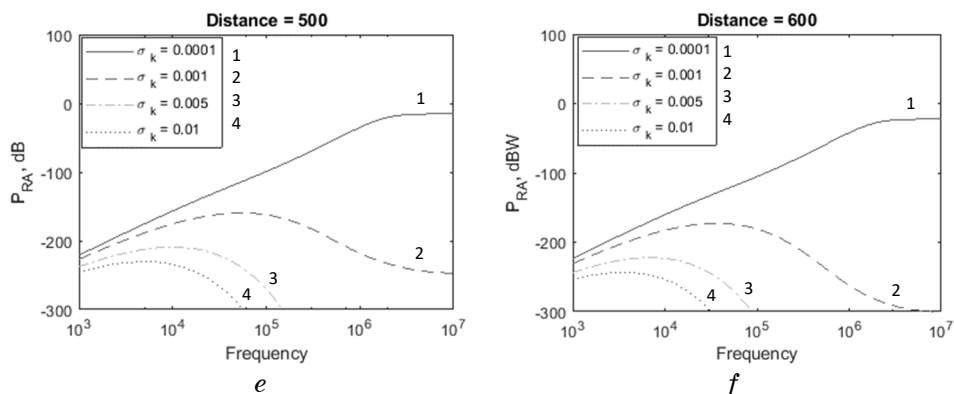


Рисунок 2 – Окончание (начало см. на с. 49)

Согласно рисунку 2 оптимальные частоты радиосвязи лежат в диапазоне между 10^4 и 10^7 Гц, при этом для связи на большой глубине при проводимости более 10^{-3} См/м необходимо использовать большую мощность радиостанций. В то же время на расстоянии порядка 100 м при умеренном шуме связь будет сохраняться для большинства горных пород. Стоит отметить, что во многих рудниках расстояние между горизонтами не превышает 100 м, т.е. при аварии на одном из них можно организовать экстренную двустороннюю связь с другим горизонтом. Данные зависимости получены в приближении плоской волны без учёта геофизических условий (в приближении сплошной среды) и наличия направляющих линий. Тем не менее сделанные выводы будут свойственны и для моделей, учитывающих большее количество специфических факторов.

Литература

1. Underground mine communications: a survey / S. Yarkan [et al.] // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2009. Vol. 11. P. 125–142. <https://doi.org/10.1109/SURV.2009.090309>.
2. A survey of wireless communications and propagation modeling in underground mines / A.E. Forooshani [et al.] // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2013. Vol. 15. P. 1524–1545. <https://doi.org/10.1109/SURV.2013.031413.00130>.
3. Федосов Д.В., Колесников А.В., Николаев А.В. Существующие и перспективные антенные решения для связи в подземных горных выработках // Электронные средства и системы управления : материалы МНПК. 2020. № 1-1. С. 121–124.
4. Balanis C.A. Loop antennas // Antenna theory. Analysis and Design. 4-th ed. John Wiley & Sons, Inc, 2016.

5. Муравьев Ю.К. Справочник по расчету проволочных антенн. Л. : ВАС, 1978. 392 с.

6. Теория передачи сигналов: учеб. для вузов / А.Г. Зюко [и др.]. М. : Связь, 1980. 288 с.

Колесников Андрей Викторович — инженер антенного оборудования, НПО «КВ-СВЯЗЬ», г. Омск, 644012, РФ. e-mail: kolesnikov.radio@yandex.ru.

Федосов Дмитрий Витальевич — канд. техн. наук, ген. директор НПО «КВ-СВЯЗЬ», г. Омск, 644012, РФ. e-mail: xferra@mail.ru.

Николаев Алексей Владимирович — д-р техн. наук, зав. каф. ТЭДиА МТУСИ, Москва, 111024, гл. науч. сотр. Института машиноведения им. А.А. Благонравова РАН, Москва, 101990, РФ. e-mail: alarmoren@yandex.ru.

Optimal frequencies of through-the-earth communication lines

The article deals with the losses typical for a through-the-earth communication line of the medium frequency range. For the values of electrical conductivity corresponding to the most common rocks, the dependences of attenuation and signal power at the output of the receiving antenna are given. The change in the value of the received power from the length (depth) of the radio path is considered.

Keywords: *underground communications, attenuation, antenna efficiency, electrically small antenna.*

Andrey Viktorovich Kolesnikov — engineer of antenna equipment, LCC "HF-COMMUNICATIONS", Omsk, 644012, RU. e-mail: kolesnikov.radio@yandex.ru.

Dmitry Vitalievich Fedosov — PhD in Technical Sciences, General Director, LCC HF-COMMUNICATIONS", Omsk, 644012, RU. e-mail: xferra@mail.ru.

Alexey Vladimirovich Nikolaev — Doctor of Technical Sciences, Head of the department of Technical electrodynamics and antennas, MTUCI, 111024, Moscow, RU, Chief researcher at the Mechanical Engineering Research Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, 101990, RU.

В.А. Суторихин, Н.Д. Малютин, В.С. Поздняков, А.А. Арутюнян

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕВЗАИМНОГО
ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ВОЛН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА
КРИСТАЛЛАМИ НИОБАТА ЛИТИЯ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ В НИХ
УЛЬТРАЗВУКОВЫХ УПРУГИХ КОЛЕБАНИЙ**

Показано, что при возбуждении упругих ультразвуковых колебаний в кристаллах наблюдается модуляция фазы отраженной волны от системы «кристалл–диэлектрик–металл», в результате чего возникает эффект не взаимности обратного рассеяния. Невзаимность определена как неравенство коэффициентов матрицы обратного рассеяния на побочной диагонали. Детектирование разности фаз напряжения волны обратного рассеяния и напряжения падающей (излучаемой) волны при возбуждении упругих колебаний дал уровень полезного сигнала до 50 дБ, превышающий уровень шумов приемно-передающего тракта радара. Экспериментально установлено, что амплитуда и частота максимума огибающей спектральных составляющих обратного рассеяния зависит от угла поворота осей симметрии кристаллов относительно поляризации падающей электромагнитной волны и от ориентации кристаллов в пространстве.

Ключевые слова: *невзаимное обратное рассеяние, ультразвуковые колебания, кристаллы ниобата лития, матрица обратного рассеяния.*

Введение

Создание метасред и их элементов со специфическими не взаимными свойствами в последнее время стало определившейся проблемой, решение которой направлено на поиск новых возможностей систем связи и радиолокации следующего поколения [1–3]. Поэтому актуальны исследования новых и совершенствование известных способов управления параметрами элементов, входящих в метасреды. Метасреды при использовании их в составе систем связи, радиолокации или в качестве объекта исследований рассматриваются как некая фильтрующая среда при работе «на просвет» или как отражающая среда при функционировании в режиме «на отражение» [4–10].

В настоящей работе представлена установка для исследования обратного рассеяния в режиме «на отражение» волн миллиметрового СВЧ-диапазона кристаллами ниобата лития, в которых возбуждаются

упругие ультразвуковые волны. Приведены результаты измерений обратного рассеяния двух образцов кристаллов. В связи с этим уточняется определение матрицы обратного рассеяния и невязности применительно к исследованию отражающей системы с изменяемыми параметрами.

К определению невязности обратного рассеяния

Существуют разные подходы к определению невязности при исследовании обратного рассеяния [1, 11]. Один из них состоит в сравнении внедиагональных элементов матрицы обратного рассеяния S_p при смене поляризации излучаемого радиосигнала с горизонтальной H на вертикальную V [12–14]:

$$S_p = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{VH} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

коэффициенты на главной диагонали S_{HH} , S_{VV} определяются соответственно при излучении и приеме одинаковых поляризаций, а коэффициенты на побочной диагонали S_{VH} и S_{HV} определяются при излучении V , а при приеме H поляризации для S_{VH} , и наоборот для S_{HV} . Коэффициенты матрицы S_p комплексные, поэтому на самом деле может иметься неравенство амплитуд и фазовых сдвигов спектральных составляющих радиосигнала.

Другое определение невязности необходимо для так называемых пространственно модулируемых систем [15], называемых системами 4D-типа с возможностью обрабатывать сигналы в пространстве 3D и во времени. Рассматриваемый нами объект относится также к типу 4D, так как его состояние изменяется во времени при возбуждении в нем упругих волн. Принимаемые сигналы обратного рассеяния в данном случае можно сравнивать и формировать на этой основе матрицу рассеяния S_p вида (1), как это сделано в [16, 17]. Однако при таком подходе необходимы одинаковые условия, т.е. либо кристалл подвергается воздействию ультразвука, либо возбуждение отсутствует. Если сравнивать принимаемые сигналы при включении-выключении воздействия, то определение матрицы рассеяния (1) некорректно. В этом варианте состояния системы можно ограничиться опытом сравнения отраженного сигнала $UO_{XY}(t)$ от объекта, не возбуждаемого ультразвуком, и отраженного сигнала $Um_{XY}(t)$ при воздействии ультразвука (X — индекс поляризации излучаемого электромагнитного поля (ЭМП), Y — индекс параметра, характеризующего ориентацию исследуемого объекта по отношению к вектору поляризации

излучаемого ЭМП). Изменяемыми параметрами могут быть амплитуда, фаза или то и другое. В настоящей работе в установке определяется фазовый сдвиг между напряжениями излученного и отраженного от кристалла ниобата лития сигнала с помощью фазового детектора. При этом может изменяться ориентация осей симметрии объекта относительно вектора поляризации падающей волны и формально определение матрицы рассеяния схоже с выражением (1). Предлагается определять матрицу рассеяния в соответствии с формулой

$$Sp = \begin{bmatrix} U0_{HY}(t) & U0_{HY}(t) \\ Um_{HY}(t) & Um_{HY}(t) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

В выбранной нами установке излучается и принимается сигнал горизонтальной поляризации, но при этом меняет свое положение объект исследований. Обозначим первым индексом горизонтальную поляризацию излучаемого поля через H , а вторым индексом угол поворота в градусах осей симметрии относительно начального положения. Изменение положения кристалла и параметров ультразвукового воздействия дает возможность получить семейство матриц обратного рассеяния Sp и качественно исследовать параметры кристаллов. Будем считать обратное рассеяние невзаимным, если в выражении (2) имеют место неравенства

$$U0_{HY1}(t) \neq Um_{HY1}(t) \text{ и/или } U0_{HY2}(t) \neq Um_{HY2}(t), \quad (3)$$

которые характеризуют изменение состояния исследуемого объекта при определенном его положении относительно источника поля. Коэффициенты матрицы Sp в формуле (2) являются вещественными функциями времени t . Применяя к $U0_{HY1}(t), \dots, Um_{HY2}(t)$ преобразование Фурье, получаем оценку спектральных характеристик матрицы обратного рассеяния, которую обозначим как Sps .

Наиболее важное отличие определений (2) и (3) от определения (1) состоит в том, что исходный радиочастотный сигнал, с помощью которого облучается объект, может быть, например, гармоническим, а отраженный радиочастотный сигнал той же частоты в простейшем случае модулирован отражающим объектом по амплитуде и/или фазе. Модуляция отраженного сигнала может иметь разное назначение в системе [15].

В настоящей работе поставлена цель исследования обратного рассеяния электромагнитной волны линейной поляризации с частотой 33 ГГц от кристаллов ниобата лития при возбуждении в них ультразвуковых колебаний внешним пьезоэлектрическим преобразователем. Один образец выращен из затравки кристалла круглой формы,

другой – в виде пластины прямоугольной формы, вырезанной из кристалла по направлению X .

Установка для исследования невзаимного обратного рассеяния

Установка для экспериментального исследования обратного рассеяния при решении схожих с поставленной задачей разрабатывалась ранее [17–21]. В настоящей работе для изучения обратного рассеяния кристаллов СВЧ-волн на частоте 33 ГГц при воздействии ультразвука использовалась установка, структурная схема которой показана на рисунке 1. Установка включает: 1 — СВЧ-сенсор, основа которого доплеровский радар с частотой излучаемого сигнала 33 ГГц; 2 — генератор ультразвука на частоте 53,3 кГц; 3 — кристалл ниобата лития производства ООО «Кристалл-Т» (рисунок 2); 4 — пьезоэлектрический преобразователь МА40Е9-1; 5 — отражающий экран с диэлектрической прокладкой; 6 — усилитель-преобразователь сигнала, поступающего с выхода фазового детектора СВЧ-сенсора с переносом частоты 53,3 кГц на более низкую частоту ~9 кГц и выходом на ПЭВМ; 7 — блок питания СВЧ-сенсора; 8 — индикатор настройки сенсора по максимуму чувствительности сенсора.

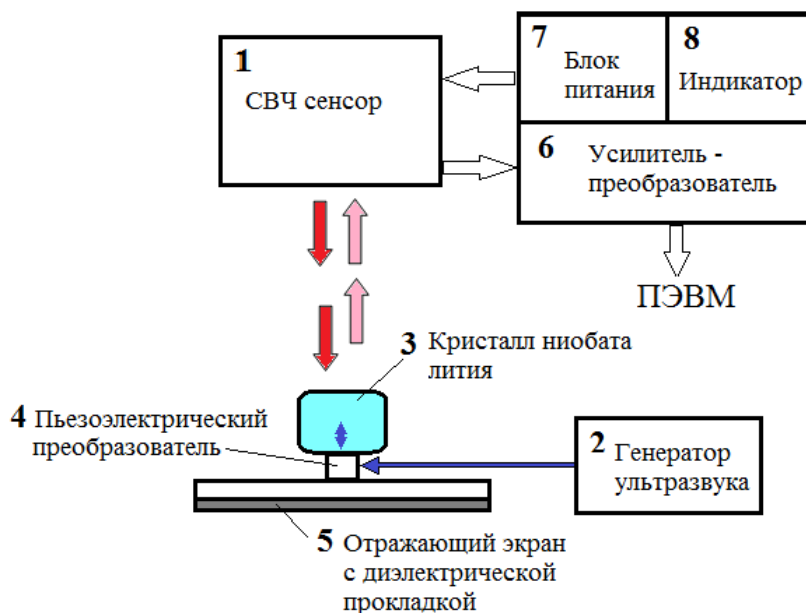


Рисунок 1 — Установка для исследования обратного рассеяния кристаллов на СВЧ при воздействии на образцы ультразвуковых колебаний

Параметры кристалла вследствие возбуждаемой в них упругой волны изменяются с частотой генератора ультразвука f_r . Это, прежде всего, эффективная диэлектрическая проницаемость ϵ_{eff} кристалла в направлении падающей на кристалл электромагнитной волны.

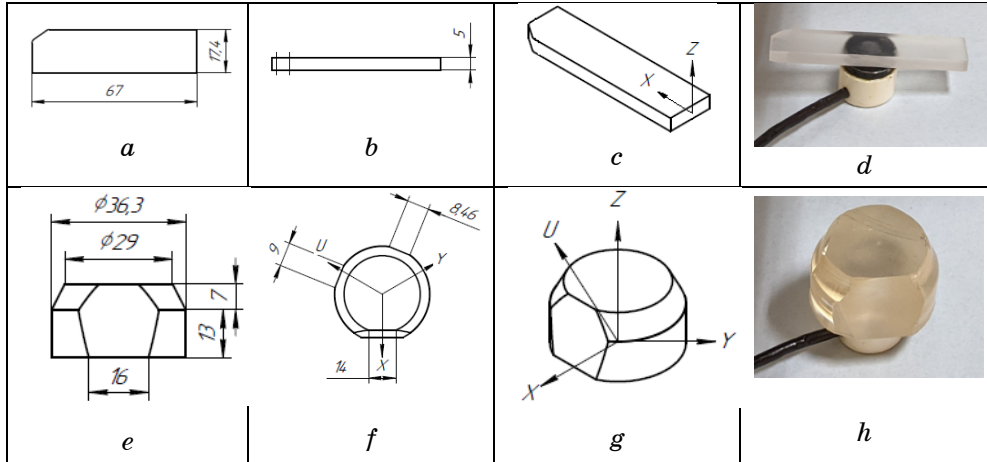


Рисунок 2 — Кристалл ниобата лития. Обработанный в виде пластины: a — вид сверху; b — вид спереди; c — 3D-вид; d — фотография.

Выращенный: e — вид спереди; f — вид сверху; g — 3D-вид; h — фотография (пьезоэлектрический преобразователь установлен снизу)

Затем прошедшая через кристалл волна отражается от экрана и уже в виде отраженной волны вновь проходит через кристалл, принимается СВЧ-сенсором. Изменение ϵ_{eff} для падающей и отраженной волн в кристалле приводит к набегу фазового сдвига волны, пропорционального размеру кристалла и в зависимости от его ориентации по отношению к фронту электромагнитной волны, а также к вектору поляризации излучаемого электромагнитного поля. Излучаемое электромагнитное поле имеет линейную поляризацию, что проверялось с помощью измерительной антенны также линейной поляризации. Цель экспериментальных исследований состояла в измерении обратного рассеяния СВЧ от кристаллов ниобата лития при возбуждении в них упругой волны ультразвука.

Экспериментальные результаты

Проведены измерения обратного рассеяния двух кристаллов, показанных на рисунке 2. Кристалл в виде пластины (рисунок 2, $a-d$) устанавливался на пьезоэлектрический преобразователь 4 (см. рисунок 1), а сам преобразователь крепился на диэлектрической прокладке

ке толщиной 5 мм с относительной диэлектрической проницаемостью, примерно равной 1,5. Кристалл устанавливался в двух положениях. Первое — горизонтально и параллельно вектору поляризации излучаемого ЭМП (рисунок 2,*d*), второе — кристалл ставился вертикально на пьезоэлектрический преобразователь. Генератор ультразвуковой частоты включался при записи принимаемого сигнала три раза с интервалами менее 1 с, время записи 10 с. Зависимость $U(t)$ записывалась с помощью ПЭВМ (см. рисунок 1), затем проводился спектральный анализ $U(t)$ с применением стандартных процедур MathCAD.

Зависимость $U(t)$ для первого (горизонтального) варианта установки пластины показана на рисунке 3,*a*, для второго (вертикального) — на рисунке 3,*b*. Результаты спектрального анализа приведены на рисунке 3,*c* и рисунке 3,*d* соответственно. После измерения обратного рассеяния от кристаллов проверялось влияние отражения от поверхности пьезоэлектрического преобразователя, не связанного с модуляцией фазы отраженного сигнала вследствие изменения эффективной диэлектрической проницаемости ϵ_{eff} материала пластины. Также при трехкратной подаче на возбудитель напряжения от генератора ультразвука была записана зависимость $U(t)$, что иллюстрирует рисунок 3,*e*. Визуально модуляция $U(t)$ не наблюдалась, это подтвердил спектральный анализ сигнала (рисунок 3,*f*). Сравнение рисунков 3,*a,b* и рисунка 3,*e* показывает возрастание $U(t)$ примерно на 3 мВ по сравнению с сигналом от пьезоэлектрического преобразователя в интервалах времени отсутствия ультразвука, что связано с появлением отражения от самого кристалла и внесением фазового сдвига в отраженный сигнал. При подаче модулирующего напряжения на пьезоэлектрический преобразователь и появлении ультразвуковых колебаний в кристалле наблюдается ярко выраженное возрастание $U(t)$ при обоих положениях пластины (рисунок 3,*a,b*). Как и следовало ожидать, модуляция фазы отраженного сигнала при вертикальной установке пластины больше, чем при горизонтальном расположении. Это объясняется разницей путей прохождения через пластину падающей и отраженной составляющих волн в зависимости от ее положения по отношению к фронту волны.

В процессе измерений обратного рассеяния выращенного кристалла ниобата лития (см. рисунки 2,*e-f*) кристалл вращался вокруг оси z так, что оси симметрии оказывались под разными углами φ относительно вектора горизонтальной поляризации излучаемого

передающей антенной СВЧ-сенсора ЭМП. Отсчет ведется от среза с наибольшей площадью. Семейство графиков частотной зависимости обратного рассеяния показано на рисунках 4, *a–d*. Измерения проведены при разных углах поворота φ кристалла вокруг оси z плоскости среза с наибольшей площадью относительно вектора поляризации излучаемого сигнала.

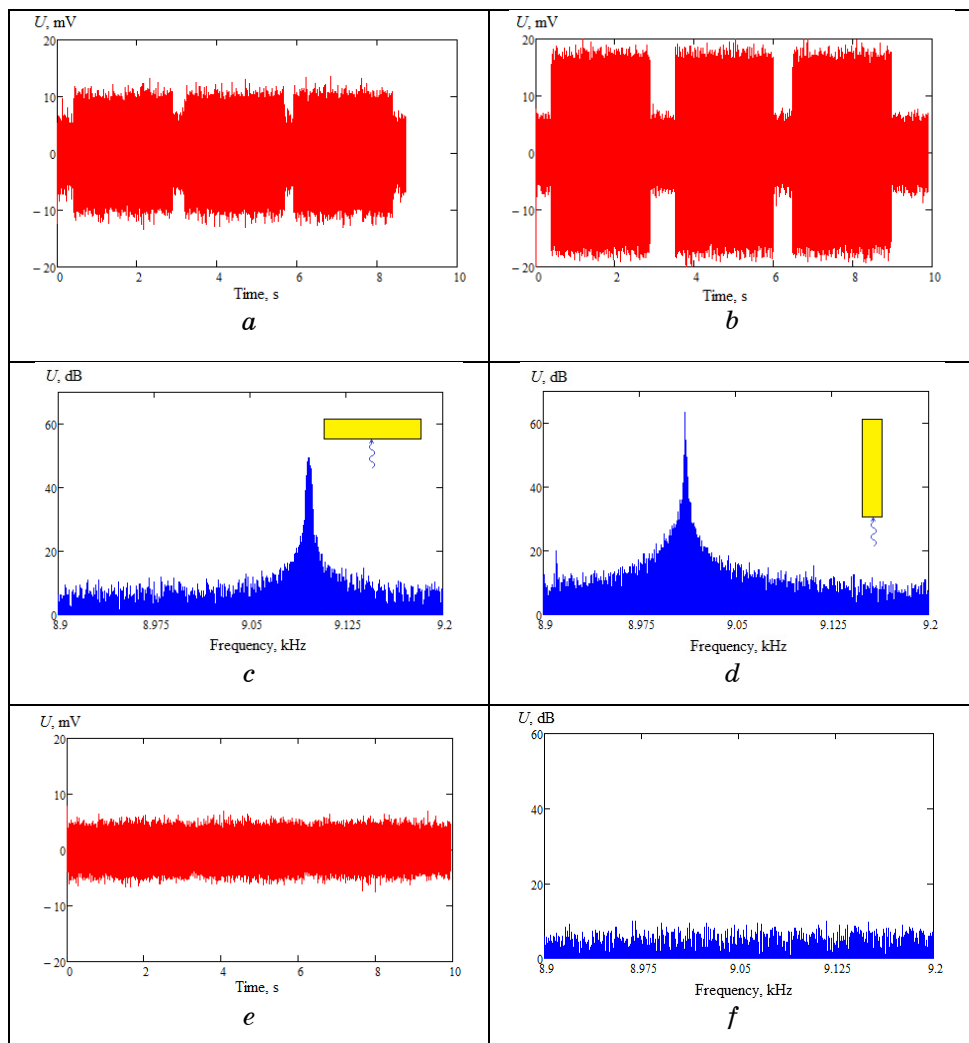


Рисунок 3 — Осциллограммы напряжения на выходе усилителя-преобразователя при трехкратном включении ультразвукового генератора (*a, b, e*). Спектральные характеристики обратного рассеяния от кристалла ниобата лития при горизонтальном (*c*) и вертикальном (*d*) положении относительно фронта падающей. Спектральная характеристика обратного рассеяния от пьезоэлектрического преобразователя (*f*)

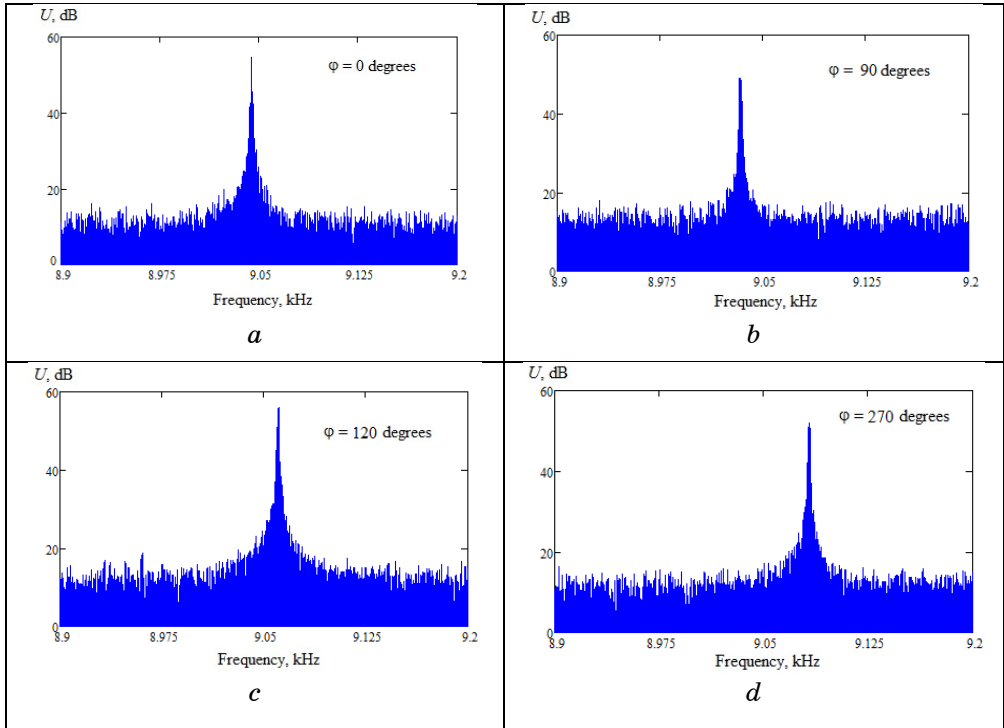


Рисунок 4 — Спектральные характеристики обратного рассеяния от выращенного кристалла ниобата лития при разных углах φ поворота осей симметрии относительно вектора поляризации излучаемого электромагнитного поля

По данным измерений было записано выражение (3) для матрицы S_{ps} . Обозначим коэффициенты матрицы в левой части выражения, они определялись на фиксированной частоте 9,0442 кГц (размерность в децибелах). Невзаимность проявляется в неравенстве коэффициентов в столбцах матрицы:

$$S_{ps} = \begin{bmatrix} U_{H0}(f) & U_{H90}(f) \\ U_{mH0}(f) & U_{mH90}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 7,5888 & 4,6465 \\ 54,684 & 11,482 \end{bmatrix}_{f=9,0442 \text{ кГц}}. \quad (4)$$

Для характеристики изменения частоты максимума спектральной составляющей при изменении ориентации кристалла по отношению к вектору поляризации излучаемого поля запишем матрицу S_{ps} в виде выражения

$$S_{ps} = \begin{bmatrix} \max U_{H0}(f) & \max U_{H90}(f) \\ \max U_{mH0}(f) & \max U_{mH90}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5,5888 & 0,9096 \\ 54,684 & 48,8430 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

В этом варианте записи первый столбец получен в соответствии с рисунком 3,*a* на частоте $f = 9,0442$ кГц, второй столбец соответствует рисунку 3,*b* и частоте $f = 9,0330$ кГц.

Анализ графиков рисунка 4 показывает существенную зависимость амплитуды огибающей спектральных составляющих обратного рассеяния от угла поворота осей симметрии φ относительно горизонтальной поляризации падающей электромагнитной волны. Наибольшая амплитуда наблюдается при повороте на $\varphi = 120$ град. При этом также происходит изменение ширины полосы частот и смещение центральной частоты.

Введено определение матрицы рассеяния для объектов с параметрами, зависящими от времени. Представленная установка и результаты измерения иллюстрируют возможность экспериментального исследования обратного рассеяния волн миллиметрового диапазона от кристалла ниобата лития при возбуждении в нем ультразвуковых колебаний. Показано, что метод измерения, основанный на определении глубины фазовой модуляции отраженной волны от системы «кристалл–диэлектрик–металл» при возбуждении упругих ультразвуковых волн в кристалле, обеспечивает достаточно высокую чувствительность с превышением уровня полезного сигнала до 50 дБ по отношению к уровню шумов приемно-передающего тракта СВЧ-сенсора. Экспериментально установлено, что амплитуда и частота максимума огибающей спектральных составляющих обратного рассеяния зависит от угла поворота осей симметрии кристалла относительно поляризации падающей электромагнитной волны миллиметрового диапазона, от ориентации кристалла в пространстве. Получаемые при этом данные измерений дают качественную информацию о пьезоэлектрических свойствах материала кристаллов, наличии в них упругих волн, что может использоваться в процессе экспресс-диагностики материалов.

Использование разработанной установки позволяет сделать вывод о возможности применения кристаллов ниобата лития в качестве датчика ультразвуковых колебаний для бесконтактной диагностики систем в миллиметровом диапазоне СВЧ и передачи информации посредством воздействия на кристаллы ультразвуком.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект № FEWM-2020-0039 от 01.03.2020.

Благодарности

Выражаем благодарность сотрудникам ООО «Кристалл-Т». Измерения проведены на оборудовании ЦКП «Импульс» Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

Литература

1. Sychev A.N., Malyutin N.D. Modern devices, antennas and reflectors with nonreciprocal properties (review) // *Journal of Radio Electronics*. 2020. No 11. URL: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.2>.

2. Taravati S., Kishk A.A. Space-time modulation: Principles and applications // *IEEE Microw. Mag.* 2020. Vol. 21, No 4. P. 30–56.

3. Nonreciprocal Yagi-Uda filtering antennas / W.J. Zang, [et al.]. DOI: 10.1109/LAWP.2019.2947847 [On-line]: <https://arxiv.org/abs/1906.06418>.

4. Nonreciprocity in antenna radiation induced by space-time varying metamaterial cloaks / D. Ramaccia [et al.] // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2018. Vol. 17, No 11. P. 1968–1972. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2870688.

5. Nonreciprocal metasurface with space-time phase modulation / X. Guo [et al.]. [On-line] www.nature.com/lisa.

6. Al-Nuaimi M.K.T., Hong W., Mahmoud A. Design of cross polarization conversion metasurface using dumbbell-like unit cell // *Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, Xi'an. 2017. P. 1–3. DOI: 10.1109/APCAP.2017.8420433.

7. Dual-band high-efficiency polarization converter using an anisotropic metasurface / B. Lin [et al.] // *Journal of Applied Physics*. 2016. Vol. 119. P. 183103. [On-line] <https://doi.org/10.1063/1.4948957>.

8. Khan M.I., Fraz Q., Tahir F.A. Ultra-wideband cross polarization conversion metasurface insensitive to incidence angle // *Journal of Applied Physics*. 2017. Vol. 121. P. 045103. [On-line] <https://doi.org/10.1063/1.4974849>.

9. Khan M.I., Khalid Z., Tahir F.A. Linear and circular-polarization conversion in X-band using anisotropic metasurface // *Scientific Reports*. 2019. Vol. 9. P. 4552. <https://doi.org/10.1038/s41598-019-40793-2> [On-line]: <https://www.nature.com/articles/s41598-019-40793-2>.

10. Taravati Sajjad, Eleftheriades G.V. Full-duplex reflective beamsteering metasurface featuring magnetless nonreciprocal amplification // *Nature Communications*. 2021, July.

11. Boerner W.M., Yamaguchi Y. A State-of-the-Art Review in Radar and its Applications in Remote Sensing // IEEE Aerosp. and Electron. Syst. Mag. 1990. No 5. P. 3–6.
12. Khlusov V.A. Parameterization of non-mutual media backscattering matrix of nonreciprocal media // Atmospheric Ocean Opt. 1995. Vol. 8, No 10. P. 1441.
13. Khlusov V.A. A Parametrization of the Backscattering Matrix of Nonreciprocal Media // Optics of Atmosphere and Ocean. 1995. Vol. 8, No 10. P. 1441–1445.
14. Khlusov V.A., Vorob'ov P.V. Monostatic radar sensing of partially nonreciprocal mediums backscatter // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2021. <https://doi.org/10.1080/09205071.2021.189253>.
15. Taravati S., Eleftheriades G.V. Four-Dimensional Wave Transformations By Space-Time Metasurfaces. 2020, October. URL: https://www.researchgate.net/publication/345989637_Four-Dimensional_Wave_Transformations_By_Space-Time_Metasurfaces.
16. Full-Scale Experiment on Monostatic Radar Sounding of the Non-Reciprocal Object / A.V. Khristenko [et al.] // IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). 2021, 30 June – 4 July. DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507601.
17. Experimental Stand to Determine the Scattering Matrix of the Studied Objects in the Impact of Radio Frequency Pulses / E.I. Trenkal [et al.] // IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). 2021, 30 June – 4 July. P. 231–235. DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507673.
18. Горбунов В.И., Суторихин В.А. Возможность дефектоскопии металлических деталей СВЧ полем // Техническая акустика. 2010. Т. 10. С. 16. <http://www.ejta.org>.
19. Капранов Б.И., Суторихин В.А. Теоретические ограничения по измерению сигналов акустической амиссии радаром Доплера // Norwegian Journal of Development of the International Science. 2017. P. 23–26.
20. Sutorikhin V. Sophisticated Microwave Nondestructive Testing Method for Metals // Applied Physics Research. 2012. Vol. 4, No 4. P. 56–60.
21. Стенд для исследования обратного рассеяния радиочастотных импульсов / Е.И. Тренкаль [и др.] // Приборы и техника эксперимента. 2021. № 6. С. 41–46.

Суторихин Владимир Анатольевич — канд. техн. наук, ст. науч. сотр. НИИ СЭС, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: winddiad1@yandex.ru.

Малютин Николай Дмитриевич — д-р техн. наук, гл. науч. сотр. НИИ СЭС, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: ndm@main.tusur.ru.

Поздняков Владислав Сергеевич — аспирант, каф. КУДР, мл. науч. сотр. НИИ СЭС, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: pozdnyakov.vlad19972511@gmail.com.

Арутюнян Артуш Арсенович — магистрант, каф. КУДР, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: arutyunyan18@mail.ru.

УДК 621.396.969

П.А. Полянских, В.П. Денисов, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков

**ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОСИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ
ОТ ЭЛЕМЕНТОВ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ НА ТРАССЕ
«СКАНИРУЮЩАЯ ИМПУЛЬСНАЯ РЛС – ФАЗОВЫЙ РАДИОПЕЛЕНГАТОР»**

Проводится анализ применительно к однопозиционному методу определения координат работающей РЛС по совокупности отражений радиоволн от элементов рельефа местности на трассе распространения радиоволн между РЛС и измерительным пунктом. Метод разработан в НИИ РТС ТУСУРа применительно к задачам радиоэлектронной борьбы [1, 2]. В предложенном методе дальномерная база образуется за счет отражений радиоволн от объектов на трассе распространения.

Ключевые слова: источник радиоизлучения (ИРИ), однопозиционный метод, пассивная радиолокация, отражение сигналов, пеленг, РЛС.

В рассматриваемом однопозиционном пассивном методе определения местоположения источника радиоизлучения в измерительном пункте находится моноимпульсный радиопеленгатор и система обработки принимаемых импульсных сигналов. Для определения координат ИРИ достаточно вычислить дальность R до него, так как

направление θ определяется пеленгатором. Линия измеренного пеленга на ИРИ является первой линией положения. Вторая линия положения — эллипс, параметром которого является разность путей распространения прямого и отраженного сигналов (рисунок 1):

$$\Delta r = c\tau = d + l - R, \quad (1)$$

где c — скорость распространения радиоволн.

Если координаты отражающего объекта известны, то расстояние R от измерительного пункта до ИРИ можно определить по формуле

$$R = \frac{2d\Delta r - \Delta r^2}{2(\Delta r - d(1 - \cos \varphi))}. \quad (2)$$

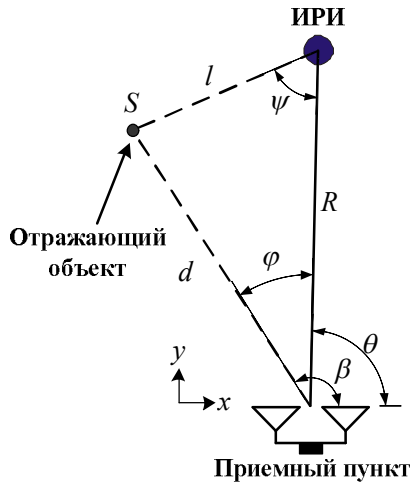


Рисунок 1 — Геометрия системы

С другой стороны, если известно расстояние R от измерительного пункта до ИРИ, координаты отражающего объекта можно найти по формулам [2]

$$x = \frac{(2R + \delta) \left(R + \frac{R + \delta}{\cos \alpha} \right)}{2(R^2 \sin^2 \alpha + 2R\delta + \delta^2)} \cos \alpha \cdot \sin \alpha; \quad (3)$$

$$y = \frac{\delta(2R + \delta) \left(R + \frac{R + \delta}{\cos \alpha} \right)}{2(R^2 \sin^2 \alpha + 2R\delta + \delta^2)} \cos^2 \alpha. \quad (4)$$

За оценку дальности принимается такое значение R , при котором разность между рассчитанными и заложенными в память компьютера координатами минимальна.

Поскольку в зоне действия приёмного пункта (пеленгатора) обычно имеется несколько или множество отражающих объектов, которые могут быть использованы для определения дальности R , формула для ее оценки приводится к виду

$$R = \arg \min_R \sum_{i=1}^N \left[(x_i(R, \alpha_i, \delta_i) - x_{ni})^2 + (y_i(R, \alpha_i, \delta_i) - y_{ni})^2 \right]. \quad (5)$$

Дальность R , удовлетворяющая формуле (5), принимается за истинную. Формула (5) допускает различные алгоритмы практической реализации.

Принятый в [2] метод (разработан А.А. Гельцером) заключается в следующем. Для каждого нанесенного на карту объекта, который может быть отражателем и от которого отражения могут быть приняты, по измеренным пеленгам и задержкам рассчитывается дальность R_i . Если это действительно тот объект, по которому измерены пеленг и задержка, рассчитанная дальность равна истинной. В противном случае рассчитанная дальность не равна истинной и принадлежит некоторому интервалу, который можно определить априорно. По всем измеренным R_i (то есть по всем потенциальным отражателям для каждой пары φ и σ) строится гистограмма. Значение R , соответствующее максимуму гистограммы (мода распределения), принимается за оценку дальности.

Воспользуемся результатами экспериментальных исследований, которые были проведены лабораторией распространения радиоволн НИИ РТС ТУСУРа в период 1995–2010 гг. Исследования проводились на пересеченных наземных трассах в трехсантиметровом диапазоне волн с помощью специально разработанного и изготовленного радиофизического комплекса. Комплекс включал в себя импульсную РЛС и многоканальное приемное устройство, позволяющее регистрировать на цифровые носители амплитуды и фазы принимаемых сигналов с временным дискретом 11 нс. Длительность излучаемого сигнала составляла 300 нс. Приемная аппаратура позволяла регистрировать прямые сигналы РЛС, а также отражения от элементов рельефа во временном окне (окне регистрации), длительность которого составляла 1–20 мкс после прямого импульса. Более подробно комплекс описан в [2].

Приемная антенная система состояла из восьми пирамидальных рупоров — по четыре рупора для приема сигналов вертикальной и горизонтальной поляризации. На каждой поляризации антенны об-

разовывали две фазометрические базы фазового пеленгатора. Фазовый пеленгатор использовался для определения направлений как на источник сигналов (РЛС), так и на отражающие объекты. При этом сектор однозначности на малой базе составлял $\pm 5,15$ градуса относительно нормали к антенной системе. Сектор однозначности на большой базе составлял $\pm 1,03$ градуса. Поэтому требовалось устранение неоднозначности измерений, которое выполнялось методом уточнений [6].

Принимаемые сигналы в амплитудных каналах являются нестационарными импульсными случайными процессами. Их реализации представляют собой огибающие процессов

$$s(t) = a_0 s_0(t) + \sum_{i=1}^N a_i s_0(t - \tau_i), \quad (6)$$

где амплитудные коэффициенты и задержки — это случайные величины.

В реализациях можно выделить «прямой сигнал», который может быть на самом деле суперпозицией действительно прямого сигнала и отражений, а также отраженные сигналы. В зависимости от разности задержек τ_i отраженные сигналы могут быть подобны прямому, быть меньше или больше его по длительности (рисунки 2–4). Выделение импульсов и измерение задержек между ними можно производить различными методами (рисунки 5–7). Проанализировав реализации огибающих, а также поведение разности фаз на фазометрических базах в течение импульса, можно заключить, что наиболее корректные оценки разности моментов прихода прямого и отраженных сигналов и разности угловых положений их источников получаются при использовании отраженных импульсов, примерно равных по длительности прямому.

В среднем в окнах наблюдения имеется не менее двух отраженных сигналов, при этом около 20% от общего числа импульсов будут иметь длительность, равную излученному. Импульсы, не удовлетворяющие таким условиям, исключаются из дальнейшей обработки (рисунки 8–9).

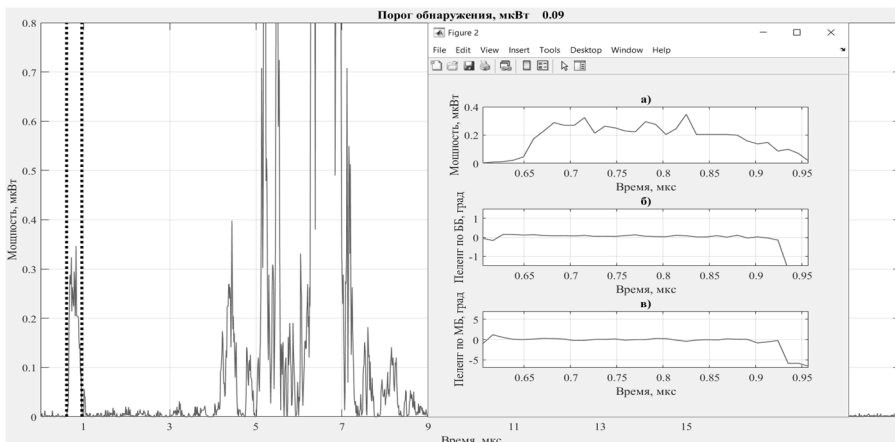


Рисунок 2 — Прямой сигнал

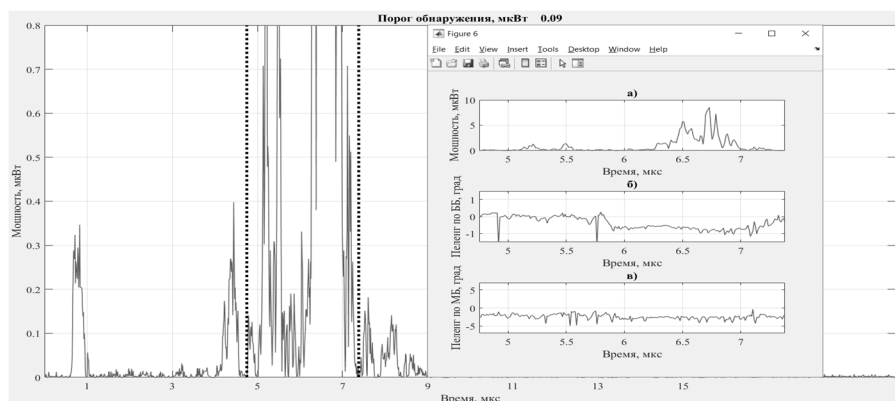


Рисунок 3 — Импульс, больший по длительности, чем излученный

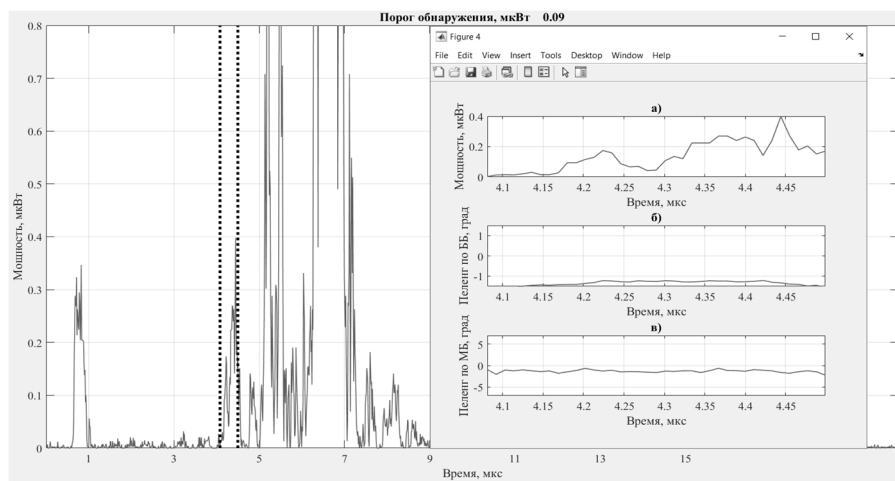


Рисунок 4 — Импульс, примерно равный по длительности излученному

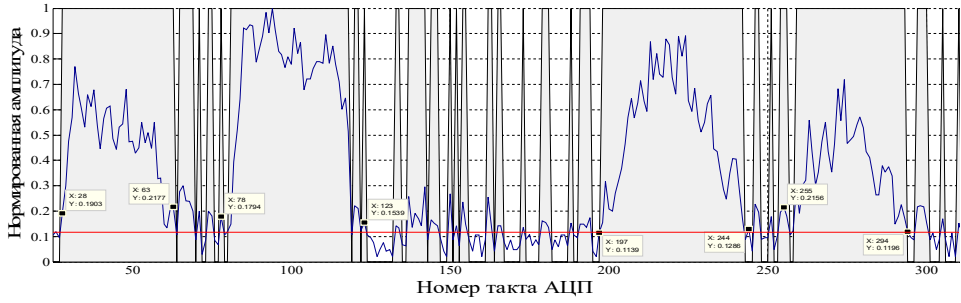


Рисунок 5 — Иллюстрация порогового метода

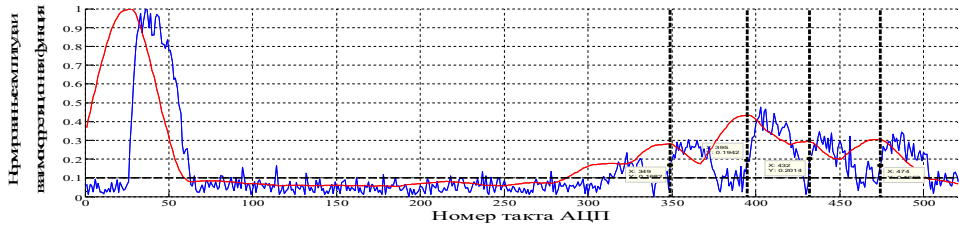


Рисунок 6 — Иллюстрация корреляционного метода

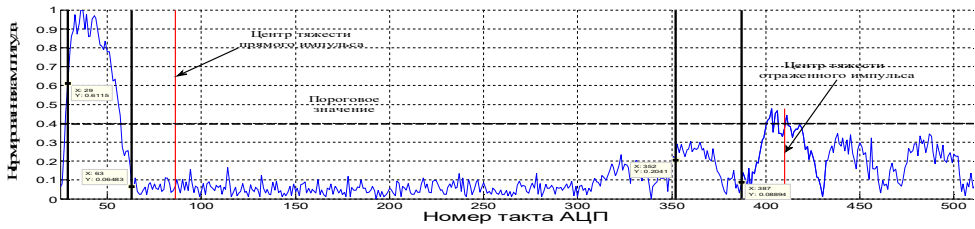


Рисунок 7 — Иллюстрация к методу оценки центра тяжести импульса

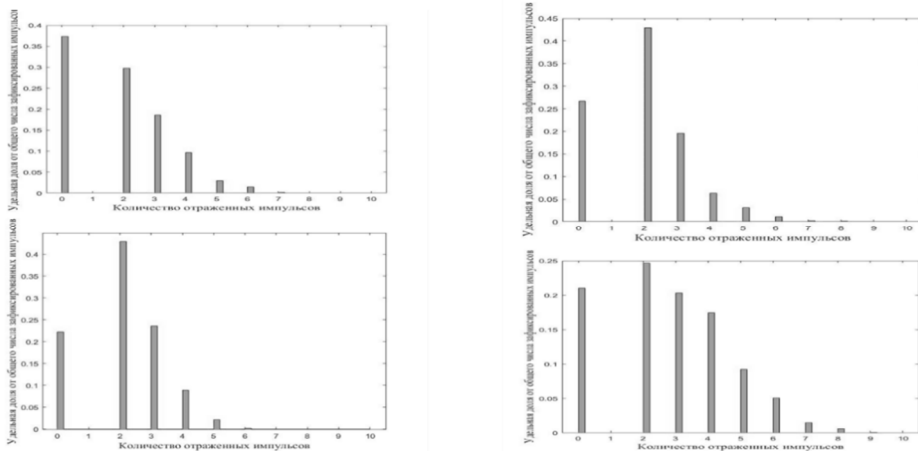
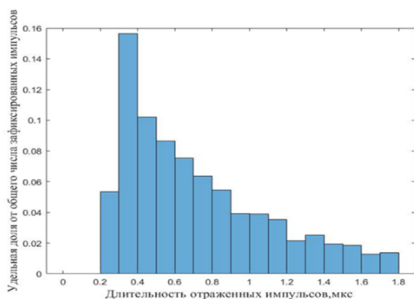
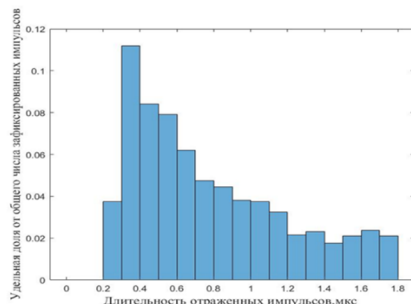


Рисунок 8 — Число отраженных импульсов в окнах наблюдения на различных трассах



Трасса I0004



Трасса W0027

Рисунок 9 — Длительность отраженных импульсов на трассах распространения

В среднем пределы флуктуации пеленга $\Delta\alpha = 0,2^\circ$.

Выводы

На пересеченных наземных трассах протяженностью до 20 км число отраженных импульсов, как правило, больше двух, их длительность может быть больше, меньше или приблизительно равной длительности излученного. Задержку отраженных импульсов относительно прямого и пеленг на них можно уверенно измерять, если их длительность приблизительно равна длительности прямого. Вероятность приема таких импульсов среди общего количества принятых находится в пределах 15–20 %. Пределы изменения пеленга в пределах одного импульса составили в среднем $\Delta\alpha = 0,2^\circ$.

Литература

1. Заявка 2010140174 Рос. Федерация. Способ измерения дальности до цели и устройство для его реализации / Гельцер А.А., Денисов В.П., Мещеряков А.А. 2010.
2. Денисов В.П. Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местоопределения. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014. 502 с.
3. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы : учеб. для вузов. / под ред. Ю.М. Казаринова. М. : Академия, 2008. 592 с.
4. Островитянов Р.В., Басалов Ф.А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей : науч. изд. М. : Радио и связь, 1982. 231 с.

5. Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые радиопеленгаторы. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2002. 251 с.

6. Гельцер А.А. Однопозиционный метод определения местоположения источников радиоизлучения с использованием отражений сигналов от множества элементов рельефа и местных предметов : дис. ... канд. техн. наук: 05.12.14. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 170 с.

7. Колядин Н.А. Экспериментальные исследования структуры импульсных сигналов, прошедших наземную трассу РРВ, и её использование в проектировании фазовых пеленгаторов : дис. ... канд. техн. наук: 05.12.14. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2015. 148 с.

8. Астраханцев И.А. Вычисление координат отражателей на трассе распространения радиоволн по параметрам сигналов, принятых в одном измерительном пункте. ВКР по специальности 11.05.01. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2017. 112 с.

Полянских Петр Андреевич — ст. преподаватель, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: polyanskix@gmail.com.

Денисов Вадим Прокопьевич — д-р техн. наук, проф., каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: dvp15@sibmail.com.

Крутиков Михаил Владимирович — ст. науч. сотр., лаборатория распространения радиоволн (НИИ РТС), Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

Мещеряков Александр Александрович — зав. каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: msch@rts.tusur.ru.

Секция 2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.677.3

Н.И. Воронцов

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК РАЗНОЙ ГЕОМЕТРИИ

Рассматриваются характеристики антенных решеток для систем с электронным сканированием разной геометрии, разного количества элементов с разным расстоянием между излучающими элементами и с разным сдвигом фазы между ними.

Ключевые слова: антенная решетка (АР), квадратная АР, диаграмма направленности, сканирование антенной решетки.

Автор считает недостаточными исследования, посвященные изучению антенных решеток. В данной работе рассмотрим антенные полотна АФАР разной геометрии и проведем сравнение диаграмм направленности при сканировании. «Все познается в сравнении», — подчеркивал Ф.В. Ницше.

Возьмем за основу окружность радиусом 100 мм. Расстояние между элементами 16,5 мм. Далее в эту окружность будут вписаны квадрат, гексагон и проведено сравнение диаграмм направленности (ДН) при сканировании. При этом будет учитываться расположение элементов и сетка их расположения [1]. Типы сетки изображены на рисунке 1.

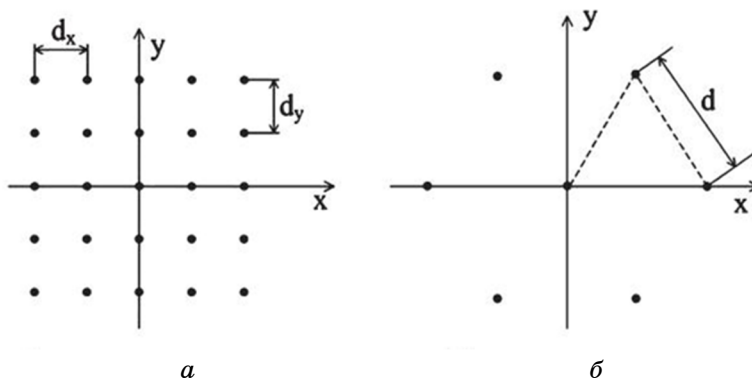


Рисунок 1 — Топология плоских антенных решеток:
а — прямоугольная; б — гексагональная

Кроме пяти полученных полотен рассмотрим еще один тип геометрии антенной решетки: на основе треугольника Серпинского — это фрактальная фигура. Данное антенное полотно рассматривается на случай внезапного отключения одного или нескольких излучающих элементов. Пример треугольника Серпинского изображен на рисунке 2.

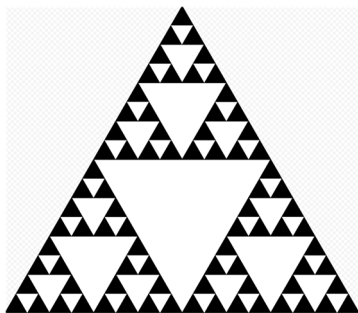


Рисунок 2 — Треугольник Серпинского

Далее покажем результаты расчета геометрий антенных решеток. Квадратная АР с квадратной сеткой и квадратная АР с гексагональной сеткой изображены на рисунке 3, круглая АР с квадратной и гексагональной сеткой — на рисунке 4, гексагональная АР с гексагональной сеткой и АР на основе треугольника Серпинского — на рисунке 5.

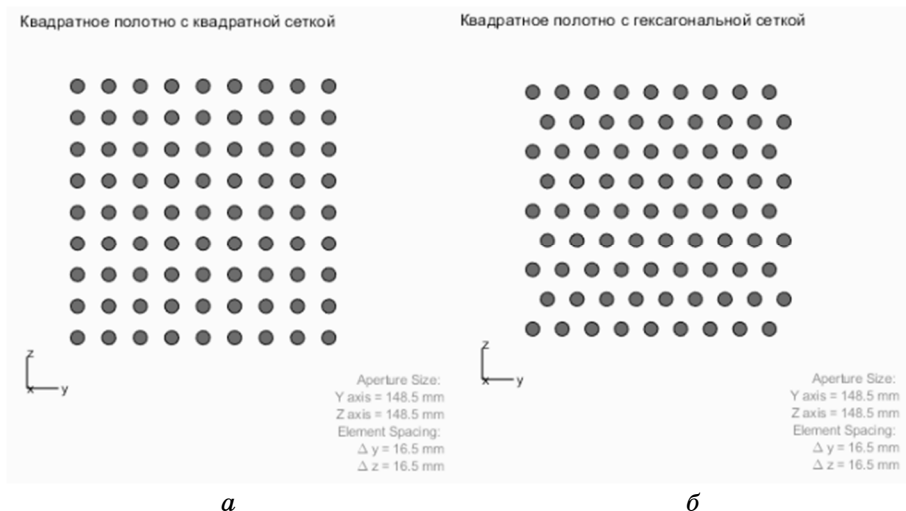


Рисунок 3 — Квадратные АР: *а* — с квадратной сеткой; *б* — с гексагональной сеткой

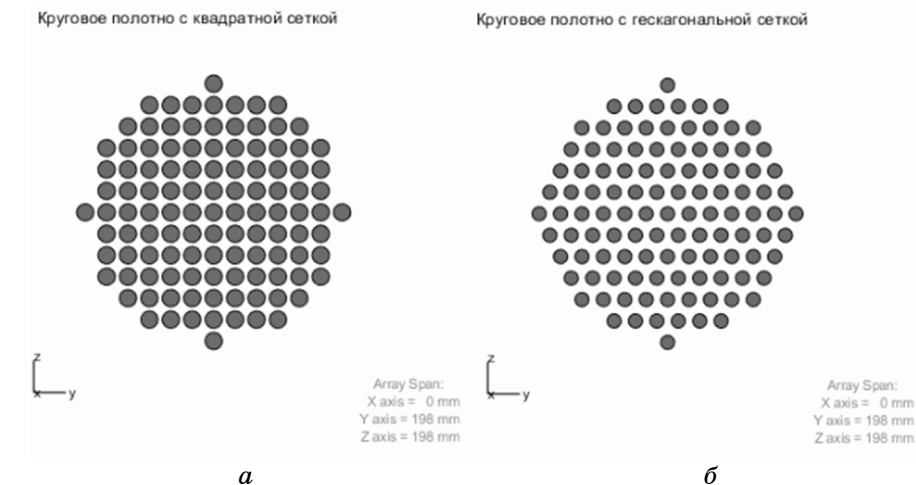


Рисунок 4 — Круговые АР: *a* — с квадратной сеткой;
б — с гексагональной сеткой

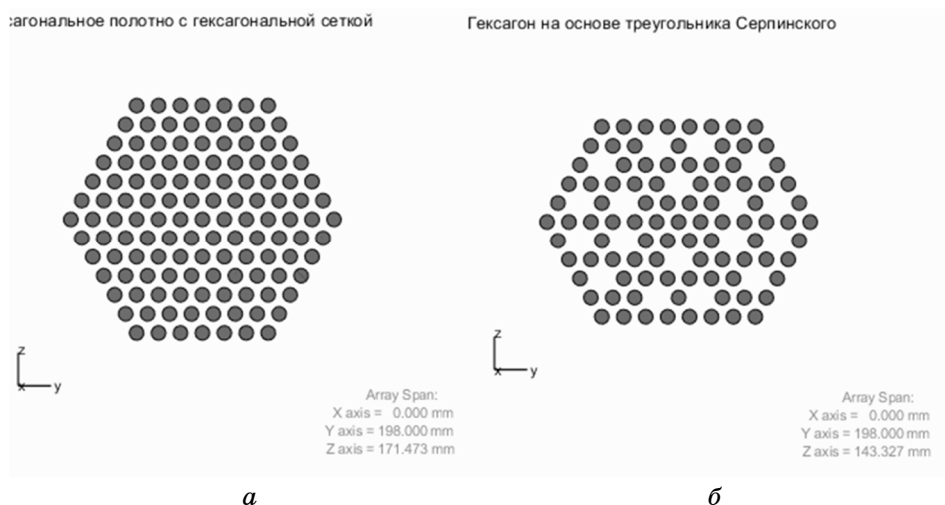


Рисунок 5 — Гексагональные АР: *a* — с гексагональной сеткой;
б — на базе треугольника Серпинского

Проведем сравнение ДН исследуемых полотен при сканировании, результаты представлены на рисунках 6–8.

При сравнении видно, что квадратные и круглые полотна примерно на 40° отклонения перестают работать, на это влияет количество элементов и их геометрия. Самыми узкими решетками являются круглые за счет особенности геометрии.

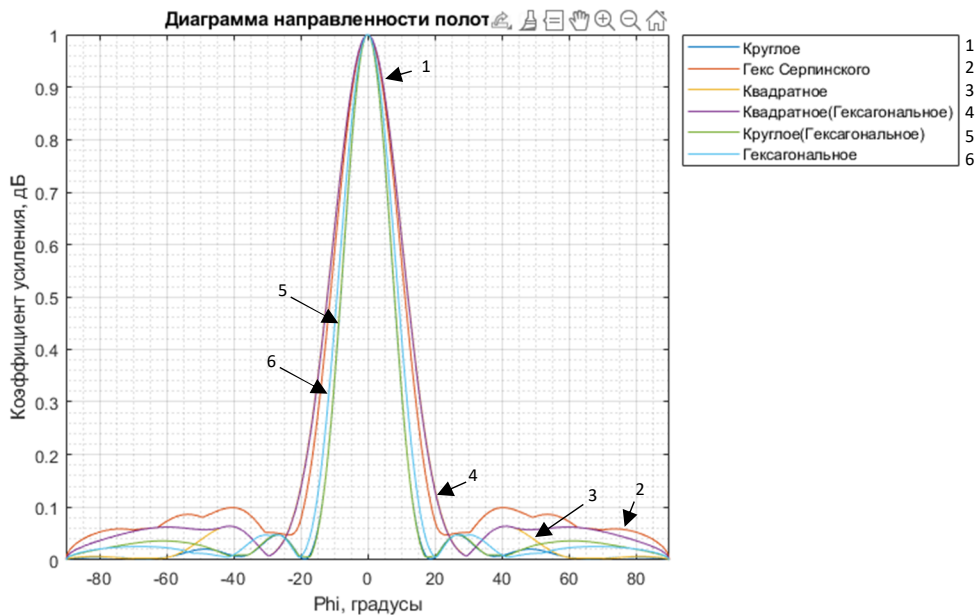


Рисунок 6 — Сканирование с углом отклонения $\theta = 0^\circ$

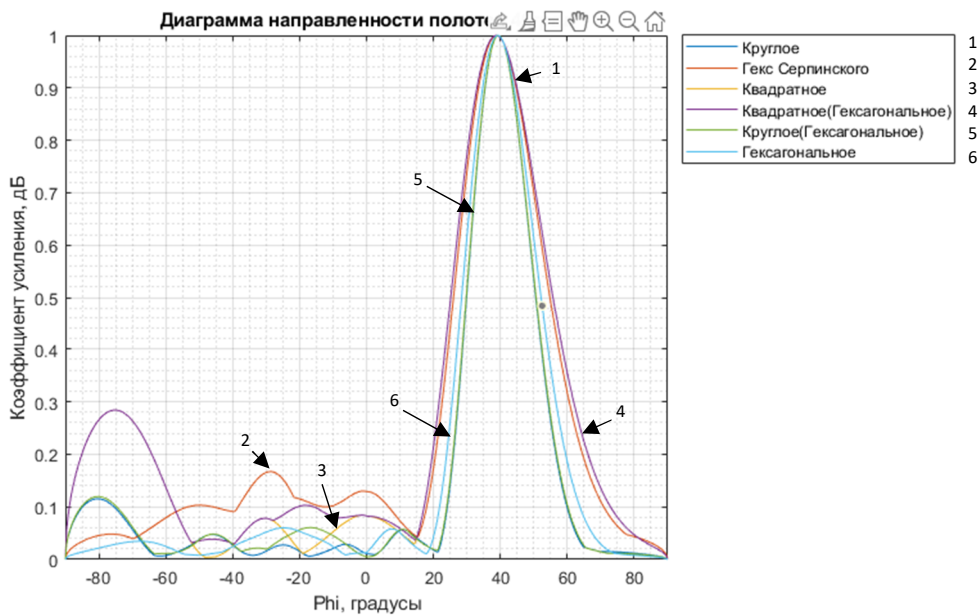


Рисунок 7 — Сканирование с углом отклонения $\theta = 40^\circ$

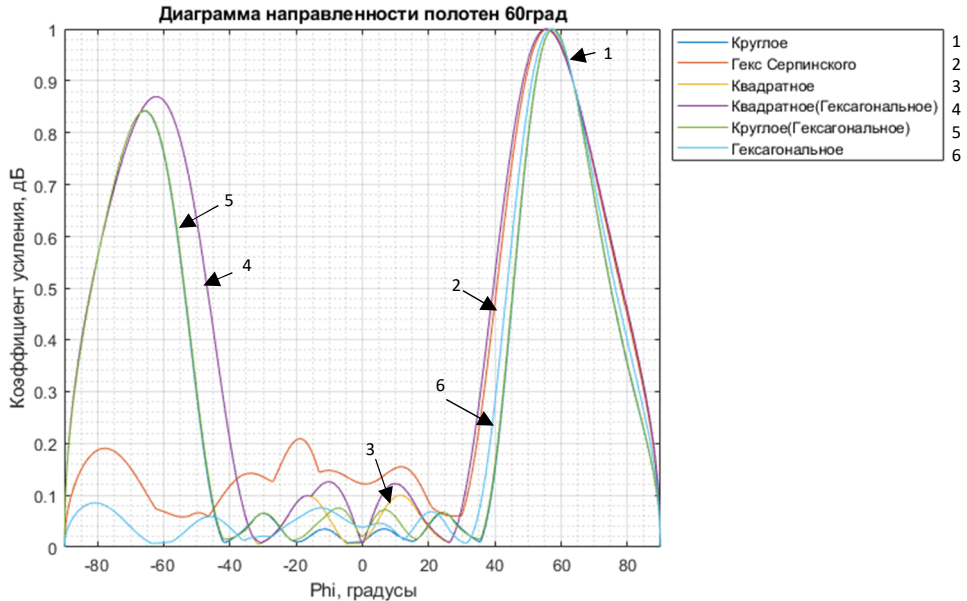


Рисунок 8 — Сканирование с углом отклонения $\theta = 60^\circ$

Самыми устойчивыми в плане сканирования выступают гексагональные АР, побочный максимум у них образуется намного позже, что позволяет беспрепятственно отклонять луч на 60° . Полотно на основе треугольника Серпинского имеет в основе гексагон, поэтому оно также устойчиво к отклонению, но за счет отсутствия некоторых излучающих элементов имеет свойства немного хуже, чем у гексагональной АР. Гексагон Серпинского позволяет сэкономить на решетке без сильного ухудшения диаграммы направленности.

Выводы

Самые узкие диаграммы направленности — у круговых полотен АР. При отклонении луча на 40° у квадратных и круговых полотен появляется побочный максимум, на это влияет геометрия и расположение элементов. Гексагональные решетки могут работать вплоть до отклонения на 60° .

Литература

1. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток : учеб. пособие для вузов. Изд. 4-е. М. : Радиотехника, 2012. 744 с.

Воронцов Никита Игоревич — студент 4-го курса, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: nikita1508voron@gmail.com

Mathematical modeling and analysis of antenna arrays of different geometries

The article discusses the characteristics of antenna arrays for systems with electronic scanning of different geometries, different numbers of elements, with different distances between radiating elements and with different phase shifts between them.

Keywords: antenna array, square AA, circle AA, hexagonal AA, radiation pattern, scanning AA.

Nikita I. Vorontsov — 4th year student, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenin Ave., Tomsk, 634045, e-mail: nikita1508voron@gmail.com.

УДК 621.396.965

Ч.М. Куулар

СРАВНЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, РАССЧИТАННОЙ В РАЗНЫХ ПРОГРАММНЫХ МОДУЛЯХ

Приведены результаты расчета параметров диаграммы направленности плоской антенной решетки с прямоугольной и круглой формами раскрыва из изотропных излучателей, вычисленных в MATLAB, FAZAR 4.1 и FAZAR 5, а также выполнен сравнительный анализ полученных результатов.

Ключевые слова: диаграмма направленности, антенная решетка, прямоугольный раскрыв, круглый раскрыв, уровень боковых лепестков, ширина главного лепестка.

Каждый, кто сталкивался с задачей расчета диаграммы направленности (ДН), знаком со специализированными программами, позволяющими рассчитать параметры диаграммы направленности фазированной антенной решетки (ФАР). Одна из таких программ — FAZAR. При работе с данной программой выяснилось, что методы расчета ДН антенной решетки с круглой формой раскрыва у FAZAR двух разных версий (4.1 и 5) отличаются. Поэтому возникла задача: сравнить

результаты расчета диаграммы направленности плоской антенной решетки прямоугольной и круглой форм раскрыва, полученные в FAZAR 4.1, FAZAR 5 и MATLAB.

В MATLAB круглый раскрыв антенной решетки можно сформировать двумя способами. Способ 1: по прямоугольному раскрыву АР, то есть задать весовые коэффициенты так, чтобы значения распределения токов, которые охватывают часть АР, совпадающую с круглой формой раскрыва, были отличны от нуля, а остальные (крайние) равнялись нулю. Второй способ заключается в том, что на расстоянии от центра АР, равном радиусу раскрыва, по окружностям с определенным шагом располагаются излучатели, при этом количество окружностей зависит от расстояния между излучателями и от радиуса раскрыва.

В работе рассматриваются антенные решетки с размерами $1,35 \times 1,35$ м для прямоугольного раскрыва и радиусом $1,35$ м для круглого раскрыва. Длина волны равна $0,3$ м.

Для плоской прямоугольной ФАР значения уровня боковых лепестков (УБЛ) и ширины главного лепестка, рассчитанные в MATLAB, FAZAR 4.1 и FAZAR 5, совпадают с точностью выше 3%.

В FAZAR 5 значения УБЛ можно определить только по графику, а не из таблицы со значениями параметров, как в FAZAR 4.1, что вносит дополнительную ошибку в определение значений. В FAZAR 4.1 значение ширины главного лепестка ДН округляется до одного знака после запятой, а в FAZAR 5 этот параметр рассчитывается более точно.

Ниже приводятся результаты расчета параметров ДН ФАР с круглым раскрывом.

Из рисунка 1 видно, что при четном количестве излучателей значения УБЛ ДН с увеличением расстояния между излучателями почти стремятся к УБЛ ДН ФАР с прямоугольным раскрывом. Это связано с тем, что FAZAR 4.1 формирует круглый раскрыв при четном количестве излучателей не совсем точно, поэтому получается так, что круглый раскрыв почти совпадает с прямоугольным раскрывом (рисунок 2). Таким образом, FAZAR 4.1 формирует круглый раскрыв более точно при нечетном количестве излучателей.

Способ формирования круглой формы раскрыва ФАР в FAZAR 4.1 с нечетным количеством излучателей отличается от способа, используемого в FAZAR 5, вследствие чего значения параметров ДН немного расходятся (рисунок 3).

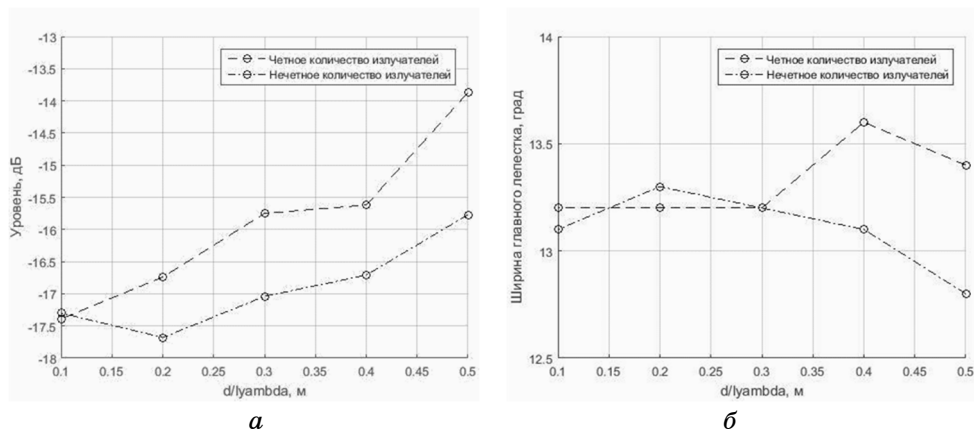


Рисунок 1 — График зависимости значений УБЛ (а) и ширины главного лепестка (б) ДН, рассчитанных в FAZAR 4.1, от нормированного к длине волны расстояния между излучателями для четного и нечетного количества излучателей

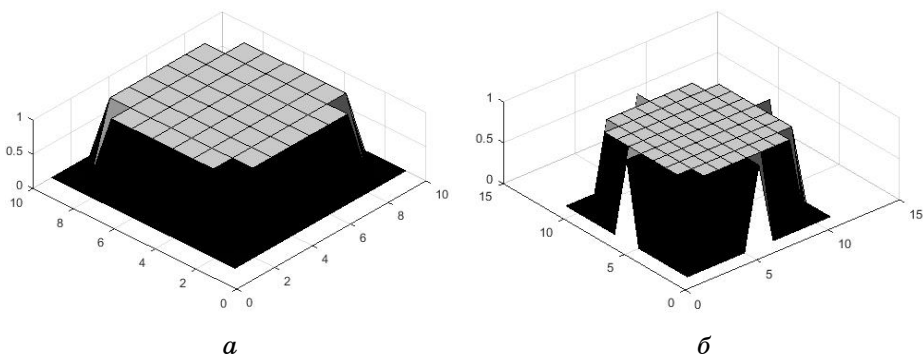


Рисунок 2 — Формирование раскрыва АР круглой формы в FAZAR 4.1 с четным (а) и нечетным (б) количеством излучателей при $d = 0,5 \lambda$

Способ формирования круглой формы раскрыва ФАР с нечетным количеством излучателей в FAZAR 4.1 основан на том, что при расчете радиуса апертуры ($R = N / 2d$) сначала определяется половина количества излучателей по одной оси (x или y), затем, если получится нецелое число, отбрасывается дробная часть полученного значения и целое значение умножается на расстояние между излучателями. Например, если $N = 11$, тогда радиус рассчитывается как $R = 5d$, а не как $R = 5,5d$. FAZAR 5 рассчитывает радиус круглого раскрыва по второму способу. На рисунке 4 для сравнения показаны раскрывы АР с круглой формой, сформированные программами FAZAR 4.1 и FAZAR 5.

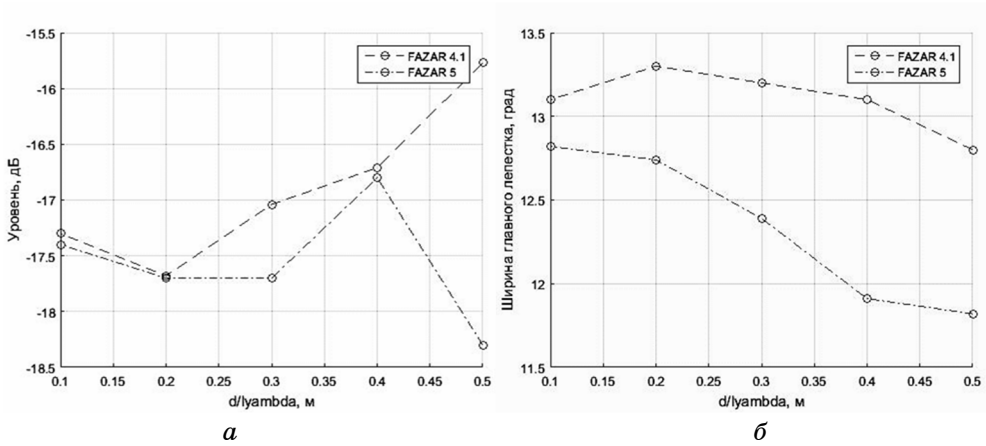


Рисунок 3 — График зависимости значений УБЛ (а) и ширины главного лепестка (б) ДН ФАР, рассчитанных в FAZAR 4.1 и FAZAR 5, от расстояния между излучателями для нечетного количества излучателей

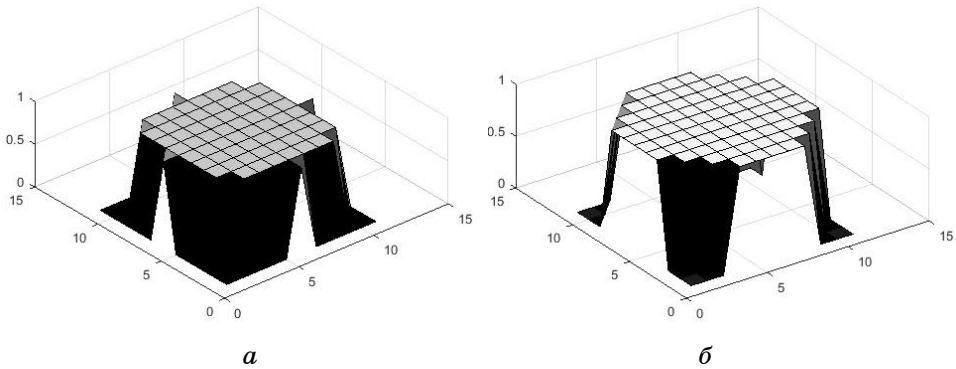


Рисунок 4 — Формирование раскрыва АР круглой формы одинакового размера в FAZAR 4.1 (а) и FAZAR 5 (б) с нечетным количеством излучателей при $d = 0,5 \lambda$

В таблицах 1 и 2 приведены значения параметров ДН ФАР с круглой формой раскрыва, полученные двумя разными способами в MATLAB и используемые в FAZAR 4.1 и FAZAR 5. Значения параметров ДН в первом случае совпадают со значениями FAZAR 4.1 (таблица 1), а во втором случае — с FAZAR 5 (таблица 2).

Таблица 1 — Значения параметров ДН ФАР с круглой формой раскрыва, радиусом $R = (N / 2)d$ и с нечетным количеством излучателей

	d/λ , м	0,45	0,37	0,28	0,18	0,1
MATLAB Способ 1	УБЛ*, дБ	-15,75	-16,71	-17,05	-17,66	-17,20
		-18,92	-22,06	-22,13	-24,43	-23,26
		-32,40	-34,31	-27,87	-28,13	-27,40
	$\Delta\theta_{0,5}$	12,88	14,88	13,27	13,33	13,19
	Уровень нулей**, дБ	-46,69	-48,73	-39,21	-57,09	-39,79
		-49,10	-59,90	-57,01	-47,64	-56,44
FAZAR 4.1	УБЛ, дБ	-15,77	-16,71	-17,04	-17,68	-17,30
		-19,05	-21,98	-22,13	-24,38	-23,56
		-32,38	-34,11	-27,87	-27,89	-27,00
	$\Delta\theta_{0,5}$	12,80	13,10	13,20	13,30	13,10
	Уровень нулей, дБ	-45,79	-50,26	-39,07	-56,85	-40,48
		-49,83	-59,91	-27,87	-47,37	-52,12
Примечание: * — уровни первого, второго и третьего боковых лепестков ДН; ** — уровни первых и вторых нулей ДН						

Таблица 2 — Значения параметров ДН ФАР с круглой формой раскрыва, радиусом $R = (N / 2 + 1)d$ и с нечетным количеством излучателей

	d/λ , м	0,45	0,37	0,28	0,18	0,1
MATLAB Способ 2	УБЛ*, дБ	-18,60	-17,19	-17,9	-18,03	-17,65
		-27,67	-22,54	-22,75	-23,85	-23,72
		-24,63	-25,55	-27,63	-28,22	-27,90
	$\Delta\theta_{0,5}$	11,88	11,97	12,44	12,66	12,87
	Уровень нулей**, дБ	-40,66	-39,14	-45,39	-39,71	-44,83
		-66,06	-49,54	-54,79	-47,9	-65,41
FAZAR 5	УБЛ, дБ	-18,30	-16,80	-17,70	-17,70	-17,40
		-27,50	-22,30	-22,60	-23,70	-23,40
		-24,30	-25,20	-27,50	-28,00	-27,70
	$\Delta\theta_{0,5}^0$	11,82	11,91	12,39	12,74	12,82
	Уровень нулей, дБ	-41,00	-39,50	-45,30	-43,30	-45,00
		-66,30	-46,70	-55,90	-55,60	-65,70
Примечание: * — уровни первого, второго и третьего боковых лепестков ДН; ** — уровни первых и вторых нулей ДН						

Выводы

1. ДН плоской ФАР с круглой формой раскрыва, построенной по прямоугольному раскрыву ФАР, как с четным количеством, так и нечетным количеством излучателей, имеет почти одинаковые значения

параметров (УБЛ, ширина главного лепестка и уровень нулей) в MATLAB, FAZAR 4.1 и FAZAR 5 при расстоянии между излучателями $d = 0,1\lambda$, то есть при стремлении к непрерывному распределению токов: в среднем УБЛ составляет 17,45 дБ, а ширина главного лепестка – 12°.

2. В целом FAZAR 5 рассчитывает ДН круглой ФАР в любом случае (при четном и нечетном количестве излучателей) точнее, чем FAZAR 4.1.

Литература

1. Устройства СВЧ и антенны / под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 2-е, доп. и перераб. М. : Радиотехника, 2006. 376 с.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ : учеб. для радиотехн. спец. вузов. М. : Высш. шк., 1998. 432 с.
3. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием (Введение в теорию) / под ред. чл.-кор. РАН Л.Д. Бахраха. М. : САЙНС-ПРЕСС, 2002. 232 с.

Kuular Chayana Mashetovna — студент, каф. радиотехнических систем, инженер, Научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: chayanak@bk.ru

Comparison of the Antenna Array Radiation Pattern Calculated in Different Software Modules

This paper presents the results of calculating the radiation pattern parameters of a flat antenna array with a rectangular and circular aperture from isotropic emitters calculated in MATLAB, FAZAR 4.1 and FAZAR 5, as well as a comparative analysis of the results obtained.

Key words: *radiation pattern, antenna array, rectangular aperture, round aperture, side lobe level, main lobe width.*

Kuular Chayana Mashetovna — student, Department of Radio Engineering Systems, Engineer, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: chayanak@bk.ru.

К.Д. Зайков, Ю.В. Лукьянова

МЕТОДЫ УЧЁТА ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ЕЁ ДИАГРАММУ НАПРАВЛЕННОСТИ

Рассматриваются существующие методы учёта взаимного влияния излучателей. Выполнено моделирование антенной решётки, по его результатам выявлены допущения, при которых представленные методы могут быть использованы.

Ключевые слова: антенная решётка, взаимное влияние между антенными элементами, искажение диаграммы направленности.

Введение

Для антенных элементов (АЭ) в составе антенной решётки (АР) характерно взаимное влияние. В диапазоне СВЧ под взаимным влиянием АЭ понимаются наводки, которые проявляются в виде дополнительных токов от некоторого АЭ на остальные АЭ антенной решётки.

Оценка влияния взаимной связи между излучателями на свойства системы и отыскание допустимой величины связи — важная задача. Взаимное влияние может привести к следующим последствиям [1]:

- искажению амплитудно-фазового распределения (АФР) токов в излучателях;
- изменению величины коэффициента направленного действия (КНД);
- согласование излучателей с питающими линиями может существенно измениться за счет взаимной связи с соседними излучателями.

Цель работы — обзор существующих методов учета взаимного влияния между АЭ антенной решётки и формулировка допущений, при которых учёт взаимного влияния упрощается.

Обзор методов учёта взаимного влияния антенных элементов в составе антенной решётки

Рассмотрим методы учёта взаимного влияния между АЭ, представленные в литературе. Взаимное влияние между АЭ антенной решётки приводит к искажению ее диаграммы в результате изменения:

- формы диаграммы направленности АЭ относительно диаграммы направленности изолированного АЭ;
- амплитудно-фазового распределения токов АЭ относительно исходного.

Далее будем понимать под парциальной диаграммой АЭ диаграмму его направленности, которая рассчитана в САПР или измерена в свободном пространстве. Под итоговой диаграммой направленности антенной решётки будем понимать диаграмму ее направленности с учётом взаимного влияния.

Парциальная диаграмма направленности АЭ в составе антенной решётки представляет собой линейную комбинацию диаграмм АЭ антенной решётки, измеренных в свободном пространстве, с весовыми коэффициентами, пропорциональными уровню взаимной связи [1, 2].

Искажение исходного АФР токов АЭ вызвано изменением входного сопротивления АЭ в результате взаимного влияния на соседние элементы антенной решётки.

Метод активных парциальных диаграмм

Активная парциальная диаграмма (АПД) АЭ измеряется в составе антенной решётки, причем возбуждается АЭ единичным током, а все другие элементы нагружены на сопротивления тракта [3, 4]. Полученные АПД учитываются при нахождении итоговой диаграммы.

Существенный недостаток данного метода — использование нагрузок АЭ, равных сопротивлениям соответствующих трактов, при измерении АПД для каждого АЭ в составе антенной решётки.

Метод расчёта парциальных диаграмм по матрице импедансов

Если производить измерения АЭ в составе АР невозможно, то парциальную диаграмму можно рассчитать. Рассмотрим M -элементную АР в режиме приёма, сопоставим ей эквивалентную схему в виде M -портового устройства, причём каждый порт соответствует приемному АЭ [5] (рисунок 1). Порты пронумерованы, сечение портов выделено жирными точками. На рисунке верхний индекс «ноль» обозначает напряжение разомкнутой цепи; Z_L — сопротивление нагрузки; M — количество антенн; Z_{ij} — взаимные и собственные сопротивления; i, j — отдельные элементы решетки

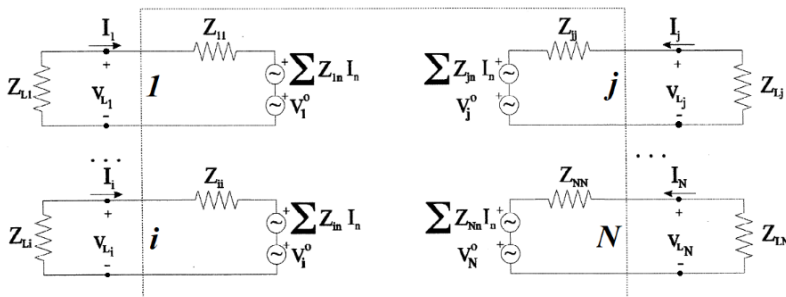


Рисунок 1 — Эквивалентная схема M -элементной АР

Представленное M -портовое устройство описывается матрицей импедансов \dot{Z} [5]

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_1^0 \\ \dot{v}_2^0 \\ \vdots \\ \dot{v}_M^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \dot{Z}_{11}/\dot{Z}_{L1} & \dot{Z}_{12}/\dot{Z}_{L2} & \cdots & \dot{Z}_{1M}/\dot{Z}_{LM} \\ \dot{Z}_{21}/\dot{Z}_{L1} & 1 + \dot{Z}_{22}/\dot{Z}_{L2} & \cdots & \dot{Z}_{2M}/\dot{Z}_{LM} \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ \dot{Z}_{M1}/\dot{Z}_{L1} & \dot{Z}_{M2}/\dot{Z}_{L2} & \cdots & 1 + \dot{Z}_{MM}/\dot{Z}_{LM} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{v}_1^L \\ \dot{v}_2^L \\ \vdots \\ \dot{v}_M^L \end{bmatrix}, \quad \overline{\dot{V}}^0 = \dot{Z} \cdot \overline{\dot{V}}^L, \quad (1)$$

где \dot{Z}_L — комплексные сопротивление нагрузки; \dot{Z}_{ij} — взаимные и собственные сопротивления АЭ; $\overline{\dot{V}}^L$ — комплексный вектор напряжений на нагрузках \dot{Z}_L ; $\overline{\dot{V}}^0$ — комплексный вектор напряжений, измеренный на портах устройства при условии, когда все АЭ нагружены на холостой ход.

Комплексные значения параметров в матрице импеданса зависят от геометрии антенной решетки и их диаграмм.

Взаимное сопротивление между двумя идентичными излучателями, находящимися на расстоянии d друг от друга, может быть рассчитано с помощью формул из [1]:

$$\dot{Z}_{ij} = r_{ij} + jx_{ij}; \quad r_{ij} = \frac{z^2}{120\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \cos\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta) \sin(\varphi)\right) \sin(\theta) d\theta d\varphi,$$

$$x_{ij} = -\frac{z^2}{120\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta) \sin(\varphi)\right) \sin(\theta) d\theta d\varphi,$$

где z — сопротивление излучения АЭ.

Предполагая, что все изолированные АЭ имеют одинаковые входные сопротивления и КНД, формула пересчёта изолированной диаграммы направленности $f_i^0(\theta, \varphi)$ АЭ в его парциальную диаграмму направленности с учётом взаимного влияния других элементов имеет вид [5]

$$\dot{f}_i^L(\theta, \varphi) = \sum_{j=1}^M \dot{z}_{ij} \dot{f}_j^0(\theta, \varphi) e^{j2\pi(\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_j) \overline{CS}/\lambda}, \quad (2)$$

где \dot{z}_{ij} — элементы матрицы \dot{Z} (формула (1)); \mathbf{r}_i и \mathbf{r}_j — координаты антенных элементов i и j в декартовой системе координат; $\overline{CS} = [\cos\theta \sin\varphi \quad \cos\theta \cos\varphi \quad \sin\theta]$ — направляющий вектор в направлении (θ, φ) ; M — количество антенных элементов.

Представленный метод описан в режиме передачи, но, используя принцип взаимности, полученные парциальные диаграммы АЭ могут быть использованы в режиме передачи.

Ограничение применимости данного метода: эквивалентная схема на рисунке 1 может использоваться только в том случае, когда диаграммы направленностей АЭ не коррелированы [5]. Данный метод не учитывает влияние конструкции антенных элементов и их линий питания.

Метод расчёта искажения АФР через матрицу сопротивлений

Рассмотрим антенную решетку, состоящую из M одинаковых АЭ, настроенных на частоту f_0 . К каждому излучателю решетки подведена линия питания, антенная решетка работает в режиме передачи (рисунок 2).

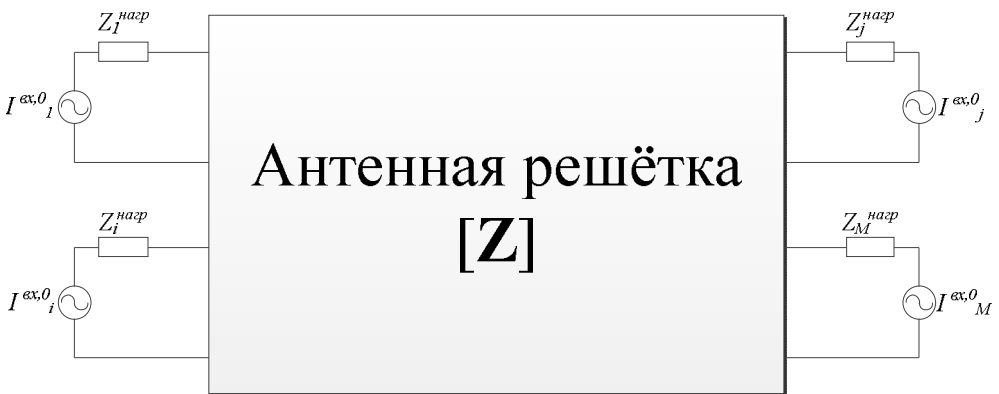


Рисунок 2 — Эквивалентная схема M -элементной АР в режиме излучения

На рисунке 2 матрица сопротивлений АР \dot{Z} имеет вид

$$\dot{Z} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{11} & \dot{Z}_{12} & \cdots & \dot{Z}_{1M} \\ \dot{Z}_{21} & \dot{Z}_{22} & \cdots & \dot{Z}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{Z}_{M1} & \dot{Z}_{M2} & \cdots & \dot{Z}_{MM} \end{bmatrix},$$

где \dot{Z}_{ii} — входные сопротивления изолированных антенн; \dot{Z}_{ij} — взаимные сопротивления между АЭ i и j .

Входное сопротивление антенного элемента в условиях взаимного влияния остальных АЭ рассчитывается по формуле [6]

$$\dot{Z}_n^{\text{ВХ}} = \left(\dot{I}_n^{\text{ВХ}} \right)^{-1} \sum_{m=1}^M \dot{Z}_{nm} \dot{I}_m^{\text{ВХ}}, \quad (3)$$

где $\dot{Z}_n^{\text{ВХ}}$ — входное сопротивление n -го АЭ; $\dot{I}_i^{\text{ВХ}}$ — амплитуда тока на i -м АЭ; \dot{Z}_{nm} — элемент матрицы взаимных и собственных сопротивлений Z .

Ток на входе АЭ — это ток, который подавался на вход элемента за вычетом отразившейся части тока [6]:

$$\begin{aligned} \dot{I}_n^{\text{ВХ}} &= \dot{I}_n^{\text{ВХ},0} (1 - \dot{\Gamma}_n) = \left| \dot{\Gamma}_n = \left(\dot{Z}_n^{\text{ВХ}} - \dot{Z}_n^{\text{нагр}} \right) \left(\dot{Z}_n^{\text{ВХ}} + \dot{Z}_n^{\text{нагр}} \right)^{-1} \right| = \\ &= 2\dot{I}_n^{\text{ВХ},0} \dot{Z}_n^{\text{нагр}} \left(\dot{Z}_n^{\text{ВХ}} + \dot{Z}_n^{\text{нагр}} \right)^{-1}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\dot{I}_n^{\text{ВХ},0}$ — амплитуда тока n -го АЭ без взаимного влияния; $\dot{\Gamma}_n$ — коэффициент отражения n -го АЭ от нагрузки; $\dot{Z}_n^{\text{нагр}}$ — сопротивление нагрузки n -го АЭ.

Отличие токов $\dot{I}_n^{\text{ВХ}}$ и $\dot{I}_n^{\text{ВХ},0}$ заключается в том, что $\dot{I}_n^{\text{ВХ},0}$ — это ток генератора, а $\dot{I}_n^{\text{ВХ}}$ — это ток, который поступает на АЭ, эти токи будут равны только в том случае, когда взаимное влияние между АЭ отсутствует и сопротивления трактов согласованы с сопротивлением АЭ.

Определим входное сопротивление n -го АЭ в условиях взаимного влияния, подставив формулу (4) в равенство (3):

$$\begin{aligned} \dot{Z}_n^{\text{ВХ}} &= \frac{\dot{Z}_n^{\text{ВХ}} + \dot{Z}_n^{\text{нагр}}}{2\dot{I}_n^{\text{ВХ},0} \cdot \dot{Z}_n^{\text{нагр}}} \sum_{m=1}^M \dot{Z}_{nm} \cdot 2\dot{I}_m^{\text{ВХ},0} \frac{\dot{Z}_m^{\text{нагр}}}{\dot{Z}_m^{\text{ВХ}} + \dot{Z}_m^{\text{нагр}}} = \\ &= \sum_{m=1}^M \dot{Z}_{nm} \frac{\dot{I}_m^{\text{ВХ},0} \frac{\dot{Z}_n^{\text{ВХ}} + \dot{Z}_n^{\text{нагр}}}{\dot{I}_n^{\text{ВХ},0} \frac{\dot{Z}_m^{\text{ВХ}} + \dot{Z}_m^{\text{нагр}}}}{\dot{Z}_m^{\text{ВХ}} + \dot{Z}_m^{\text{нагр}}} \frac{\dot{Z}_m^{\text{нагр}}}{\dot{Z}_n^{\text{нагр}}}. \end{aligned} \quad (5)$$

Полученная формула (5) является системой из M нелинейных уравнений относительно параметра $\dot{Z}_n^{\text{ВХ}}$.

В большинстве случаев взаимные сопротивления \dot{Z}_{nm} малы по сравнению с собственными сопротивлениями АЭ. Как следствие, система (5) решается последовательным приближением

$$\dot{Z}_n^{\text{ВХ}(j+1)} = \sum_{m=1}^M \dot{Z}_{nm} \frac{\dot{I}_m^{\text{ВХ},0} \frac{\dot{Z}_n^{\text{ВХ}(j)} + \dot{Z}_n^{\text{нагр}}}{\dot{I}_n^{\text{ВХ},0} \frac{\dot{Z}_m^{\text{ВХ}(j)} + \dot{Z}_m^{\text{нагр}}}}{\dot{Z}_m^{\text{ВХ}(j)} + \dot{Z}_m^{\text{нагр}}} \frac{\dot{Z}_m^{\text{нагр}}}{\dot{Z}_n^{\text{нагр}}}, \quad (6)$$

где $\dot{Z}_n^{\text{ВХ}(0)} = \dot{Z}_n^{\text{нагр}}$, $n = 1, \dots, M$, $j = 1, 2, 3, \dots$

В результате после расчёта входных сопротивлений АФР пересчитывается по формуле (4).

Матрица сопротивлений может быть как измерена, так и рассчитана. Чаще всего измерение СВЧ-устройств производится с помощью векторных анализаторов цепей.

Метод расчёта искажения АФР через матрицу рассеяния

Рассмотрим эквивалентную схему АР в режиме передачи только одного АЭ, другие элементы нагружены на сопротивления, имитирующие приёмные тракты (рисунок 3).

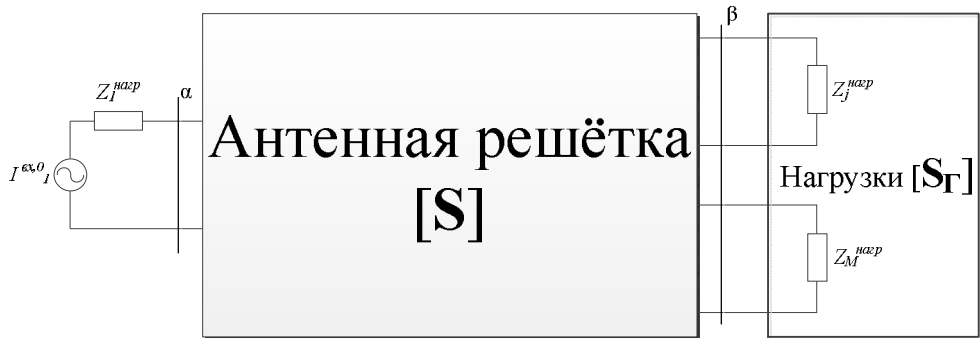


Рисунок 3 — Структурная схема антенных элементов:
 α — сечение входных портов; β — сечение выходных портов

Матрицу рассеяния АР представим в виде блочных матриц

$$S_A = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1M} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{M1} & S_{M2} & \dots & S_{MM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{\alpha\alpha} & S_{\alpha\beta} \\ S_{\beta\alpha} & S_{\beta\beta} \end{bmatrix}.$$

Матрица рассеяния S_{Γ} — диагональная матрица, элементы которой соответствуют коэффициентам отражений от сопротивлений нагрузки выходных АЭ. Элементы главной диагонали матрицы S_{Γ} рассчитываются по формуле

$$S_{\Gamma,i} = \left(\dot{Z}_i^{\text{нагр}} - \dot{Z}_{50} \right) \left(\dot{Z}_i^{\text{нагр}} + \dot{Z}_{50} \right)^{-1},$$

где \dot{Z}_{50} — входное сопротивление векторного анализатора цепей.

В общем случае $Z_{\Gamma 1}$ отличается от сопротивления входа многополюсника S_A , тогда коэффициент S_{11} должен быть пересчитан по формуле [6]

$$S'_{11} = (Z_{A1} - Z_{\Gamma1})(Z_{A1} + Z_{\Gamma1})^{-1}; \quad Z_{A1} = Z_{50} (1 + S_{11})(1 - S_{11})^{-1}, \quad (7)$$

где S'_{11} — пересчитанный коэффициент отражения.

В результате коэффициент отражения от входного порта в условиях, когда остальные порты нагружены на сопротивления, рассчитывается по формуле [7]

$$S_{\alpha\alpha}^{\Sigma} = S'_{11} + \bar{S}_{\alpha\beta} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\beta\beta} \mathbf{S}_{\Gamma})^{-1} \mathbf{S}_{\Gamma} \bar{S}_{\beta\alpha}, \quad (8)$$

где \mathbf{E} — единичная матрица размером $(N-1) \times (N-1)$.

Если выходные порты будут нагружены не на сопротивления, а на генераторы (рисунок 4), то выражение (8) примет вид

$$S_{11}^{\Sigma} = S'_{11} + \bar{S}_{\alpha\beta} (\mathbf{E} - (\mathbf{S}_{\beta\beta} \circ \mathbf{A}) \mathbf{S}_{\Gamma})^{-1} \mathbf{S}_{\Gamma} \bar{S}_{\beta\alpha}, \quad (9)$$

где $\{ \circ \}$ — произведение Адамара; \mathbf{A} — матрица отношения токов, элементы которой вычисляются как отношение токов

$$a_{ij} = I_j / I_i, \quad i, j = 2, \dots, N.$$

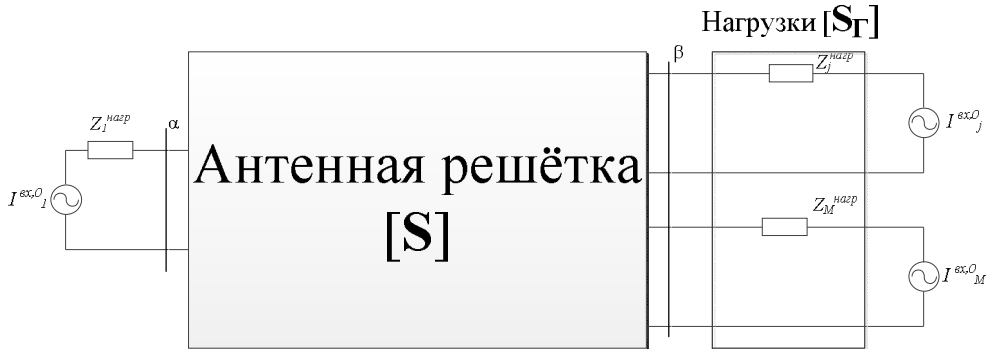


Рисунок 4 — Структурная схема антенных элементов при нагрузке в виде генераторов: α — сечение входных портов; β — сечение выходных портов

Аналогичным способом рассчитывается результирующий коэффициент отражения от остальных АЭ.

В результате после расчёта всех коэффициентов отражений от элементов решётки АФР пересчитывается по формуле (4).

Моделирование антенной решётки

Все представленные выше методы достаточно трудоёмки. Рассмотрим упрощение учёта взаимного влияния между АЭ на основе результатов моделирования.

В качестве исходных данных для расчёта использовалась квадратная решётка из 4 рупоров, настроенных на частоту 1 ГГц. Схематичное расположение рупоров представлено на рисунке 5. Моделировалось измерение результирующей и парциальных ДН при согласованных нагрузках и незначительном рассогласовании нагрузок от согласованных (разница модулей сопротивлений $< 6\%$).

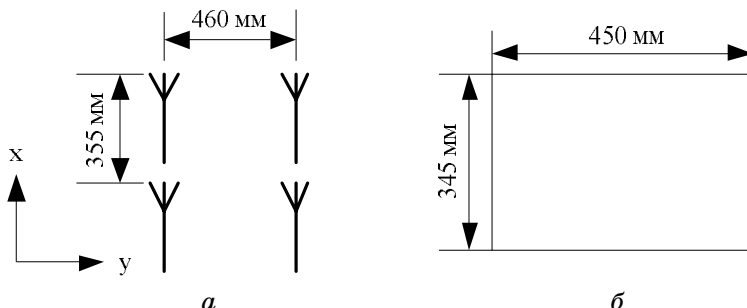


Рисунок 5 — Схематичное расположение антенных элементов (а);
раскрыв рупора (б)

Пример полученных элементов матрицы рассеяния приведен в таблице 1, парциальной диаграммы одного АЭ — на рисунке 6.

Таблица 1 — Пример полученных элементов матрицы рассеяния

Параметр	Изолированны й АЭ	Согласованные нагрузки	Несогласованные нагрузки
S_{11} , дБ / гр.	-54,7/114,06	-51,05/36,1	-55,01/-7,5
S_{22} , дБ / гр.		-51,05/36,1	-28,1/-13,8
S_{33} , дБ / гр.		-51,09/37,2	-30,25/176
S_{44} , дБ / гр.		-51,09/37,2	-33,48/-15
S_{21} , дБ / гр.	-----	-52,59/139	-52,05/133
S_{31} , дБ / гр.		-33,67/47,5	-33,9/35,77
S_{41} , дБ / гр.		-57,34/16,6	-57,19/6,45

В таблице 1 *согласованная нагрузка* — это нагрузка, равная сопротивлению трактов, *несогласованная нагрузка* отличается от сопротивления трактов максимум на 6%. Как видно из таблицы 1, незначительное изменение сопротивления нагрузки при измерении матрицы рассеяния мало сказывается на уровне взаимного влияния антенных элементов.

Анализ рисунка 6 показывает, что изменение нагрузки незначительно влияет на диаграмму направленности АЭ в главном лепестке, разница ДН составляет менее 0,01 дБ.

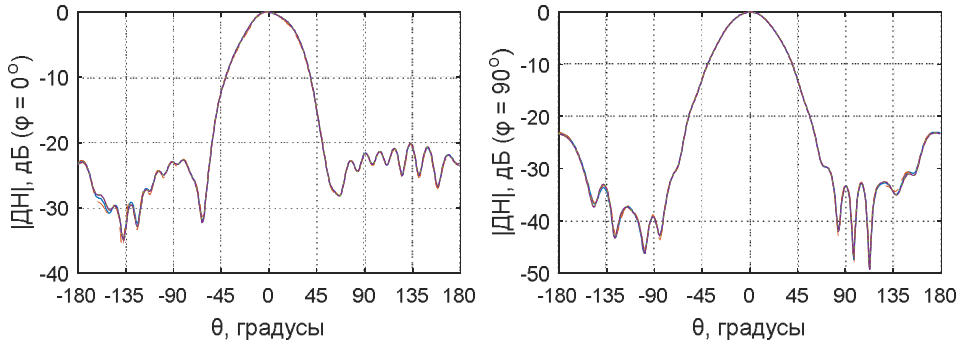


Рисунок 6 — Парциальные диаграммы направленностей рупоров:
 сплошная линия — согласованные нагрузки;
 штрихпунктирная — несогласованные нагрузки

Таким образом, при измерении матрицы рассеяния антенной решётки не обязательно применять нагрузки, равные сопротивлению трактов, допускается незначительное отличие между нагрузкой при измерении и трактом. Поэтому если взаимное влияние между элементами мало, то искажение АФР может быть учтено только по формуле (4).

Аналогичным образом допускается использование в методе активных парциальных диаграмм сопротивления нагрузок, незначительно отличающихся (не более 6%) от сопротивлений тракта.

Для того чтобы упростить метод активных парциальных диаграмм, можно применить оси симметрии, полагая, что взаимное влияние на элемент в одной части АР такое же, как и в симметричной части АР (рисунок 7).

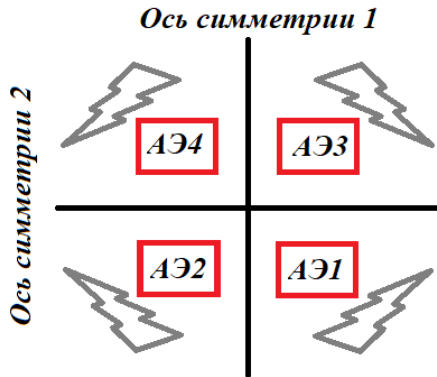


Рисунок 7 — Схематичное представление использования осей симметрии

На рисунке 7 схематично показаны искажённые ДН в виде молний, здесь достаточно измерить только одну ДН и преобразовывать её для других АЭ согласно осям симметрии. При использовании осей симметрии количество измерений может быть уменьшено в 4 раза. Пример получаемой погрешности при применении данного упрощения представлен на рисунках 8 и 9.

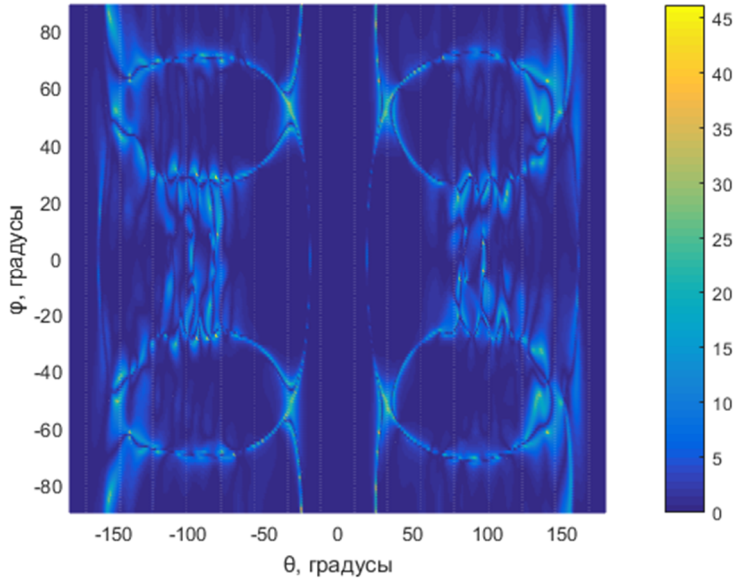


Рисунок 8 — Погрешность полученной итоговой диаграммы при применении указанного упрощения, дБ

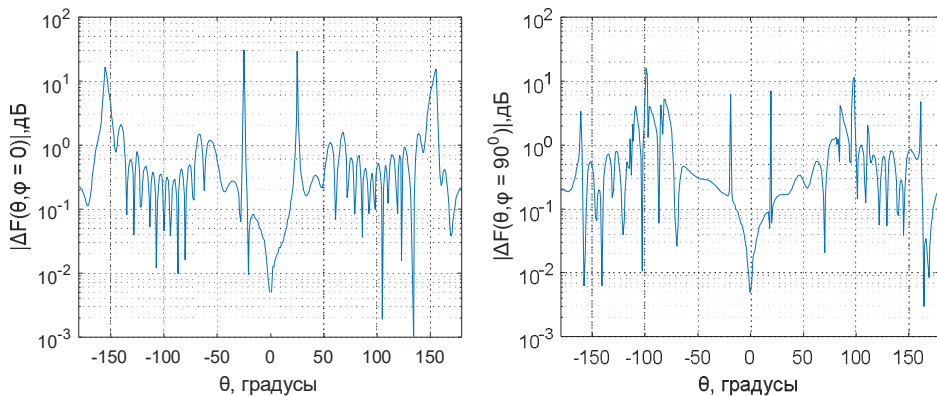


Рисунок 9 — Погрешность полученной итоговой диаграммы в двух сечениях

Анализируя рисунки 8 и 9, видно, что наибольшая погрешность получаемая при введении осей симметрии, приходится на минимум ДН, а также на область задних лепестков. В пределах главного лепестка погрешность не превышает 0,1 дБ.

Количество измерений в методе активных парциальных диаграмм также может быть уменьшено, полагая, что взаимное влияние АЭ незначительно на некотором удалении от элемента. Данное взаимное влияние устанавливается индивидуально в зависимости от антенных элементов и требуемой точности сходимости расчётной ДН и ДН реальной системы.

Заключение

При проектировании антенных решёток необходимо учитывать взаимное влияние между АЭ. В настоящей работе приведены методы, которые позволяют приблизиться при расчёте итоговой ДН АР к реальной. Различия между ДН не будут равны нулю, так как указанные методы не учитывают такие эффекты, как затекание токов по стенкам за АР, отражение от местных объектов, которые могут окружать АР при эксплуатации.

По результатам моделирования установлено:

- при использовании метода АПД требование к использованию нагрузок АЭ, равных сопротивлениям соответствующих трактов, является необязательным. В работе приведён пример моделирования АР, в результате которого установлено, что при рассогласовании сопротивлений (не более 6% по модулю) отличие ДН в главном лепестке не превышает 0,01 дБ;

- если взаимное влияние между элементами мало (не превышает 30 дБ), то искажение АФР может быть упрощенно учтено по формуле (4);

- количество измерений при использовании метода активных парциальных диаграмм может быть уменьшено минимум в 4 раза, при этом погрешность в пределах главного лепестка не превышает 0,1 дБ. Данный метод может быть применён при отсутствии несимметричных элементов конструкции (или предположения об их незначительном влиянии на итоговую ДН) для эквидистантных АР.

Литература

1. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием (Введение в теорию) / под ред. чл.-кор. РАН Л.Д. Базраха. М. : САЙНС-ПРЕСС, 2002. 232 с.

2. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решёток: учеб. пособие для вузов / Д.И. Воскресенский

[и др.] ; под ред. Д.И. Воскресенского. М. : Радио и связь, 1981. 432 с.

3. Takamizawa, Koichiro. Analysis of Highly Coupled Wideband Antenna Arrays Using Scattering Parameter Network Models. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004. Vita. Abstract. Includes bibliographical references.

4. Beam Steering using the Active Element Pattern of Antenna Array / Abdul Malek [et al.] // *Telkomnika (Telecommunication Computing Electronics and Control)*. 2018. No 16. P. 1542–1550.

5. Mutual coupling effects on antenna radiation pattern: An experimental study applied to interferometric radiometers / F. Torres [et al.] // *Radio Science*. 1998, Nov.–Dec. Vol. 33, No 6. P. 1543–1552.

6. Андреев Р.Н., Мельник В.А., Чепелев М.Ю. Учет взаимного влияния излучателей антенной решетки на ее характеристики // *Вестн. Воронежского гос. техн. ун-та*. 2012. Т. 8, № 3. С. 128–130.

7. Frickey Dean. Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances // *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*. 1994. No 42. P. 205–211.

Зайков Кирилл Денисович — лаборант, научно-исследовательская лаборатория радионавигации (НИЛРН) Научно-исследовательского института радиотехнических систем, студент гр. 126-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: зайков.k.126-2@e.tusur.ru.

Лукьянова Юлия Владимировна — студент гр. 126-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: lucluk.yulya@yandex.ru.

Methods of accounting for the mutual influence of the antenna array emitters on its radiation pattern

The report examines the existing methods of accounting for mutual influence. At the same time, the antenna array is simulated, the results simulated of which identified the tolerances under which the presented methods can be used.

Keywords: *antenna array, mutual influence between antenna elements, distortion of the radiation pattern.*

Kirill Denisovich Zaikov — laboratory assistant at the Scientific Research Laboratory of Radio Navigation of the Scientific Research Institute of Radio Engineering Systems, student of group 126-2, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio-

electronics, 634050, Tomsk? prospect Lenina, 40, e-mail: zaykov.k.126-2@e.tusur.ru.

Yulia Vladimirovna Lukyanova — student of group126-2, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, prospect Lenina, 40, e-mail: lycluk.yulya@yandex.ru.

УДК 621.396.965

Ч.М. Куулар, Ф.Н. Захаров

**ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ВЗАИМОСВЯЗИ
ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ**

Приведена оценка влияния взаимной связи между антенными элементами на форму диаграммы направленности фазированной антенной решетки. Рассмотрены антенные решетки с раскрытием прямоугольной и круглой форм. Проведена оценка относительного изменения уровня боковых лепестков и глубины минимумов, коэффициента направленного действия, а также смещения максимума при изменении степени взаимного влияния антенных элементов.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, антенный элемент, взаимное влияние, диаграмма направленности.

Диаграмма направленности (ДН) антенной решетки (АР) представляет собой сумму произведений парциальных диаграмм направленности антенных элементов (АЭ) и множителя направленности решетки. Из-за того что антенные элементы расположены близко друг к другу, между ними возникает взаимное влияние (ВВ), что приводит к искажению парциальных ДН излучателей. Влияние взаимодействия антенных элементов можно определить путем сложения парциальных диаграмм, умноженных на матричный коэффициент, учитывающий это влияние [1]

$$F_{AЭ}^{BB} = S \cdot F_{AЭ}, \quad (1)$$

где $F_{AЭ}^{BB}$ — матрица-столбец парциальных ДН излучателя с учетом взаимного влияния АЭ размером $(N \times 1)$; N — количество антенных элементов; $F_{AЭ}(\theta, \varphi)$ — матрица-столбец парциальных ДН излучателя

размером $(N \times 1)$; \mathbf{S} — симметричная матрица взаимного влияния размерностью $(N \times N)$:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_{11} & \dots & s_{1N} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ s_{N1} & \dots & s_{NN} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $s_{jq} = A_{jq} \cdot e^{i\varphi_{jq}}$, при этом $s_{jq} = s_{qj}$, $j = 1, \dots, N$ и $q = 1, \dots, N$; A_{jq} — амплитуда наведенного тока в j -й излучатель со стороны q -го излучателя; φ_{jq} — фаза наведенного тока в j -й излучатель со стороны q -го излучателя.

Для анализа влияния взаимной связи антенных элементов на искажения формы ДН было проведено компьютерное моделирование, которое предполагало случайное изменение по равномерному закону амплитуды и фазы элементов матрицы взаимного влияния в заданных пределах. Фазы наведенных токов в j -й излучатель со стороны q -го излучателя принимают случайные значения в пределах $[-90^\circ, 90^\circ]$, а амплитуды — в пределах -55 ± 5 дБ, -45 ± 5 дБ, -35 ± 5 дБ, -25 ± 5 дБ и -15 ± 5 дБ.

При моделировании рассматривались прямоугольная антенная решетка размером $1,35 \times 1,35$ м и круглая решетка радиусом $1,35$ м, количество излучателей $N = 100$, расстояние между излучателями $0,15$ м. Длина волны λ составляла $0,3$ м.

На рисунке 1 приведен пример искажения диаграммы направленности антенной решетки при наличии взаимного влияния между антенными элементами.

Параметры ДН оценивались по результатам усреднения десяти реализаций. Полученные данные приведены в таблицах 1 и 2, а также на рисунках 2 и 3. Изменения параметров ДН по отношению к параметрам исходной ДН без взаимного влияния показаны в процентах и с помощью стрелок (если значение увеличивается, то используется стрелка «вверх», а если уменьшается — стрелка «вниз»).

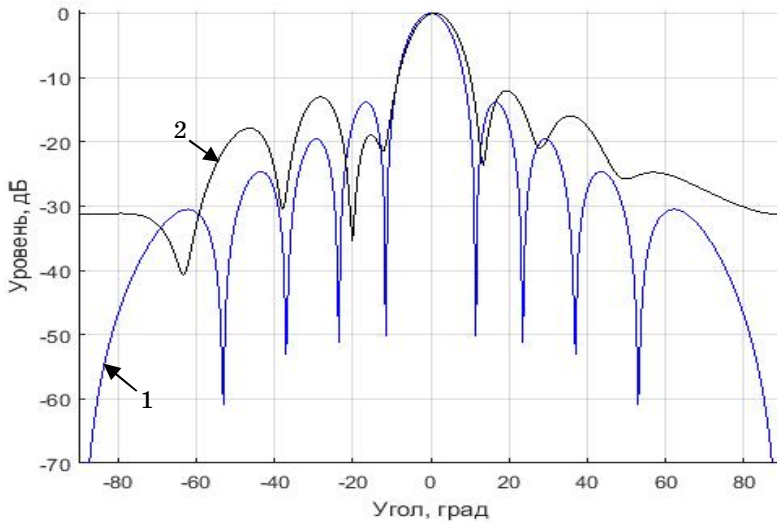


Рисунок 1 — ДН АР с прямоугольным раскрытием без взаимного влияния (1) и с взаимным влиянием (2) (-15 ± 5 дБ)

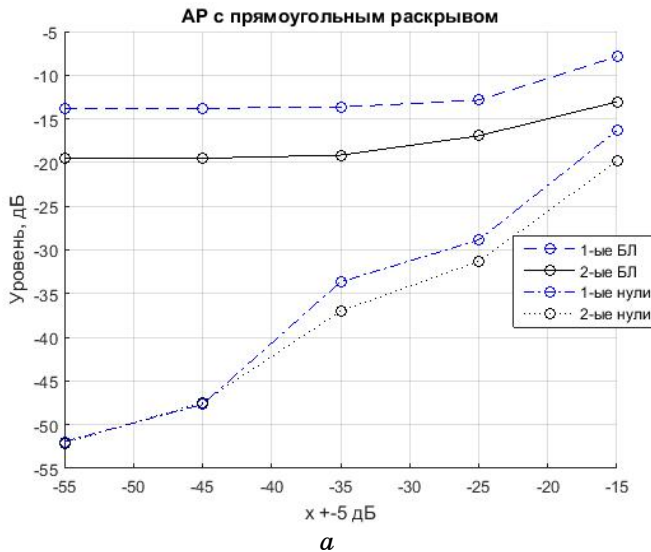


Рисунок 2 — Зависимость уровня боковых лепестков и нулей ДН АР от амплитуды наведенных токов: *a* — антенная решетка с прямоугольным раскрытием; *b* — с круглым раскрытием (начало, окончание см. на с. 97)

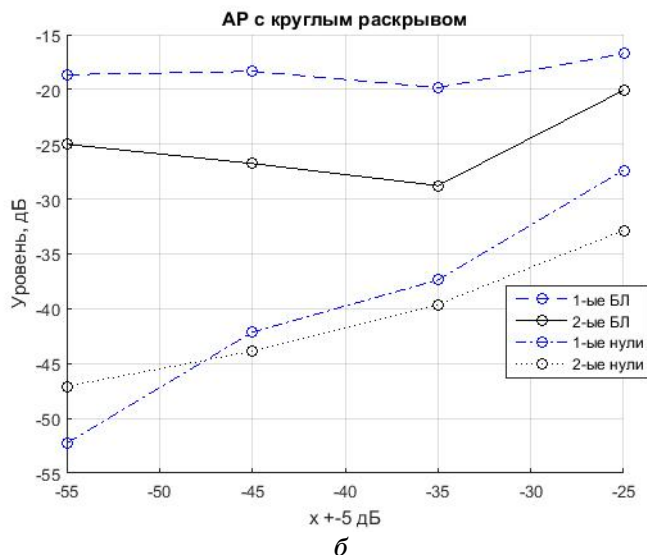


Рисунок 2 — Окончание (начало см. на с. 96)

На рисунке 3 представлен график зависимости коэффициента направленного действия (КНД) ДН АР с прямоугольным и круглым раскрытиями от амплитуды наведенных токов. Для расчета КНД используется формула [2]

$$D = \frac{4\pi}{\int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}, \quad (3)$$

где $F^2(\theta, \varphi)$ — нормированная ДН по мощности.

Таблица 1 — Параметры ДН АР с прямоугольной формой раскрытия без взаимного влияния и с взаимным влиянием

Параметр	Без ВВ	Амплитуда наведенных токов, дБ				
		-55±5	-45±5	-35±5	-25±5	-15±5
УБЛ*	-13,82 дБ;	↑ 0,2%	↑ 0,2%	↑ 1,3%	↑ 6,9%	↑ 43,0%
	-19,59 дБ	↑ 0,4%	↑ 0,4%	↑ 2,3%	↑ 13,5%	↑ 3,4%
КНД	25,39 дБ	↓ 0,3%	↓ 0,3%	↓ 1,0%	↓ 2,4%	↓ 17,2%
Уровень нулей**	-52,14 дБ;	↑ 0,4%	↑ 8,5%	↑ 35,4%;	↑ 44,6%;	↑ 68,9%;
	-53,09 дБ	↑ 1,8%	↑ 10,6%	↑ 30,3%;	↑ 41%;	↑ 62,6%;
Смещение максимума, град.	0	0	0	0	-0,05	-0,1
Примечание: * — уровни первых и вторых боковых лепестков ДН; ** — уровни первых и вторых нулей ДН						

Таблица 2 — Параметры ДН АР с круглой формой раскрыва без взаимного влияния и с взаимным влиянием

Параметр	Без ВВ	Амплитуда наведенных токов, дБ			
		-55±5	-45±5	-35±5	-25±5
УБЛ*	-18,69; -25,13	↑ 0,2% ↑ 0,5%	↑ 1,8% ↓ 6,5%	↓ 6,1% ↓ 14,5%	↑ 10,5% ↑ 20,1%
КНД	24,49	↓ 0,4%	↓ 0,4%	↓ 0,6%	↓ 2,6%
Уровень нулей**	-57,18; -49,18	↑ 8,6% ↑ 4,3%	↑ 26,3% ↑ 10,8%	↑ 34,6% ↑ 19,5%	↑ 51,5% ↑ 33,2%
Смещение максимума, град.	0	0	0	0	-0,15
Примечание: * — уровни первых и вторых боковых лепестков ДН; ** — уровни первых и вторых нулей ДН					

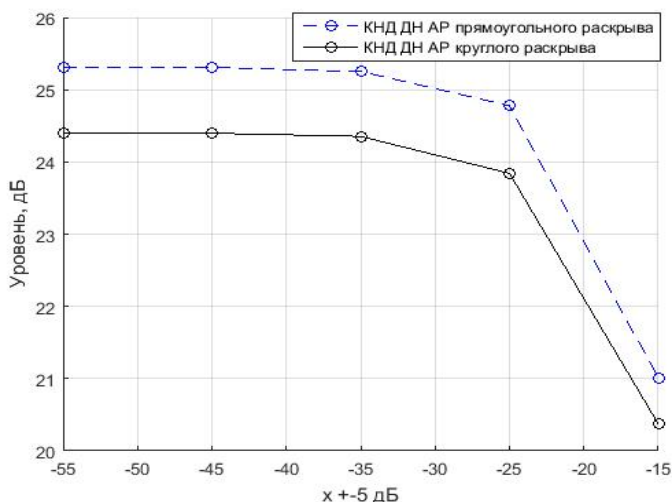


Рисунок 3 — Зависимость КНД ДН АР с прямоугольным и круглым раскрывами от амплитуды наведенных токов

Заключение

При увеличении амплитуды взаимного влияния уровень первых и вторых боковых лепестков уменьшается, также уменьшается и уровень нулей ДН. Взаимное влияние больше воздействует на уровни нулей, чем на УБЛ ДН. Например, при амплитуде наведенных токов -25 ± 5 дБ уровень первых и вторых боковых лепестков ДН прямоугольной решетки уменьшается на 6,9% и 13,5% соответственно по сравнению со значениями исходной ДН, а уровень первых и вторых нулей — на 44,6% и 41%.

При увеличении взаимного влияния наблюдается смещение максимума ДН, причем у АР с круглым раскрывом оно больше ($0,15^\circ$), чем у АР с прямоугольным раскрывом ($0,1^\circ$).

Влияние взаимной связи между излучателями на ДН АР с круглым раскрывом более существенно по сравнению с АР с прямоугольным раскрывом. Например, при амплитуде взаимного влияния -15 ± 5 дБ ДН АР с круглым раскрывом сильно искажается (нули сильно заплывают), в то время как на ДН АР с прямоугольным раскрывом можно в большей степени рассмотреть боковые лепестки.

Литература

1. Устройства СВЧ и антенны / под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 2-е, доп. и перераб. М. : Радиотехника, 2006. 376 с.
2. Гошин Г.Г. Устройства СВЧ и антенны. Ч. 2. Антенны : учеб. пособие. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 145 с.

Куулар Чайана Машетовна — студент, каф. радиотехнических систем, инженер, Научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: chayanak@bk.ru.

Захаров Фёдор Николаевич — зав. лабораторией, Научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru

Assessment of the influence of the mutual coupling between the radiators of the antenna array on the directional characteristic

The article provides an assessment of the mutual coupling between antenna elements on the diagram of a directional phased antenna array. Antenna arrays with rectangular and circular apertures are considered. The estimation of the relative change in the level of side lobes and the depth of the minima, the coefficient of directional action and the maximum when the degree of mutual influence of the antenna elements changes.

Keywords: *phased antenna array, antenna element, mutual influence, directional pattern.*

Kuular Chayana Mashetovna — student, Department of Radio Engineering Systems, Engineer, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: chayanak@bk.ru

Zakharov Fedor Nikolaevich — Candidate of Technical Sciences, Head of Laboratory, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Moscow, st. Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru

УДК 621.3

А.В. Носов, С. Карри, Р.С. Суровцев

**АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КОЛИЧЕСТВА ВИТКОВ СО СЛАБОЙ СВЯЗЬЮ
НА ФОРМУ НАПРЯЖЕНИЯ В КОНЦЕ ВИТКА ЗАЩИТНОЙ
МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ**

Представлены результаты сворчивания в меандр витка защитной меандровой линии на испытательной печатной плате на форму напряжения в конце линии. Выявлено, что увеличение числа витков со слабой связью приводит к незначительному искажению формы и изменению амплитуды импульсов разложения, а также формированию дополнительных импульсов разложения.

Ключевые слова: *электромагнитная совместимость, меандровая линия, сверхкороткий импульс.*

Введение

В современном мире радиоэлектронные средства (РЭС) различного назначения получили широкое распространение. Темпы развития радиоэлектронной промышленности требуют повышения рабочих частот интегральных схем, уменьшения рабочих напряжений и миниатюризации устройств, что ведет к увеличению плотности монтажа печатных плат (ПП) РЭС. Из-за высокой плотности ПП и низких рабочих напряжений возрастает чувствительность РЭС к различным электромагнитным воздействиям (ЭМВ). Такие воздействия могут быть вызваны естественными явлениями (разряд молнии), работой индустриального оборудования (высоковольтное оборудование), а также преднамеренными действиями человека (электромагнитное оружие) [1]. О последнем свидетельствует зафиксированный ряд случаев использования ЭМВ в террористических целях [2].

К опасным видам ЭМВ можно отнести сверхкороткие импульсы (СКИ), которые за счет их широкой полосы способны проникать внутрь РЭС, а за счет высокой мощности выводить их чувствительные цепи из строя. Применение традиционных устройств может быть не всегда эффективно, поскольку время их срабатывания (например,

газоразрядных элементов) может превышать длительность ЭМВ [3], паразитные параметры их компонентов (например, LC-фильтров) могут способствовать распространению СКИ [4]. Кроме того, традиционные устройства зачастую имеют ограниченный ресурс срабатываний [3]. Поэтому актуален поиск альтернативных путей для защиты РЭС от СКИ. В связи с этим примечателен подход, основанный на модальном разложении сигнала на последовательность импульсов меньшей амплитуды в полосковых структурах в форме меандровой линии (МЛ) [5]. Его очевидным преимуществом является простота, отсутствие паразитных параметров и практически бесконечный ресурс.

Между тем и данный подход не лишен недостатков. Так, для увеличения максимальной длительности СКИ, который может быть разложен в МЛ, при использовании широко распространенных материалов (СТФ, FR-4, Rogers) приходится прибегать к увеличению общей длины МЛ, из-за чего невозможно проектирование защитных МЛ в реальных устройствах. Для решения этой задачи предложено сворачивание витка МЛ в меандр со слабой связью между витками и уменьшением габаритов защитной МЛ (80×80 мм), но выполнен лишь многовариантный анализ влияния параметров поперечного сечения МЛ на форму напряжения на его выходе [6]. Между тем увеличение числа витков меандра со слабой связью ведет к росту количества отражений из-за появления дополнительной двойной неоднородности (в прямом и обратном направлении) в конце каждого витка со слабой связью. Поэтому цель данной работы — выполнить анализ влияния числа витков со слабой связью на форму напряжения в конце МЛ.

Параметры исследуемой линии

Сначала рассмотрим линию, состоящую из двух сигнальных проводников, соединенных на одном конце и лежащих на диэлектрической подложке, и опорного проводника в виде идеально проводящей плоскости (рисунок 1,а). Основа линии выполнена из двустороннего фольгированного материала Rogers 4003С с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3,38 \pm 0,05$, измеренной на частоте 10 ГГц (при $T = 23 \text{ }^\circ\text{C}$), толщиной диэлектрика 0,508 мм и толщиной фольги 35 мкм. Ближний конец первого проводника линии длиной l соединен с источником сигналов, представленным на схеме идеальным источником э.д.с. с внутренним сопротивлением $R1$, а второго — с приемным устройством, представленным на схеме сопротивлением $R2$ (рисунок 1,б). Значения резисторов $R1$ и $R2$ приняты равными 50 Ом.

Выполнена параметрическая оптимизация поперечного сечения МЛ по критерию разложения СКИ общей длительностью 1 нс.

В результате получены параметры $w = 300$ мкм и $s = 100$ мкм, обеспечивающие значения погонных задержек четной и нечетной мод 5,41 и 4,81 нс/м соответственно, что позволяет разложить при длине $l = 1$ м СКИ с длительностью 1,2 нс без учета влияния потерь и дисперсии.

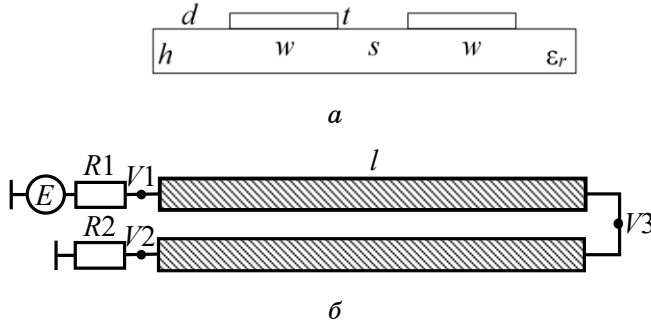


Рисунок 1 — Поперечное сечение (а) и схема соединения с трактом (б) МЛ

Для изготовления линии длиной 1 м на плате с размером 80×80 мм необходимо из одного витка МЛ с сильной связью сформировать меандр из витков с минимизацией перекрестных связей между ними. Пример поперечного сечения такой линии представлен на рисунке 2, а схема соединений — на рисунке 3. Для минимизации нежелательной связи принято $s_2 = 10w$. Необходимо отметить, что для проведения измерений линии также необходим монтаж соединителей для подключения измерительной аппаратуры. В результате из исходного витка МЛ можно сформировать до 19 полувитков с сильной связью и длиной $l_{\text{п}} = 65,86$ мм (без учета скруглений на конце), при этом общая длина проводника линии составит 2502,68 мм.

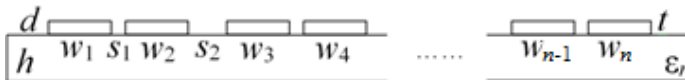


Рисунок 2 — Поперечное сечение МЛ с витками со слабой связью

Формирование линии со слабой связью приводит к появлению дополнительных неоднородностей, для понимания влияния которых полезно выполнить анализ воздействия числа полувитков на форму сигнала в конце линии. Для этого проведено квазистатическое моделирование исходной МЛ с последовательным увеличением количества полувитков ($N = 2, 5, 10, 19$) при постоянной общей длине проводника 2502,68 мм. Результаты моделирования исходной МЛ представлены

на рисунке 4, а МЛ с разным N — на рисунке 5. В качестве воздействующего сигнала принят импульс трапецеидальной формы с общей длительностью 900 пс (длительности фронта, плоской вершины и спада по 300 пс) и амплитудой э.д.с. 1 В.

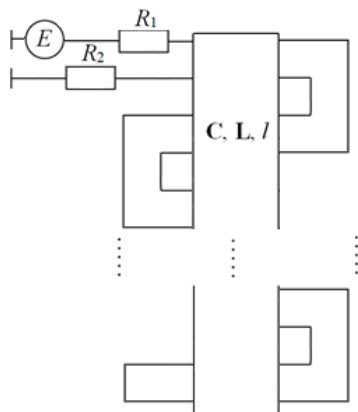


Рисунок 3 — Схема соединений линии с витками со слабой связью

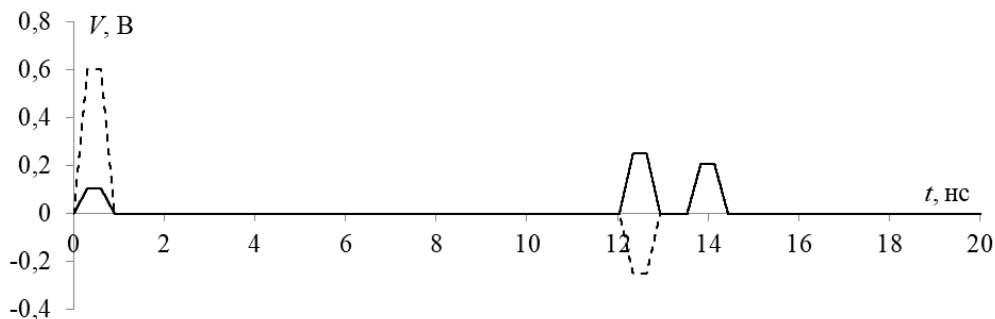


Рисунок 4 — Формы напряжения в начале (---) и конце (—) исходной МЛ

Из рисунков 4 и 5 видно, что импульс в конце МЛ раскладывается на импульсы перекрёстной наводки, нечетной и четной мод. Ослабление сигнала к половине э.д.с./сигналу в начале линии в МЛ при $N = 19$ составляет 2,36 раза. Также видно, что с ростом N форма импульсов мод искажается из-за увеличения количества отражений от стыков полувитков. Наличие отражений также вызвано рассогласованием линии с окончаниями (сопротивления четной и нечетной мод исходной МЛ составляют 84,43 и 35,31 Ом, среднее геометрическое 76,7 Ом, а сопротивления окончаний 50 Ом). При $N = 19$ фронт и спад импульса чётной моды искажаются ступеньками положительной

полярности на фронте и отрицательной полярности на спаде. Ступеньки имеют равную амплитуду.

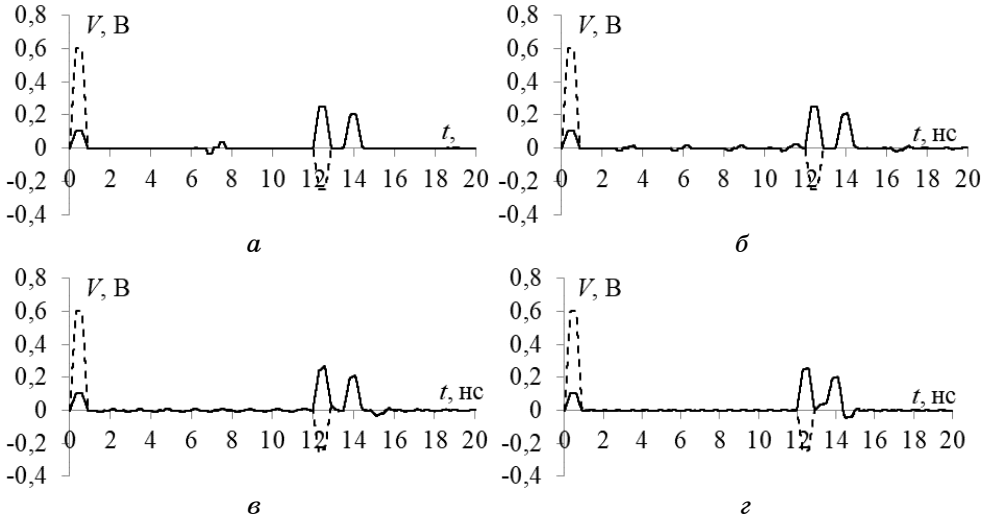


Рисунок 5 — Формы напряжения в начале (- -) и конце (—) МЛ при $N=2$ (а), 5 (б), 10 (в) и 19 (г)

Для анализа и выявления причин возникновения импульсов выполнено аналогичное моделирование при воздействии с общей длительностью 300 пс. Полученные формы напряжения представлены на рисунке 6.

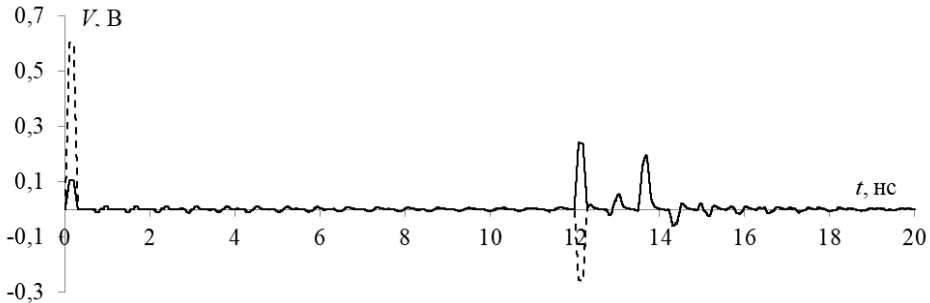


Рисунок 6 — Формы напряжения в начале (- -) и конце (—) МЛ с $N=19$ при воздействии импульсом длительностью 300 пс

Из рисунка 6 видно проявление импульсов разной полярности с пиковыми значениями 53 мВ и -60 мВ, которые приходят до и после импульса четной моды. О причинах возникновения импульсов однозначно сказать трудно из-за сложности рассматриваемой структуры.

Эти дополнительные импульсы могут являться результатом влияния асимметрии линии относительно центра структуры [7].

Заключение

Представлены результаты анализа влияния числа витков со слабой связью из одного витка защитной МЛ на ПП размером 80×80 мм на форму напряжения в конце линии. Из результатов моделирования следует, что увеличение числа витков приводит к незначительному искажению формы и изменению амплитуды импульсов разложения, а также формированию дополнительных импульсов до и после импульса четной моды, наиболее вероятной причиной чего является асимметрия линии относительно центра структуры. В продолжение данного исследования целесообразно выполнить анализ влияния перемычек в конце витков со слабой связью на искажение формы напряжения в конце линии, а также влияние потерь в проводниках и диэлектрике. После этого необходим детальный полноволновой анализ, изготовление макета исследуемой МЛ и проведение натуральных испытаний.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-51017 с научно-технологическим университетом «Сириус».

Литература

1. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий : сб. / М. Бакстром [и др.] ; ред. Т.Р. Газизов. Томск : ТГУ, 2002. 216 с.
2. Фоминич Э.Н., Владимиров Д.Р. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для информационно-управляющих систем // Военный инженер. 2016. № 2(2). С. 10–17.
3. Гизатуллин Р.М., Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания : моногр. Казань : Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014. 142 с.
4. Зайкова С.А. Пассивные компоненты радиоэлектронной аппаратуры : пособие. Гродно : ГрГУ, 2009. 67 с.
5. Possibility of Protection Against UWB Pulses Based on a Turn of a Meander Microstrip Line / R.S. Surovtsev [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2017. Vol. 59, No 6. P. 1864–1871.
6. Варзин Е.С., Суровцев Р.С., Носов А.В. Уменьшение габаритов защитной меандровой микрополосковой линии // Междунар. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири. СИБРЕСУРС 26-2020». Томск, Россия, 24 ноября. 2020. С. 91–96.

7. Nosov A.V., Surovtsev R.S. Revealing new possibilities of ultrashort pulse decomposition in a turn of asymmetrical meander delay line // 21th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. 2020, June 29 – July 3. P. 149–153.

Носов Александр Вячеславович — канд. техн. наук, доцент, каф. телевидения и управления, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: alexns2094@tu.tusur.ru.

Карри Салим — аспирант, каф. телевидения и управления, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: karrisalim.h@gmail.com.

Суровцев Роман Сергеевич — канд. техн. наук, доцент, каф. телевидения и управления, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40; Научно-технологический университет «Сириус», 354349, г. Сочи, ул. Олимпийский проспект, 40, e-mail: surovtssevr@gmail.com.

Analysis of the influence of a number of turns with weak coupling on the voltage waveform at the end of protective meander line turn

The results of the meander folding of the turn of the protective meander line on the test PCB for the voltage waveform at the end of the line are presented. It is revealed that an increase in the number of turns with weak coupling leads to a slight distortion of the waveform and a changing of the amplitude of the decomposition pulses, as well as the formation of additional decomposition pulses.

Keywords: *electromagnetic compatibility, meander line, ultrashort pulse.*

Nosov Alexander Vyacheslavovich — Ph.D., assistant professor, department of television and control, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: alexns2094@tu.tusur.ru.

Karri Salim — graduate student, department of television and control, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: karrisalim.h@gmail.com.

Surovtsev Roman Sergeevich — Ph.D., assistant professor, department of television and control, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40; Science and Technology University «Sirius», 354349, Sochi, Olympic Ave., 40, e-mail: surovtssevr@gmail.com.

А.В. Демаков, И.И. Николаев, М.Е. Комнатнов

СРАВНЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИЛОВЫХ ШИН ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ СО СПИРАЛЬНОЙ И ПРЯМОУГОЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИЯМИ ПОПЕРЕЧНОГО СЕЧЕНИЯ

Рассмотрены конструкции силовых шин электропитания (СШЭП) со спиральным и прямоугольным поперечными сечениями. Выполнена разработка моделей и созданы макеты СШЭП. Проведено сравнение вычисленных и измеренных значений их индуктивности и ёмкости. Показано, что спиральная в поперечном сечении СШЭП позволяет снизить индуктивность и увеличить ёмкость до 1,9 раза по сравнению с традиционной конструкцией, имеющей прямоугольное поперечное сечение. Из результатов измерений S-параметров макетов показана возможность применения системы PLC для обеспечения связи по спиральной СШЭП.

Ключевые слова: силовая шина электропитания, погонные параметры, численное моделирование, космический аппарат.

Введение

Электропитание потребителей высокой мощности в авиакосмической технике и радиотехнических системах в большинстве случаев осуществляется с помощью силовых шин электропитания. По сравнению с кабельными системами они имеют более низкий импеданс и высокую надёжность. При проектировании СШЭП особое внимание уделяется погонной индуктивности, которая может оказывать существенное влияние на функционирование потребителя электроэнергии [1]. Например, при высоких её значениях возможно возникновение перенапряжений, падения напряжения, дисбаланса токов, резонансов в конденсаторах и др. [2]. Наиболее распространенной конструкцией СШЭП является шина с прямоугольной формой поперечного сечения проводников, расположенных друг над другом. Такая конструкция обладает достаточно высокой погонной индуктивностью, которая при заданном поперечном сечении может быть снижена за счет увеличения отношения ширины проводников СШЭП к их толщине [3]. Одним из возможных способов дополнительного уменьшения погонной индуктивности является использование коаксиальных конструкций СШЭП [4]. Известно, что эффективность снижения паразитных параметров растет с добавлением в коаксиальную шину дополнительных концентрических проводников [5]. Такая многопроводная

коаксиальная СШЭП сложна при изготовлении, но может быть заменена на более простую конструкцию со спиральным поперечным сечением [6].

Цель данной работы — сравнить индуктивность, ёмкость и S -параметры СШЭП со спиральным и прямоугольным поперечными сечениями.

Квазистатическое моделирование

Разработаны модели СШЭП с прямоугольным (рисунок 1,а) и спиральным (рисунок 1,б) поперечными сечениями в программном обеспечении TALGAT [7]. Исходными данными для моделей являлись: ширина ($w = 0,25$ м), толщина ($t = 100$ мкм) и длина ($l = 0,25$ м) проводников, а также толщина диэлектрика $t_d = 105$ мкм ($\epsilon_r = 1,7$). Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались. Спиральная СШЭП получена сворачиванием ее прямоугольных пластин вокруг продольной оси с начальным радиусом r , выбранным так, что длина спирали $l_{\text{сп}}$ равна ширине w прямоугольной СШЭП.

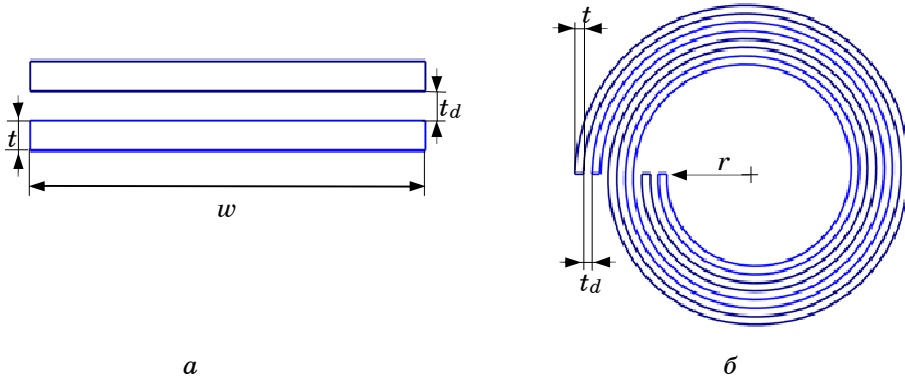


Рисунок 1 — Поперечные сечения СШЭП:
а — прямоугольное; б — спиральное

Выполнены вычисления индуктивности L и ёмкости C для СШЭП длиной $l = 0,25$ м со спиральным и прямоугольным поперечными сечениями (таблица 1).

Из значений L и C видно, что переход от прямоугольной СШЭП к спиральной с $N = 2$ позволил увеличить емкость и уменьшить индуктивность в 1,5 раза, а с $N = 7$ — в 1,9 раза.

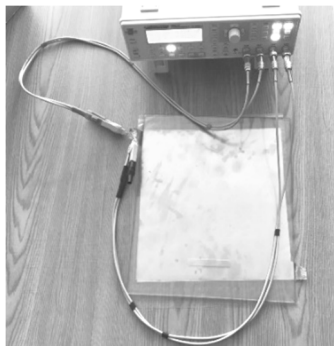
Таблица 1 — Значения параметров СШЭП со спиральным и прямоугольным сечениями при $w = l_{\text{сп}} = 0,25$ м

N	r , мм	$C_{\text{сп}}$, нФ	$C_{\text{пр}}$, нФ	$C_{\text{сп}}/C_{\text{пр}}$	$L_{\text{сп}}$, пГн	$L_{\text{пр}}$, пГн	$L_{\text{пр}}/L_{\text{сп}}$
1	39,60	8,879	8,892	1,001	131,254	131,752	1,004
2	19,50	13,378		1,50	87,18		1,51
3,7	10,00	15,191		1,71	76,279		1,73
3	12,50	14,263		1,60	79,112		1,67
4	9,00	15,497		1,74	75,19		1,75
5	6,75	15,851	1,78	73,585	1,79		
6	5,25	16,196	8,892	1,82	71,976	131,752	1,83
7	4,25	16,855	1,90	69,209	131,752	1,90	

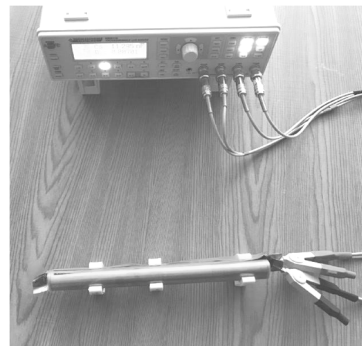
Экспериментальное исследование

Разработаны макеты СШЭП с прямоугольным (рисунок 2,а) и спиральным (рисунок 2,б) поперечными сечениями. Макеты изготовлены из пары медных пластин ($w = l = 0,25$ м, $t = 100$ мкм) с расположенными между ними изоляторами из лакоткани ЛЖМ-0,105 ($t_d = 105$ мкм). Макет спиральной СШЭП создан путём равномерного скручивания медных пластин с расположенными между ними изоляторами с неполным четвёртым витком ($N = 3,7$) при начальном радиусе $r = 10$ мм.

Определена ёмкость при помощи LCR-измерителя R&S NM 8118 (рисунок 2). Так как нижний предел измерений L прибора составляет 10 нГн, то ее измерение не проводилось [8].



а



б

Рисунок 2 — Измерение ёмкости макетов прямоугольной (а) и спиральной (б) СШЭП

На рисунке 3 приведено сравнение измеренных частотных зависимостей C для макетов СШЭП с прямоугольным и спиральным поперечными сечениями в диапазоне частот от 20 Гц до 200 кГц.

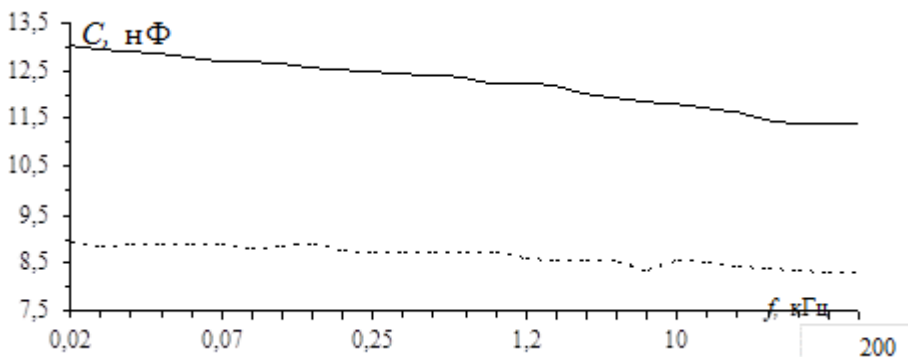


Рисунок 3 — Частотные зависимости C для макетов СШЭП с прямоугольным (---) и спиральным (—) поперечными сечениями

Видно, что макет СШЭП со спиральным поперечным сечением позволил увеличить значение C в 1,42 раза по сравнению со стандартной прямоугольной конструкцией проводников. При этом разница вычисленных и измеренных значений ёмкостей ΔC составляет не более 0,27 нФ для прямоугольной СШЭП и не более 2,94 нФ для спиральной, т.е. $\pm 1,6\%$ и $\pm 11,1\%$ соответственно. Высокая разница результатов, полученных для спиральной СШЭП, обусловлена неравномерностью свёртки проводника макета и неплотным прилеганием изоляторов к медным пластинам, что следует учесть в новой технологии производства. Поэтому можно считать результаты моделирования и измерения согласующимися.

Измерены S -параметры (рисунок 4) макетов СШЭП в диапазоне частот 10 МГц – 1 ГГц с помощью скалярного анализатора цепей «Микран Р2М». Для спиральной СШЭП наблюдается диапазон частот 188–227 МГц, в котором $|S_{21}|$ достигает значения минус 14 дБ. На этой частоте может быть использована система PLC [9] для обеспечения передачи данных по СШЭП.

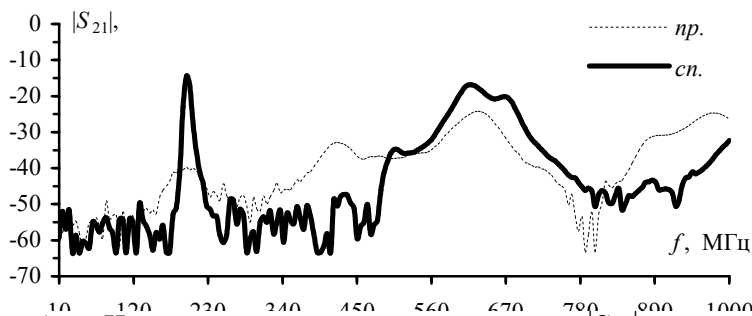


Рисунок 4 — Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ макетов СШЭП с прямоугольным и спиральным поперечными сечениями

Заключение

Выполнена оценка индуктивности, ёмкости и частотных зависимостей S -параметров СШЭП со спиральным и прямоугольным поперечными сечениями проводников. Показано, что спиральная конструкция СШЭП по сравнению с прямоугольной позволяет снизить значение L и увеличить C до 1,9 раза по результатам моделирования и до 1,42 раза по результатам измерений.

Литература

1. Dorneles A.C., Guo J. Bus bar design for high-power inverters // IEEE Trans. on Power Electronics. 2018. Vol. 33, Iss. 3. P. 2354–2367.
2. Influence of the cabling geometry on paralleled diodes in a high power rectifier / E. Clavel [et al.] // IEEE Conf. Record of the Industry Applications Conference, San Diego, CA, USA. 1996, 6–10 Oct. P. 993–998.
3. Ternov S., Demakov A.V., Komnatnov M.E. Influence of the cross-section form of the power bus bar on its parameters // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT), Moscow, Russia. 2018, 14–16 March. P. 1–4.
4. Ehrich M., Fichte L.O., Luer M. Electrical properties and magnetic fields of a coaxial bus bar // Proc. Asia-Pacific Conf. on Environmental Electromagnetics, Shanghai, China. 2000, 7 May. P. 11–16.
5. Николаев И.И., Комнатнов М.Е. Силовая шина электропитания с коаксиальным поперечным сечением // Сб. избранных ст. «Научная сессия ТУСУР-2020». Томск : В-Спектр, 2020. Ч. 1. С. 257–260.
6. Fabbri I.M. The spiral coaxial cable // International Journal of Microwave Science and Tech. 2015, 26 Feb. Vol. 15, Iss. 2. P. 1–18.
7. Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT // Доклады ТУСУР. 2015. С. 45–50.
8. R&S[®]HM8118 Programmable LCR-Bridge Benutzerhandbuch User Manual [Электронный ресурс]. URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuals/gb_1/h/hm8118_1/HM8118_UserManual_de_en_06.pdf (дата обращения: 11.09.2021)
9. Wolf J. Power line communication (PLC) in space – current status and outlook // Proc. ESA Workshop on. Aerospace EMC. 2012. P. 1–6.

Демаков Александр Витальевич — канд. техн. наук, ассистент, каф. телевидения и управления, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, ул. Вершинина, 47, e-mail: demakov_av@tu.tusur.ru.

Николаев Илья Игоревич — аспирант, каф. телевидения и управления, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, ул. Вершинина, 47, e-mail: nikolaev.727@yandex.ru.

Комнатнов Максим Евгеньевич — канд. техн. наук, доцент, каф. телевидения и управления, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, ул. Вершинина, 47, e-mail: maxmek@mail.ru.

Demakov Aleksandr Vital'evich — PhD Tech., Assistant, Department of Television and Control, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634045, t. Tomsk, st. Vershinina, 47, e-mail: demakov_av@tu.tusur.ru

Nikolaev Ilya Igorevich — postgraduate student, Department of Television and Control, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634045, t. Tomsk, st. Vershinina, 47, e-mail: nikolaev.727@yandex.ru.

Komnatnov Maksim Evgenievich — PhD Tech., senior lecturer, Department of Television and Control, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634045, t. Tomsk, st. Vershinina, 47, e-mail: maxmek@mail.ru.

Ю.В. Лукьянова, К.Д. Зайков

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕ ЦЕЛЕЙ В ЗАДАЧЕ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ЛЧМ-РАДАРА

Рассмотрены методы, с помощью которых происходит повышение разрешающей способности, а именно MUSIC, CAPON, метод «теплого шума», ESPRIT. Проведен анализ литературных источников и рассмотрен вопрос о возможности применения пространственного сверхразрешения. Представлены результаты моделирования предложенного алгоритма пространственного сверхразрешения для ЛЧМ-радаров.

Ключевые слова: *пространственное сверхразрешение, сверхразрешение по углу и дальности, MUSIC, CAPON, ESPRIT, метод «теплого шума».*

Введение

В процессе проектирования современных радиолокационных систем (РЛС) различного назначения большое внимание уделяется вопросам повышения их разрешающей способности.

Мерой разрешающей способности по дальности является минимальное расстояние между двумя объектами с одинаковыми угловыми координатами, при котором возможны раздельное обнаружение и измерение дальности этих объектов. За меру разрешающей способности по угловой координате принимают минимальную разность угловых положений объектов с одинаковой дальностью, когда возможны раздельное обнаружение и определение угловых координат этих целей [1].

Зачастую не удается достигнуть требуемых показателей разрешающей способности по угловым координатам из-за ограниченных габаритов антенной системы и по дальности — из-за эффектов размытия спектра.

Перечисленные ограничения требуют применения альтернативных методов обработки сигналов, позволяющих повысить разрешение при прочих равных условиях. К таким методам относятся методы сверхразрешения.

Современные вычислительные способности позволяют применять методы сверхразрешения, описанные в [2–7]. В них приведены принципы работы и алгоритмы применения методов к одному из параметров: либо по дальности, либо по углу.

В настоящей работе рассмотрены методы сверхразрешения, описанные в [2–7], и предложен алгоритм пространственного сверхразрешения целей.

Модель принимаемого сигнала

Пусть имеется линейная эквидистантная антенная решетка (АР) из N идентичных элементов с шагом d (рисунок 1). На вход решётки поступает сигнал, который наблюдается на интервале $t \in [0, T_{\text{набл}}]$, что соответствует K наблюдаемым отсчётам. Выходной сигнал, принимаемый от M удалённых источников излучения, запишем в виде

$$\mathbf{X}_{K \times N} = \mathbf{A}_{K \times M} \mathbf{S}_{M \times N} + \mathbf{n}_{K \times N}, \quad (1)$$

где $\mathbf{A}_{K \times M} = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_M)]$ — матрица направляющих векторов;

$\mathbf{a}(\theta_i) = [1, z^1(\theta), \dots, z^{N-1}(\theta)]^T$ — направляющий вектор i -го источника

сигнала; $z(\theta) = \exp[-j(2\pi/\lambda) \sin(\theta) \cdot d]$; $\mathbf{S}(t) = [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T$ — вектор сигналов; \mathbf{n} — вектор шумов приемников АР.

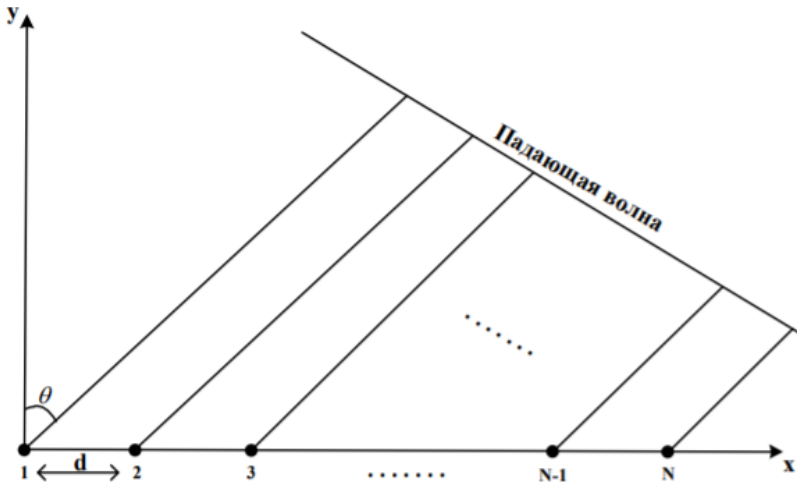


Рисунок 1 — Линейная эквидистантная решетка

На сегодняшний день существует достаточно большой выбор алгоритмов сверхразрешения, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки.

Алгоритмы сверхразрешения по углу

Метод Кейпона или MVDR (Minimum variance distortionless response) — метод минимизации дисперсий [2, 3].

Метод, предложенный Кэйпоном (CAPON), работает так, чтобы свести к минимуму мощность, наведённую шумом и любым другим сигналом с ненужной стороны, одновременно удерживая постоянным отношение сигнал/шум в нужном направлении.

Алгоритм работы метода CAPON

1. Нахождение корреляционной матрицы входного сигнала

$$R = X \cdot X' . \quad (2)$$

2. Расчет разрешающей функции

$$P(\theta) = \frac{1}{a(\theta)' \cdot R^{-1} \cdot a(\theta)} . \quad (3)$$

3. Определение источников сигнала по максимумам функции.

Метод прост в реализации и подходит к любому типу антенных решеток. Он применим для разрешения как по углу, так и по дальности, но использование всей корреляционной матрицы R приводит к появлению «ложных пиков» на изображении целей, что затрудняет определение их параметров. При этом точность параметров зависит от отношения сигнал/шум.

Метод «теплого шума» [2]

Данный метод основан на анализе свойств собственного шума АР. Алгоритм работы идентичен алгоритму метода CAPON, отличие заключается только в разрешающей функции, которая записывается

$$P(\theta) = \frac{1}{a(\theta)' \cdot R^{-2} \cdot a(\theta)} . \quad (4)$$

Этот метод, так же как и CAPON, можно применять как по углу, так и по дальности.

Алгоритм MUSIC (Multiple Signal Classification) — многофакторный анализ сигнала [4–6].

Этот метод разрабатывался как алгоритм для оценки направления прихода сигнала. Суть метода заключается в разделении входного сигнала на сигнальные и шумовые составляющие. Метод работает при заранее известном количестве целей и относительно высоком отношении сигнал/шум.

Алгоритм работы метода MUSIC

1. Нахождение корреляционной матрицы входного сигнала по формуле (2).

2. Разрежение корреляционной матрицы по собственным векторам и собственным значениям и разделение собственных векторов на подпространство сигналов Q_s и подпространство шума Q_n . Это

получается путем сингулярного разложения корреляционной матрицы сигнала.

3. Построение разрешающей функции

$$P(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) \cdot Q_n \cdot Q_n^H \cdot a(\theta)}. \quad (5)$$

4. Максимальные уровни пиков будут соответствовать оценке угловых координат целей.

Метод MUSIC работает при условии, что количество целей (отражателей) меньше либо равно количеству элементов антенной решетки РЛС. Оптимальное разрешение обеспечивается тогда, когда количество целей равно половине количества элементов АР. Если это условие не будет выполняться, метод не будет работать. Можно предположить, что метод будет корректен для точечных целей. Он, так же как и вышеперечисленные, зависит от отношения сигнал/шум.

Метод ESPRIT [7]

Метод базируется на том факте, что вектор, определяющий направление прихода m -го сигнала, имеет один и тот же сдвиг на каждом элементе линейной эквидистантной АР. Антенная решетка разбивается на две пересекающиеся идентичные подрешетки. Число элементов в подрешетке должно быть больше либо равно M .

Данный метод подходит только для вычисления угловых координат. Алгоритм вычисления углового положения целей отличается от предыдущих методов и подробно представлен в [2–6]. ESPRIT, так же как и метод MUSIC, работает только для известного количества источников. При этом он имеет достаточно сложное математическое описание.

Алгоритмы сверхразрешения по дальности

Как было указано выше, не все методы подходят для разрешения по дальности. К ним относится метод ESPRIT.

При угловом сверхразрешении в качестве опорной функции используется направляющий вектор $a(\theta)$, тогда как при сверхразрешении по дальности — сигнальный вектор $S(r)$, который зависит от дальности r до цели.

Алгоритм пространственного сверхразрешения

В рассмотренных источниках приведены результаты обработки данных по одному из параметров. В связи с этим была проведена работа по возможности применения пространственного сверхразрешения.

Важно отметить, что все методы сверхразрешения требуют больших вычислительных затрат. Время обработки сигналов зависит от типа использованной антенной системы, например, для синтезированной апертуры время обработки сильно возрастет по сравнению с обычной фазированной антенной решёткой. Также время обработки сигналов зависит от метода, например, метод CAPON проводит вычисления в 2–3 раза быстрее при прочих равных условиях, чем MUSIC.

Применение сверхразрешения для анализа полной дальности действия системы в полном секторе обзора в режиме реального времени крайне невыгодно, поэтому пространственное сверхразрешение проводится точно для конкретного участка изображения целей.

В результате моделирования было установлено, что пространственное сверхразрешение не следует применять последовательно, то есть сначала по углу, потом по дальности или наоборот. В связи с этим предлагаем следующий алгоритм.

1. Выделение интересующих областей, в которых, возможно, находится несколько целей.

2. Входной сигнал (1) представляется в векторном виде. В результате получаем вектор V длиной $M \cdot K$.

3. Полученный вектор V приводим к виду матрицы Теплицы. Матрица Теплица представляет собой квадратную матрицу, первая строка является точной копией вектора V , остальные строки матрицы — смещенные копии. В результате получаем матрицу V_{Σ} размерностью $[(M \cdot K) \times (M \cdot K)]$.

4. Определяем корреляционную матрицу $R_{V_{\Sigma}}$ по формуле (2) и проводим вычисления в соответствии с методом.

5. Опорную функцию векторизуем в зависимости от того, как был векторизован сигнал. Опорная функция представляет собой сигнал, который был бы принят с заданной точки пространства.

6. Далее вычисляется разрешающая функция согласно используемому методу разрешения.

Практическая реализация алгоритма

Предположим, принимается сигнал с ЛЧМ-радар, который отразился от трёх целей. Зададимся параметрами сигналов от каждой цели: $SNR = -10$ дБ, $f_1 = 4,8$ Гц, $A_1 = 1$ В, $\theta_1 = -10$ град., $f_2 = 5$ Гц, $A_2 = 1$ В, $\theta_2 = 0$ град., $f_3 = 5,2$ Гц, $A_3 = 1$ В, $\theta_3 = 10$ град.

Для реализации сверхразрешения выбраны методы MUSIC и CAPON, так как они чаще остальных упоминаются в [2–7]. Полученные изображения целей будем сравнивать с предварительным

изображением, обработка которого производилась с помощью двумерного быстрого преобразования Фурье (БПФ).

БПФ проводится последовательно в два этапа: сначала делается БПФ по дальности, после к полученному сигналу применяется БПФ по углу. Результат вычислений приведен на рисунке 2,а, обработка с помощью методов MUSIC и CAPON — на рисунках 2,б и 2,в соответственно.

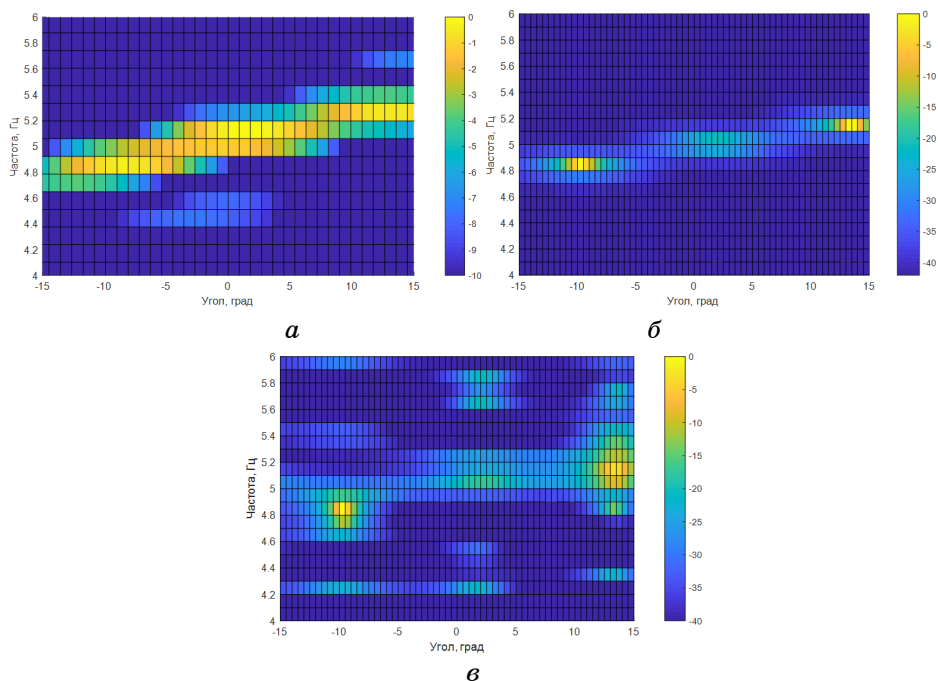


Рисунок 2 — Предварительное изображение на индикаторе для результата двумерного БПФ (а); обработка методом MUSIC (б); CAPON (в)

Выводы

В результате работы был представлен алгоритм и пример его реализации. Нужно понимать, что пространственное сверхразрешение целесообразно применять только для отдельных секторов обзора по дальности и углу. Представленный в работе алгоритм не зависит от способа получения изображения целей.

Сравнивая результаты, приведенные на рисунке 2, можно сказать, что пространственное преобразование Фурье дает размытое пятно, по которому сложно судить о количестве целей, в то время как пространственное сверхразрешение разделяет размытую область на три отдельные цели.

Методы не дают точных значений параметров целей, в связи с этим полученные характеристики имеют качественный характер, то есть несут информацию о количестве целей.

Литература

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы : учеб. для вузов. М. : Радиотехника, 2004. 320 с.
 2. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой : учеб.-метод. материал по программе повышения квалификации «Новые подходы к проблемам генерации, обработки, передачи, хранения, защиты информации и их применение». Нижний Новгород, 2007. 98 с.
 3. Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis // Proc. IEEE. 1969. Vol. 57, No 8. P. 1408–1418.
 4. Петров В.П., Шауэрман А.К. Спектральные способы оценки направления источников сигналов в адаптивных антенных решетках // Вестник СибГУТИ. 2011. № 2. С. 53–63.
 5. Чудопалов И.В. Сравнительный анализ методов сверхразрешения в антенных решетках // Т-Comm. 2008. № 6. С. 41–43.
 6. Манохин Г.О., Гельцер А.А., Рогожников Е.В. Увеличение разрешающей способности радиолокационной системы за счёт параметрических методов обработки сигналов // Вестник СибГУТИ. 2015. № 1. С. 15–23.
 7. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques // Proc. IEEE. 1989. Vol. 37, No 7. P. 984–995.
-

Лукьянова Юлия Владимировна — студент группы 126-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: lucluk.yulya@yandex.ru.

Зайков Кирилл Денисович — студент группы 126-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kiria111298@mail.ru.

Spatial super-resolution of targets in the problem of signal processing of an FMCW-radar

The article discusses the methods by which the resolution is increased, namely MUSIC, CAPON, the "thermal noise" method, ESPRIT. The analysis of the articles is carried out and the question of the possibility of using spatial super-resolution is considered. The results of modeling the proposed spatial superresolution algorithm for an FMCW-radar are presented.

Keywords: spatial super-resolution, angle and range super-resolution, MUSIC, CAPON, ESPRIT.

Yulia Vladimirovna Lukyanova — student of group 126-2, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, prospect Lenina, 40, e-mail: lycluk.yulya@yandex.ru.

Kirill Denisovich Zaikov — laboratory assistant at the Scientific Research Laboratory of Radio Navigation of the Scientific Research Institute of Radio Engineering Systems, student of group 126-2, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, prospect Lenina, 40, e-mail: zaikov.k.126-2@e.tusur.ru.

УДК 621.396.67.012.12

К.А. Ярков

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО КОЛИЧЕСТВА ЭЛЕМЕНТОВ РЯДА КОТЕЛЬНИКОВА ПРИ ВОССТАНОВЛЕНИИ ФОРМЫ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

Рассматривается выбор оптимального количества элементов ряда Котельникова с точки зрения точности и сложности вычислений. Произведен расчет точности восстановления диаграммы направленности антенны для входного сигнала с отношением сигнал/шум $q=10$ и $q=20$.

Ключевые слова: диаграмма направленности антенны, восстановление формы, ряд Котельникова, точность восстановления.

Введение

В настоящее время стремительно растет число спутниковых систем приема и передачи данных, в которых используются раскрыва-

ющиеся конструкции больших рефлекторов. Требования малой массы и компактности таких конструкций в свернутом виде приводят к их существенному усложнению, что в свою очередь повышает риск появления искривлений формы рефлектора в процессе раскрытия конструкции на орбите [1].

Определить реальную форму можно различными методами. Опыт мировых компаний по производству космических аппаратов показал, что чисто механические способы менее эффективны по сравнению со способами, основанными на обработке радиосигналов [2–4]. Один из них — это обработка принятого от наземного источника радиоизлучения (ИРИ) сигнала при спиральном вращении антенны относительно наземного ИРИ. Вращение антенны позволяет получить спиральный срез диаграммы направленности антенны (ДНА), по которому можно восстановить саму форму ДНА. Для этого форма ДНА аппроксимируется какой-либо детерминированной функцией (гауссоида, параболоид и т.п.). Точность восстановления зависит от параметров спирального вращения и параметров аппроксимирующей функции.

В данной работе рассматривается вариант восстановления формы ДНА при отношении максимального отклонения вращения антенны от направления на наземный ИРИ α_s , равного двум ширинам (2 θ)

восстанавливаемой диаграммы направленности $\frac{\alpha_s}{2\theta} = 1$, и используется аппроксимация ДНА двумерным рядом Котельникова [4]:

$$\Phi[\alpha, \beta] = \sum_{n=1}^m \sum_{j=1}^m x_{nj} \frac{\sin[\alpha - n\Delta\alpha]}{[\alpha - n\Delta\alpha]} \frac{\sin[\beta - j\Delta\beta]}{[\beta - j\Delta\beta]}, \quad (1)$$

где α, β — углы отклонения оси антенны от направления на ИРИ в двух ортогональных плоскостях; x_{nj} — коэффициенты ряда Котельникова; $\Delta\alpha, \Delta\beta$ — шаг по углу между элементами ряда Котельникова.

Восстановление формы ДНА

Ошибки расчёта коэффициентов ряда Котельникова возникают за счет наличия внешних шумов, шумов приемной антенны, приемного тракта и т.д. Отношение сигнал/шум при спиральном сканировании задается относительно максимального значения амплитуды принимаемого сигнала.

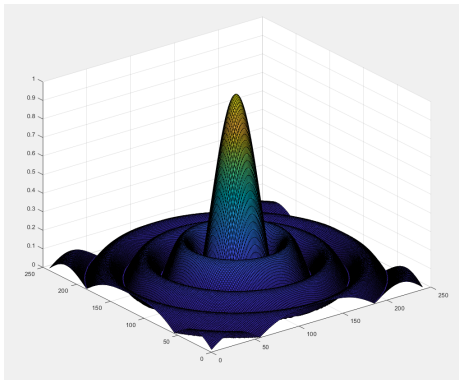
Из выражения (1) следует, что функция $\Phi[\alpha, \beta]$ полностью задана, если известны m коэффициентов ряда Котельникова. Точность восстановления формы ДНА определяется количеством неизвестных коэффициентов ряда Котельникова m . С увеличением числа m требу-

ется увеличение количества наблюдений и большие вычислительные мощности. Исходя из этого требуется определить оптимальное количество m для наблюдений, которое при моделировании было ограничено 900 значениями.

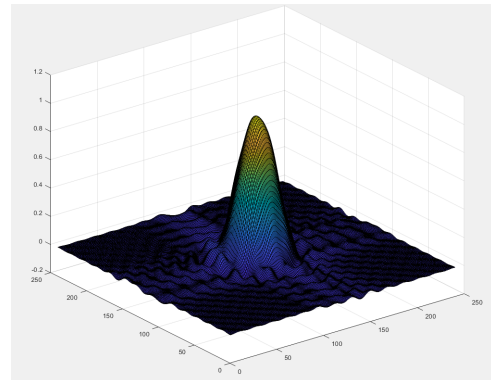
Помимо указанного выше, точность восстановления формы определяется областью восстановления. В окрестности нулей ДНА происходит значительное расхождение аппроксимирующей модели и реальной формы ДНА. Чем ближе к вершине диаграммы, тем более точно происходит восстановление формы. На рисунке 1 приведен пример исходной (1,а) и восстановленной (1,б) ДН. Восстановление формы ДНА реализовано на основе фильтра Калмана, который применяется для расчета коэффициентов ряда Котельникова.

Рассмотрим погрешность восстановления ДН в трёх областях:

- 1) ограниченной сектором углов $0,5\theta$;
- 2) ограниченной сектором углов θ ;
- 3) ограниченной сектором углов $1,5\theta$, где θ — ширина ДНА по уровню минус 3 дБ.



a



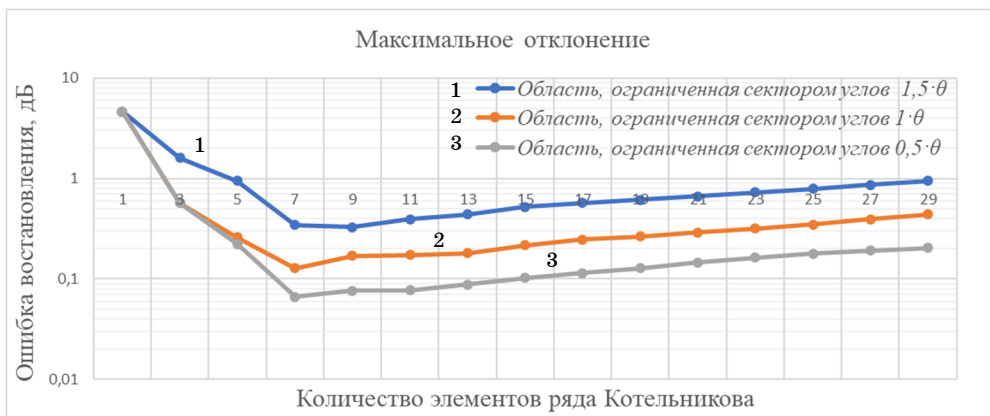
б

Рисунок 1 — Исходная модель ДНА (а);
восстановленная модель формы ДНА (б)

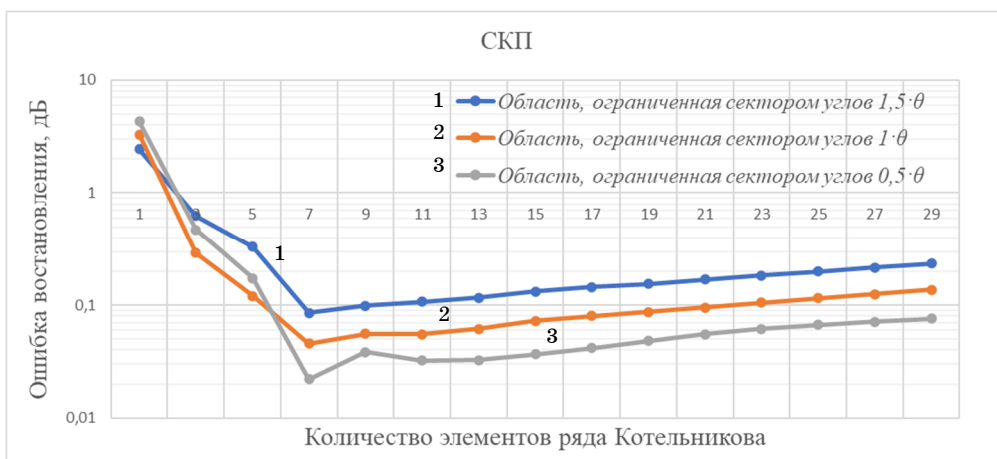
На рисунке 2 представлены зависимости максимального отклонения формы ДНА (восстановленной при отношении сигнал/шум $q = 20$) относительно априорной модели и среднеквадратическая погрешность (СКП), определяемая по формуле

$$S = \sqrt{\sigma^2 + m^2}, \quad (2)$$

где σ — среднеквадратическое отклонение; m — среднее математическое ожидание.



a

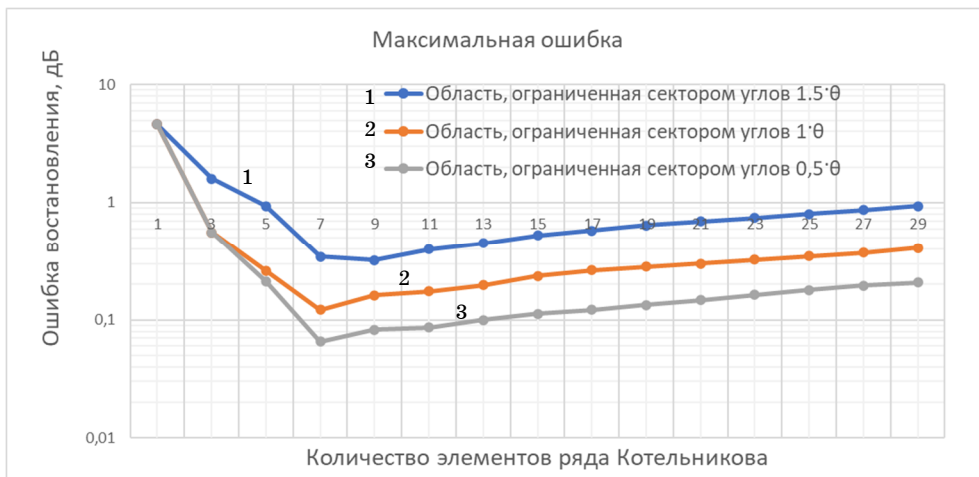


б

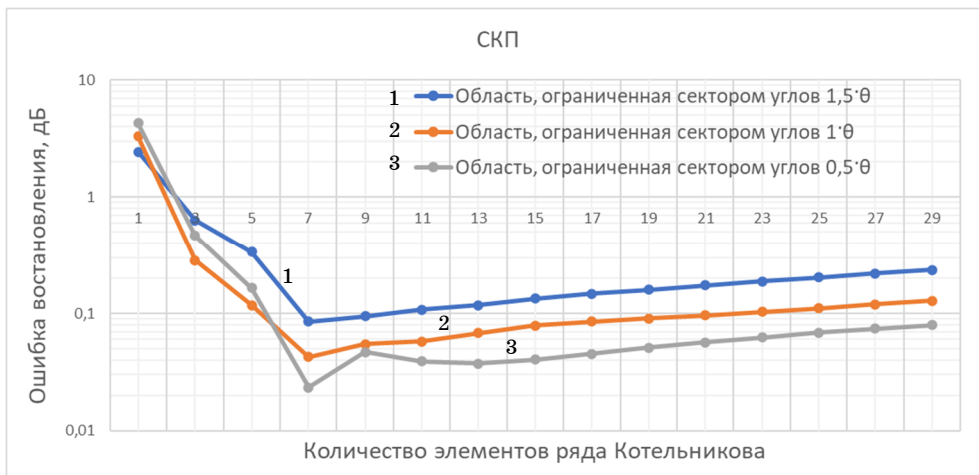
Рисунок 2 — Зависимость ошибки восстановления формы ДНА относительно априорной: *a* — максимальное отклонение; *б* — среднеквадратическая погрешность

Аналогичные зависимости для отношения сигнал/шум $q = 10$ приведены на рисунке 3.

Из полученных графиков следует, что с увеличением числа коэффициентов ряда Котельникова ошибка восстановления формы ДНА, начиная с $m = 7$, растет.



a



б

Рисунок 3 — Зависимость ошибки восстановления формы ДНА относительно априорной: *a* — максимальное отклонение; *б* — среднеквадратическое отклонение

Заключение

Оптимальным количеством для восстановления формы ДНА являются семь коэффициентов ряда Котельникова. Использование менее семи коэффициентов нецелесообразно, так как ошибка имеет тренд к резкому увеличению. Использование более семи коэффициентов для восстановления также ведет к увеличению ошибки, но при этом ошибка нарастает медленнее.

Увеличение количества коэффициентов ряда Котельникова требует большего количества наблюдений для сохранения той же точности. При малой выборке точность расчетов начинает уменьшаться, что приводит к росту ошибки восстановления формы ДНА при фиксированном количестве наблюдений.

Литература

1. Гряник М.В., Ломан В.И. Развертываемые зеркальные антенны зонтичного типа. М. : Радиосвязь, 1987. 72 с.

2. Yakubov V.P., Shipilov S.E., Ponomarev S.V. Dual software and hardware refocusing of satellite reflectors // 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology. 2014. P. 549–550.

3. Перунов Ю.М., Мацукевич В.В., Васильев А.А. Зарубежные радиоэлектронные средства. М. : Радиотехника, 2010. 352 с.

4. Аникин А.С. Погрешность аппроксимации амплитудной диаграммы направленности рядом Котельникова // Электронные средства и системы управления : материалы докладов междунар. науч.-практ. конф. 2020. № 1-1. С. 40–41.

5. Михеев С.Е. Многомерная аппроксимация и интерполяция. СПб. : Изд. Дом Санкт-Петербургского гос. ун-та, 2012. 58 с.

Ярков Кирилл Алексеевич — инженер, лаборатория распространения радиоволн, Научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kgemn00@gmail.com.

Determination of the optimal number of elements of the Kotelnikov series when restoring the shape of the antenna radiation pattern

The article discusses the choice of the optimal number of elements of the Kotelnikov series from the point of view of the accuracy and complexity of calculations. The calculation of the accuracy of reconstructing the antenna radiation pattern for the input signal with the signal-to-noise ratio $q = 10$ and $q = 20$ has been performed.

Keywords: antenna radiation pattern, shape recovery, Kotelnikov series, recovery accuracy.

Yarkov Kirill Alekseevich — Engineer, Laboratory of Radio Wave Propagation, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kgemn00@gmail.com.

А.А. Игумнова, Н.А. Игумнова

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ НЕЛИНЕЙНОГО ЛОКАТОРА ПРИ ОДНОЧАСТОТНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

Показаны результаты модельного исследования нелинейной локации при одночастотном воздействии. Произведено сравнение моделей нелинейных локаторов при использовании различных типов зондирующих сигналов. В качестве выходного параметра используется отношение амплитуд откликов на частотах второй и третьей гармоник. Сделаны выводы о том, какая форма зондирующего сигнала является более предпочтительной.

Ключевые слова: нелинейная радиолокация, зондирующий сигнал, одночастотное воздействие, закладка типа диод, объект ложного срабатывания «ржавый болт», нелинейность ВАХ, прием на гармониках сигнала.

Исходные понятия

В радиолокационном обнаружении основой является возможность материалов, обладающих свойством электропроводимости, отражать и переизлучать радиоволны [1]. Для обнаружения и идентификации закладного устройства (ЗУ) этого недостаточно, потребовался переход к нелинейной радиолокации.

Эффекты, на которых основывается нелинейная радиолокация, были известны еще с сороковых годов XX века [2]. Так, в 1939 г. на судах ВМС США проявился эффект «ржавого болта», приводящий к появлению помех при работе мощных коротковолновых судовых радиостанций.

Нелинейные радиолокаторы (НР) могут обнаруживать любые радиоэлектронные устройства, размещенные в различных укрытиях. В начале 1940-х годов было обнаружено, что когда в электромагнитном поле мощных радиопередатчиков связанных радиостанций находятся металлические конструкции, то возникают нелинейные эффекты, заключающиеся в появлении рассеянных радиоволн на комбинационных частотах и гармониках. Позднее, при экспериментах на морских судах, оснащенных несколькими достаточно мощными радиостанциями, выяснилось, что основным источником этого нелинейного рассеяния радиоволн являются контакты металлических частей объектов, находящихся в поле радиопередатчиков (места соединений и крепления проволочных антенн, части корпуса корабля, резьбовые соединения металлических деталей и т. п.).

Идея нелинейной радиолокации заключается в том, что при работе НЛ излучает высокочастотный гармонический электромагнитный сигнал, который отражается от исследуемой поверхности и принимается приемником НЛ [3] (рисунок 1).

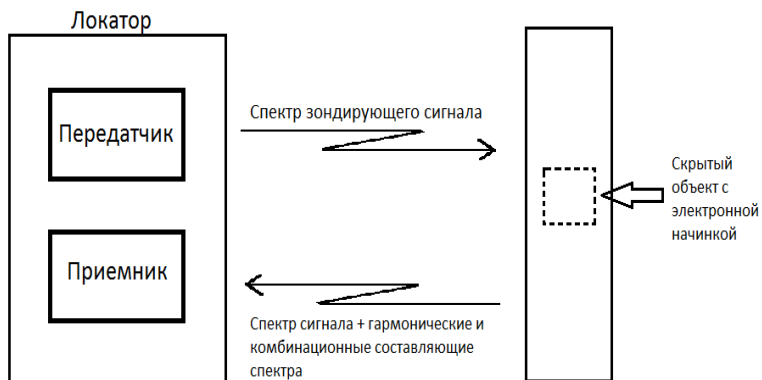


Рисунок 1 — Иллюстрация принципа работы нелинейного радиолокатора

Существенное отличие заключается в том, что если приемник радиолокационной станции принимает отраженный от объекта эхосигнал на частоте излучаемого сигнала, то приемник НЛ принимает гармоники или комбинационные продукты, содержащиеся в отраженном сигнале [4]. При отражении от закладного устройства/МОМ-соединения сигнал подвергается воздействию нелинейных элементов, за счет чего в отраженном сигнале появляются гармонические и комбинационные составляющие разных порядков.

Различение источников, от которых переизлучается сигнал, можно произвести, сравнив уровни второй и третьей гармоник. Для полупроводникового прибора характерно наблюдать высокий уровень сигнала 2-й гармоники и слабый уровень 3-й гармоники. Для МОМ-соединения ситуация обратная: уровень сигнала 3-й гармоники превышает уровень сигнала на 2-й гармонике.

Для исследования был выбран метод с использованием кратных гармоник отраженного сигнала. В качестве зондирующих импульсов были взяты прямоугольный, гауссовский и релеевский (рисунки 2–4).

Гауссовские импульсы имеют колоколообразную форму. Их спектр также имеет подобную форму. Особенностью является то, что в спектре отсутствуют боковые лепестки. Благодаря данной особенности такие импульсы удобно использовать в радиосвязи. У релеевского импульса только задний фронт имеет плавный спад. В спектре отсутствуют боковые лепестки, как и у гауссовского импульса.

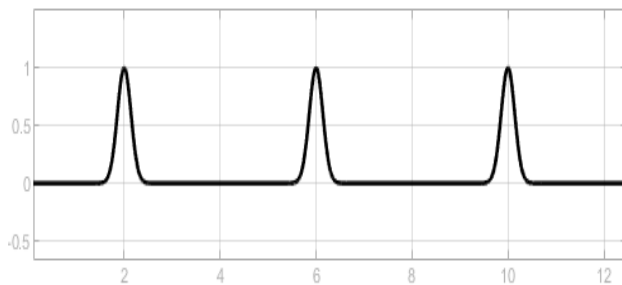


Рисунок 2 — Осциллограмма гауссовского импульса

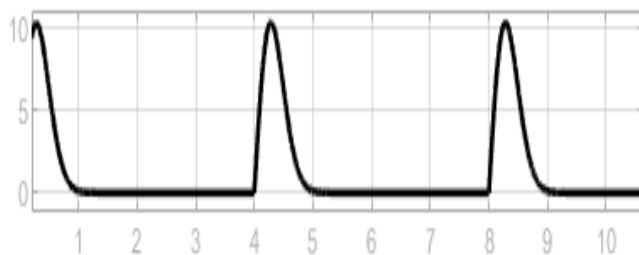


Рисунок 3 — Осциллограмма релейского импульса



Рисунок 4 — Осциллограмма прямоугольного импульса

Описание функциональной модели

Для исследования нелинейной локации была разработана следующая функциональная модель (рисунок 5).

Функциональная модель НЛ состоит из облучателя, исследуемого объекта и приемников откликов на 2-й и 3-й гармониках воздействия. Данная модель содержит источник зондирующих импульсов (Source), элемент задержки, имитирующий прохождение сигнала через пространство (delay), нелинейный элемент (diode), объект ложного срабатывания в виде «ржавого болта» («screw»), переключатель (Switch) вида нелинейного объекта. Приемник реализован как синхронный детектор. Сначала принятый сигнал перемножается с опорным, а затем он проходит через фильтр низких частот (LF). В приемнике ведется параллельная обработка 2-й и 3-й гармоник

(опорным сигналом выступает сигнал на частоте $2f$, в соседнем плече ведется обработка сигнала на частоте $3f$). В схеме присутствуют регистрирующие приборы – осциллографы (Scope). Для удобства оператора в модели реализовано вычисление отношения амплитуд откликов на 2-й и 3-й гармониках, результаты расчетов выводятся на дисплей (Display).

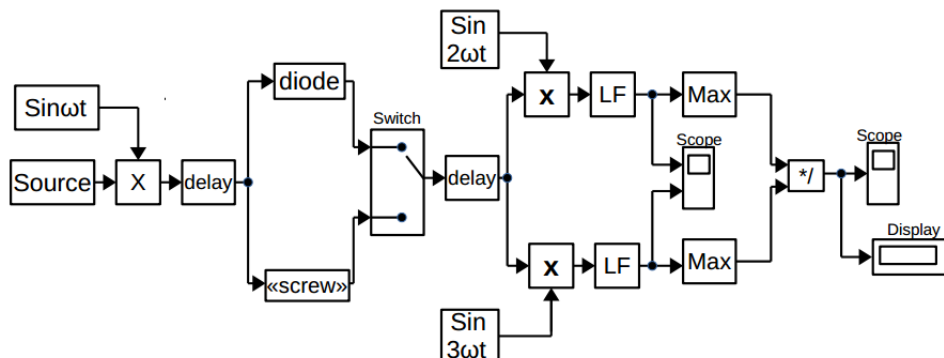


Рисунок 5 — Функциональная модель нелинейного локатора

Результаты исследований

Была определена оптимальная полоса частот для ФНЧ (LF) в приёмной части радиолокатора путем изменения полосы в блоке Analog Filter Design. Оптимальность полосы определялась по величине отношения амплитуд откликов 2-й и 3-й гармоник. Измерения проводились для двух типов зондирующего сигнала: гауссовского импульса и релейского импульса.

С учетом оптимальной полосы фильтра были установлены наилучшие выходные данные при изменении фазы в генераторах опорного сигнала для 2-й и 3-й гармоник.

В таблице 1 представлены результаты измеренных отношений амплитуд откликов 2-й и 3-й гармоник для разных типов зондирующих сигналов.

Таблица 1 — Результаты измерений отношений амплитуд откликов

Вид импульсов	Закладка	«Болт»
Гауссовский	5,981	0,1041
Релейский	7,699	0,1327
Генератор прямоугольных импульсов	8,215	0,05134

По полученным данным можно сделать вывод, что при использовании прямоугольных импульсов самое большое отношение

амплитуд откликов на 2-й и 3-й гармониках. Это обусловлено тем, что прямоугольные импульсы имеют более широкий спектр, поэтому сильнее проявляется нелинейность облучаемого объекта. При использовании в качестве зондирующих гауссовского и релеевского импульсов также получаются вполне удовлетворительные результаты. Модели нелинейных исследуемых элементов созданы на основе функций $\text{th}(x)$.

Выводы

Реализованная функциональная модель адекватно отражает основные моменты нелинейного радиолокатора: для диода превышение второй гармоники над третьей, а для «ржавого болта» — наоборот, что позволяет уверенно отличать реальную закладку от ложной. В ходе модельного эксперимента были исследованы варианты реализации нелинейной локации. Облучатель с прямоугольным импульсом показал лучшие результаты.

Литература

1. Обзор технологии нелинейной локации [Электронный ресурс]. URL: <http://www.bnti.ru/showart.asp?aid=255&lvl=04.01.02> (дата обращения: 29.01.2020).
2. Штейншлегер В.Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами // Успехи физических наук. 1984. Т. 142, вып. 1. С. 131–145.
3. К оценке фундаментальных пределов в нелинейной радиолокации / Г.Н. Щербаков [и др.] // Спецтехника и связь. 2008. № 2. С. 21–25.
4. Вольнец Н.А., Кереселидзе Е.В. Способ обнаружения и распознавание объектов с нелинейной вольтамперной характеристикой // Доклады БГУИР. 2009. № 8. С. 28–32.

Игумнова Алёна Анатольевна – магистрантка, гр. 1В0-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, ул. Ф. Лыткина, 8, e-mail: alna.igumnova.98@mail.ru.

Игумнова Надежда Анатольевна – магистрантка, гр. 1В0-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, ул. Ф. Лыткина, 8, e-mail: nadegda-1998-igumnova@mail.ru.

A Functional Model of a Nonlinear Locator with a Single-Frequency Effect

The results of a model study of a nonlinear location under single-frequency exposure are shown. The models of nonlinear locators are compared using different types of probing signals. The ratio of the response amplitudes at the frequencies of the second and third harmonics is used as the output parameter. Conclusions are made about which form of the probing signal is more preferable.

Keywords: *nonlinear radar, probing signal, single-frequency action, a diode-type bookmark, a "rusty bolt" false alarm object, VAC nonlinearity, harmonic signal reception.*

Igumnova Alyona Anatolyevna – Master's student gr. 1B0-M, Department of RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation, 634045, Tomsk, F. Lytkina str., 8, e-mail:alna.igumnova.98@mail.ru.

Igumnova Nadezhda Anatolyevna – Master's student gr. 1B0-M, Department of RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation, 634045, Tomsk, ul. F. Lytkina, 8, e-mail: nadegda-1998-igumnova@mail.ru.

А.А. Игумнова, Н.А. Игумнова

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ НЕЛИНЕЙНОГО РАДИОЛОКАТОРА ПРИ ДВУХЧАСТОТНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

Приведены результаты модельного исследования нелинейной локации. Произведено сравнение функциональных моделей радиолокаторов, работающих с использованием комбинационных частот и разной формы зондирующими сигналами. Основными параметрами для сравнения являются энергетическая и спектральная эффективность.

Ключевые слова: нелинейная радиолокация, зондирующий сигнал, закладка типа диод, объект ложного срабатывания «ржавый болт», нелинейность ВАХ, прием на комбинационных составляющих сигнала.

Исходные понятия

Значительная часть дистанционно радиоуправляемых устройств негласного съема информации либо взрывателей мин и фугасов содержит в составе своей конструкции различные электронные компоненты: транзисторы, диоды, тиристоры и другие полупроводниковые элементы. Все они обладают выраженными нелинейными электрическими характеристиками, что позволяет выявлять их с использованием методов и средств нелинейной радиолокации [1].

Нелинейные радиолокаторы (НЛ) используют два основных способа индикации нелинейного объекта: по гармоническим составляющим переизлученного одночастотного воздействующего радиоимпульса и по комбинационным составляющим двухчастотного воздействующего радиоимпульса. Задача использования двухчастотного сигнала впервые была применена для создания нелинейного радиолокатора с повышенной дальностью обнаружения.

При двухчастотном облучении нелинейные объекты можно обнаружить путем регистрации комбинационных частот в спектре отраженного сигнала, вывод о наличии нелинейного объекта делается при анализе комбинационных составляющих тестового сигнала.

Принцип работы иллюстрируется рисунком 1. НЛ обнаруживает нелинейные свойства полупроводниковых приборов, имеющих в составе любых радиоэлектронных закладных устройств.

При работе НЛ излучает высокочастотный гармонический электромагнитный сигнал, который отражается от исследуемой

поверхности и принимается приемником НЛ. Существенное отличие заключается в том, что если приемник радиолокационной станции принимает отраженный от объекта эхо-сигнал на частоте излучаемого сигнала, то приемник НЛ принимает гармоники либо комбинационные составляющие, содержащиеся в отраженном сигнале [2].

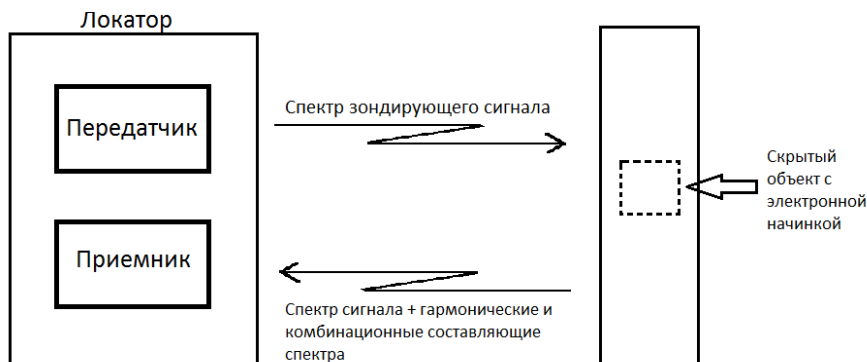


Рисунок 1 — Схема работы нелинейного локатора

Принцип работы

В данном методе закладное устройство (ЗУ) зондируется двухчастотным сигналом, то есть одновременно гармоническими сигналами S_1 и S_2 с частотами f_1 и f_2 ($f_2 > f_1$) соответственно [3]. Приемник такого НЛ выделяет из спектра отраженного сигнала комбинационные гармоники вида $nf_1 \pm mf_2$, где $n, m = \{1, 2, 3, \dots\}$. При этом сигналы от ЗУ, как правило, имеют наибольшую величину на частотах $f_1 \pm f_2$. Данные комбинационные частоты обусловлены квадратичным членом ВАХ настоящего полупроводникового перехода. При наличии ложных полупроводников переизлученный сигнал имеет наибольший уровень на частотах $2f_1 - f_2$ и $2f_2 - f_1$ [4].

Описание функциональной модели

Для исследования нелинейной локации была разработана функциональная модель (рисунок 2).

Функциональная модель НЛ состоит из облучателя, исследуемого объекта и приемников откликов на комбинационных частотах. Она содержит источник зондирующих импульсов (Source), элементы задержки, имитирующие прохождение сигнала через пространство (delay), нелинейный элемент (diode), объект ложного срабатывания в виде «ржавого болта» (screw), переключатель (Switch) вида нелинейного объекта. Прием сигнала на комбинационных частотах реализован методом синхронного детектирования с помощью перемножителей и фильтров нижних частот (LF). В схеме присутствуют

регистрирующие приборы — осциллографы (Scope). Для удобства оператора в модели вычисляются отношения амплитуд откликов на 2-й и 3-й комбинационных составляющих, результаты вычислений выводятся на дисплей (Display).

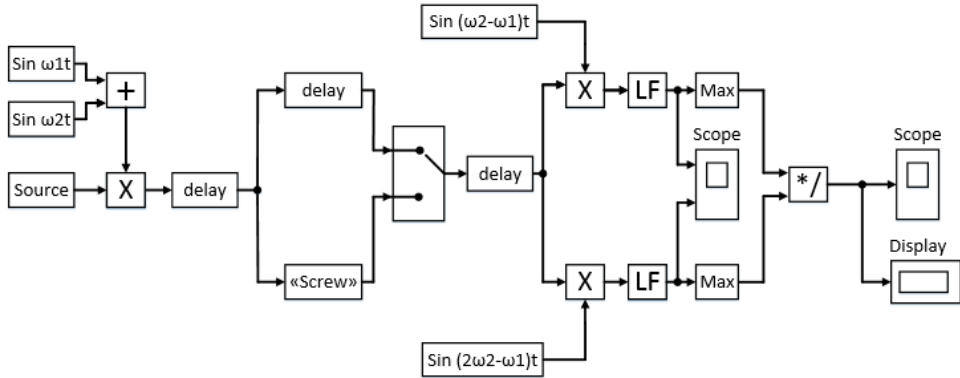


Рисунок 2 — Функциональная модель нелинейного локатора

Результаты исследований

Изменив полосы в блоке Analog Filter Design была определена оптимальная полоса частот для ФНЧ (LF) в приёмной части радиолокатора. Оптимальность полосы определялась по величине отношения амплитуд откликов 2-й и 3-й комбинационных составляющих. Измерения проводились для двух типов зондирующего сигнала: гауссовского импульса и рэлеевского импульса.

С учетом оптимальной полосы фильтра были определены наилучшие выходные данные при изменении фазы в генераторах опорного сигнала для 2-й и 3-й комбинационных составляющих.

В таблице 1 представлены результаты измерений отношений амплитуд откликов 2-й и 3-й комбинационных составляющих для разных типов зондирующих сигналов.

Таблица 1 — Результаты измерений отношений амплитуд откликов

Вид импульса	Нелинейность (закладное устройство)	«Болт»
Гауссовский	3,1	0,4286
Рэлеевский	7,145	3,566

Исходя из полученных данных видно, что лучший результат при изменении фазы генератора 2-й и 3-й комбинационных составляющих с учетом оптимальной полосы фильтра можно наблюдать при использовании рэлеевского импульса в качестве зондирующего сигнала.

Выводы

В ходе модельного эксперимента были исследованы варианты реализации нелинейной локации. Проведен сравнительный анализ для различных типов зондирующего сигнала.

По полученным данным можно сделать вывод, что при использовании рэлеевских импульсов самое большое отношение амплитуд откликов наблюдается на 2-й и 3-й комбинационных составляющих. Это обосновывается тем, что рэлеевский импульс имеет крутой передний фронт, а значит спектр шире, чем у гауссовского импульса.

Литература

1. Доматырко Д.Г., Панычев С.Н., Чураков П.П. Исследование ЛЧМ сигналов в моделях нелинейного радиолокационного зондирования объектов // Вестн. Воронежского гос. техн. ун-та. 2014. С. 26–30.
2. Забеньков И.И., Жданов С.Л. Современные принципы построения приемных и передающих трактов цифровой радиосвязи // Доклады БГУИР. 2003. Т. 1, № 1. С. 65–69.
3. К оценке фундаментальных пределов в нелинейной радиолокации / Г.Н. Щербаков [и др.] // Спецтехника и связь. 2008. № 2. С. 21–25.
4. Иванов М.М., Железняк В.К., Чертков В.М. Обзор методов обнаружения нелинейных элементов с помощью нелинейного радиолокатора // Вестн. Полоцкого гос. ун-та. Серия С. 2017. № 12. С. 10–16.

Игумнова Алёна Анатольевна – магистрантка гр. 1В0-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, г. Томск, 634045, г. Томск, ул. Ф. Лыткина, 8, e-mail: alna.igumnova.98@mail.ru.

Игумнова Надежда Анатольевна – магистрантка гр. 1В0-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, г. Томск, 634045, г. Томск, ул. ул. Ф. Лыткина, 8, e-mail: nadegda1998-igumnova@mail.ru.

Functional Model of a Nonlinear Radar under Two-time Exposure

The results of a model study of a nonlinear location are presented. The functional models of radars operating with the use of combination frequencies using different forms of probing signals are compared. The main parameters for comparison are the energy and spectral efficiency.

Keywords: *nonlinear radar, probing signal, a diode-type bookmark, a "rusty bolt" false alarm object, VAC nonlinearity, reception on the combined components of the signal.*

Igumnova Alyona Anatolyevna – Master's student gr. 1B0-M, Department of RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation, 634045, Tomsk, F. Lytkina str., 8, e-mail:alna.igumnova.98@mail.ru.

Igumnova Nadezhda Anatolyevna – Master's student gr. 1B0-M, Department of RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation, 634045, Tomsk, ul. F. Lytkina, 8, e-mail: nadezda-1998-igumnova@mail.ru.

УДК 621.376

**А.М. Голиков, Н.И. Воронцов, Г.И. Ляхов, А.В. Лоскутникова,
Е.А. Шинкевич, О.Г. Федько**

ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ

Проведены разработка и исследование алгоритмов вейвлет-фрактальной обработки радиолокационных (РЛ) сигналов и изображений с целью повышения эффективности обнаружения и оценки координат малоразмерных наземных объектов. Разработаны алгоритмы вейвлет-фильтрации РЛ-сигналов ФКМ и ЛЧМ, исследована эффективность фильтрации сигналов вейвлетами Хаара, Добеши, Симлета, Биортогональным вейвлетом и вейвлетом Фейера. Создана MatLab-модель фрактального кодирования и проведена ее апробация на примере 50 РЛ-изображений. Модель фрактального кодирования позволит создать фрактальный обнаружитель РЛ-объектов.

Ключевые слова: *вейвлет-фильтрация, радиолокационные сигналы и изображения, Simulink-модель вейвлет-фильтра Хаара, модель MatLab фрактального кодирования, фрактальный обнаружитель.*

Вейвлет-фильтрация радиолокационных сигналов

Проведена разработка алгоритмов программ вейвлет-фильтрации РЛ-сигналов с ФКМ и ЛЧМ, исследована эффективность фильтрации сигналов вейвлетами Хаара, Добеши, Симлета, Биортогональным вейвлетом и вейвлетом Фейера [1, 2]. На рисунках 1 и 2 представлены

окна программы вейвлет-фильтрации ФКМ- и ЛЧМ-сигналов вейвлетом Хаара. Для каждого сигнала было проведено по 50 испытаний с выборкой 1024 отсчета. На рисунках обозначены: s — сигнал с шумом; a — отфильтрованный сигнал; уровни вейвлет-разложений d_1 – d_5 (колонка слева). В центре рисунка — зашумленный сигнал, вейвлет-спектр и вейвлет-спектр «остатка сигнала» после фильтрации. На рисунке 2 представлены характеристики разности между исходным и очищенным сигналами: интегральное и дифференциальное распределения «шумов» (остатков после очистки), их автокорреляционные функции и спектры. Результаты статистических оценок распределений «шумов» представлены в таблице 1.

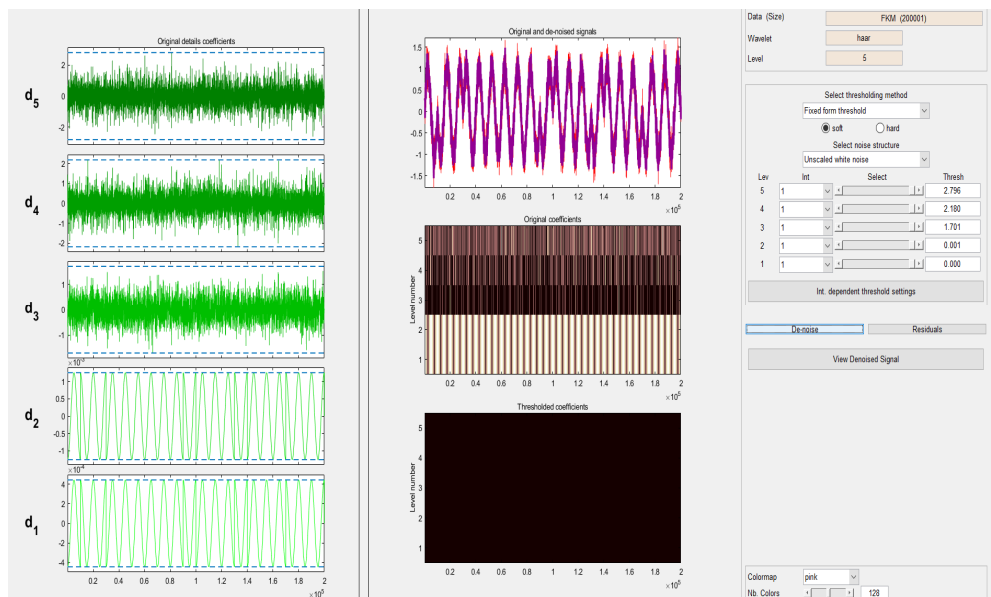


Рисунок 1 — Фильтрация ФКМ с помощью вейвлета Хаара

По результатам сравнения разных типов вейвлет видно, что отфильтрованные сигналы ФКМ и ЛЧМ вейвлетом Симлета имеют наименьшие значения максимума и СКО распределения «остатков после фильтрации», т.е. можно считать, что этот вейвлет наиболее эффективный.

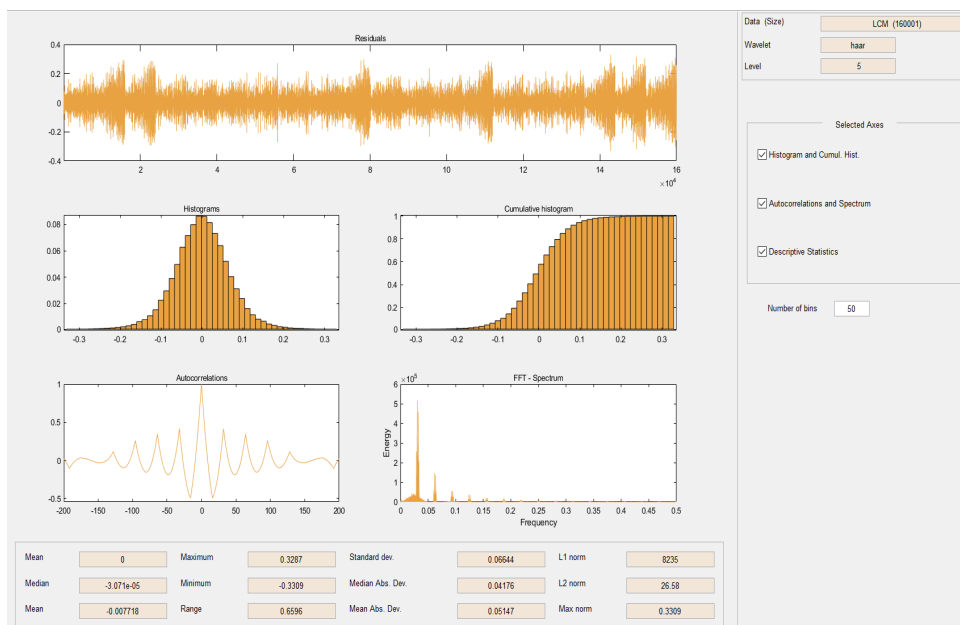


Рисунок 2 — Характеристики разности между исходным и очищенным сигналами ЛЧМ

Таблица 1 — Таблица сравнения фильтрации сигналов ФКМ и ЛЧМ разными вейвлетами

ФКМ	Вейвлет				
	Хаара	Добеши	Симлета	Биортогональный	Фейера
Значение					
Maximum	0,916	0,777	0,735	0,725	0,744
Standart dev.	0,157	0,148	0,1487	0,1487	0,1497
ЛЧМ	Вейвлет				
	Хаара	Добеши	Симлета	Биортогональный	Фейера
Значение					
Maximum	0,329	0,251	0,244	0,234	0,250
Standart dev.	0,0664	0,0517	0,0517	0,0516	0,053

Simulink MatLab модель вейвлет-фильтрации РЛ-сигналов ЛЧМ и ФКМ

Разработана Simulink MatLab модель радиолокационного канала с аддитивным шумом для передачи/приема сигналов ЛЧМ и ФКМ и их вейвлет-фильтрации, а также модель Simulink вейвлет-фильтра Хаара, проведены ее испытания (рисунки 3, 4).

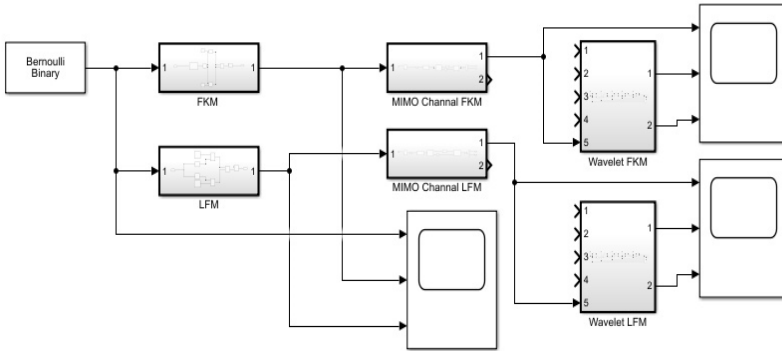


Рисунок 3 — Модель Simulink MatLab вейвлет-фильтрации сигналов РЛС с ЛЧМ и ФКМ

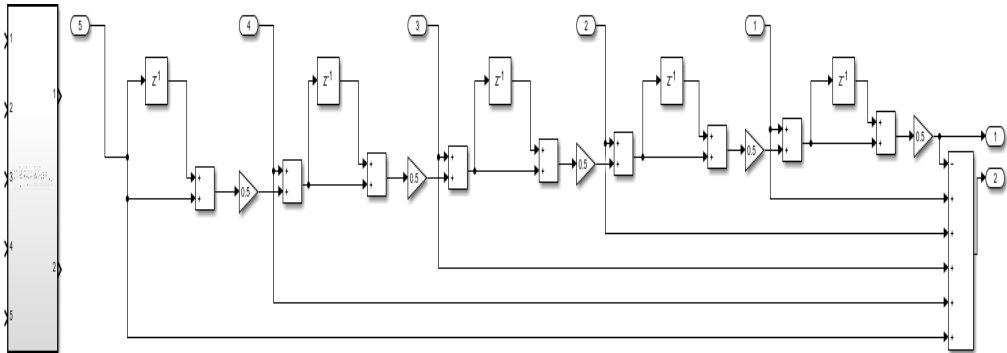


Рисунок 4 — Simulink-модель вейвлет-фильтра Хаара

В программный комплекс входят следующие блоки:

- 1) Bernoulli Binary — генератор псевдослучайной последовательности;
- 2) FKM — генератор ФКМ-сигналов;
- 3) LFM — генератор ЛЧМ-сигналов;
- 4) MIMO Channel FKM — радиолокационный канал с аддитивным шумом для сигнала ФКМ;
- 5) MIMO Channel LFM — радиолокационный канал с аддитивным шумом для сигнала ЛЧМ;
- 6) Wavelet FKM — вейвлет-фильтры для сигнала с ФКМ;
- 7) Wavelet LFM — вейвлет фильтры для сигнала с ЛЧМ;
- 8) блоки индикации сигналов.

На рисунках 5 и 6 показан результат работы программного комплекса.

На рисунке 5 (сверху вниз) приведен ФКМ-сигнал с аддитивным шумом на выходе радиолокационного канала, сигнал на выходе вейвлет-фильтра Хаара и «остаток от фильтрации».

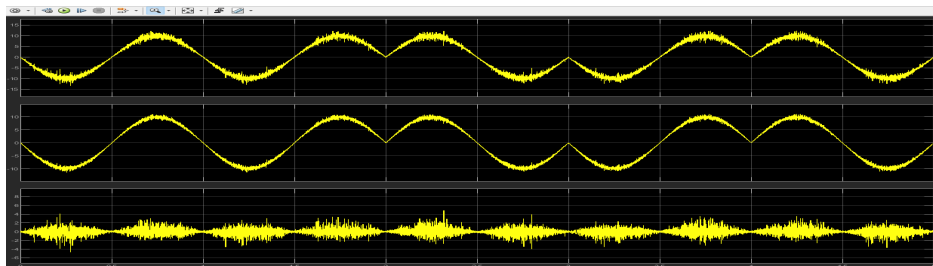


Рисунок 5 — Результат вейвлет-фильтрации ФКМ-сигнала

На рисунке 6 показан результат работы программного комплекса — ЛЧМ-сигнал с аддитивным шумом на выходе радиолокационного канала, сигнал на выходе вейвлет-фильтра Хаара и «остаток от фильтрации» (сверху вниз).

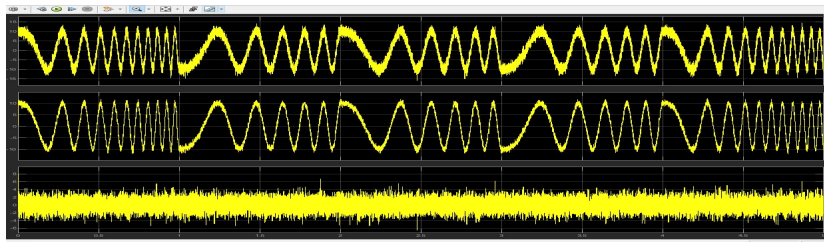


Рисунок 6 — Результат вейвлет-фильтрации ЛЧМ-сигнала

Дальнейшее развитие программного комплекса на базе модели Simulink MatLab вейвлет-фильтрации РЛ-сигналов с ЛЧМ и ФКМ будет направлено на создание многоканального генератора сигналов ФКМ и ЛЧМ, добавление Simulink-моделей вейвлет-фильтров Добеши, Симлета, Биортогонального вейвлета и вейвлета Фейера.

Вейвлет-фильтрацию изображений можно свести к построению фильтров вейвлетной декомпозиции (анализа) и реконструкции (синтеза). В результате применения этих фильтров к изображению получаем четыре вектора, в которые записываются коэффициенты фильтров, осуществляющих соответственно высокочастотную и низкочастотную декомпозицию, высокочастотную и низкочастотную реконструкцию [1, 3].

На рисунке 7 приведен алгоритм вейвлет-фильтрации изображений.

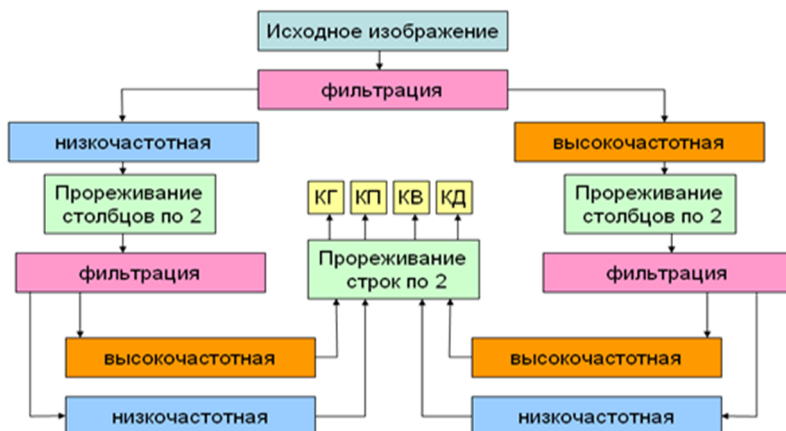


Рисунок 7 — Алгоритм вейвлет-фильтрации изображений

На рисунке 7 введены следующие обозначения: КП — коэффициент приближения; КГ — коэффициент горизонтальных деталей; КВ — коэффициент вертикальных деталей; КД — коэффициент диагональных деталей; блоки прореживания столбцов и строк по 2, которые используются для устранения избыточности в дискретном вейвлет-преобразовании (ДВП) изображений.

На основе частотного подхода прямое ДВП изображения происходит следующим образом. Изображение размером $N \times N$ (рисунок 8,а) — первоначально каждая из N строк изображения делится (фильтруется) на низкочастотную (НЧ) и высокочастотную (ВЧ) половины. В результате получаются два изображения размером $N \times N/2$ (рисунок 8,б). Далее каждый столбец делится точно так же, в итоге получаются четыре изображения размером $N/2 \times N/2$ (рисунок 8,в): НЧ по горизонтали и вертикали (НЧНЧ₁), ВЧ по горизонтали и вертикали (ВЧВЧ₁), НЧ по горизонтали и ВЧ по вертикали (НЧВЧ₁) и ВЧ по горизонтали и НЧ по вертикали (ВЧНЧ₁). Первое из указанных выше изображений делится аналогичным образом на следующем шаге (уровне) преобразования (рисунок 8,г) и т.д.

На рисунке 9 даны реальное изображение (слева) и результат первого уровня его вейвлет-анализа, т.е. четыре изображения (слева направо, сверху вниз): НЧНЧ₁, ВЧНЧ₁, НЧВЧ₁ и ВЧВЧ₁.

Была проведена обработка десяти РЛ-изображений. Фильтрация проводилась вейвлетами Хаара, Добеши, Симлета, Биортогональным вейвлетом и вейвлетом Фейера. Пример фильтрации РЛ-изображения «Аэродром» вейвлетом Добеши приведен на рисунке 10.

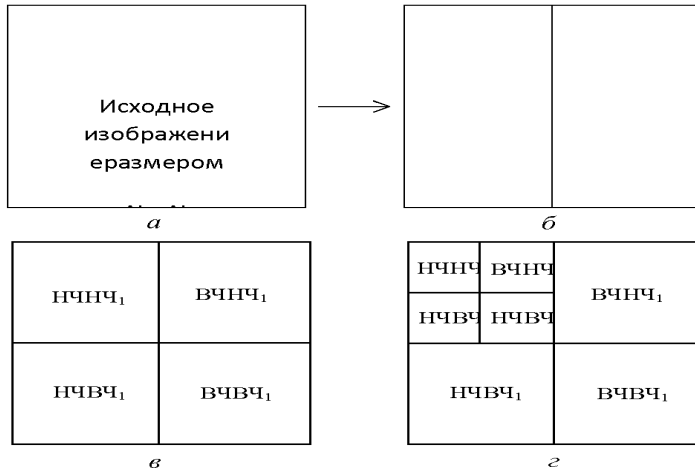


Рисунок 8 — Прямое ДВП изображения



Рисунок 9 — Вейвлет-фильтрация реального изображения

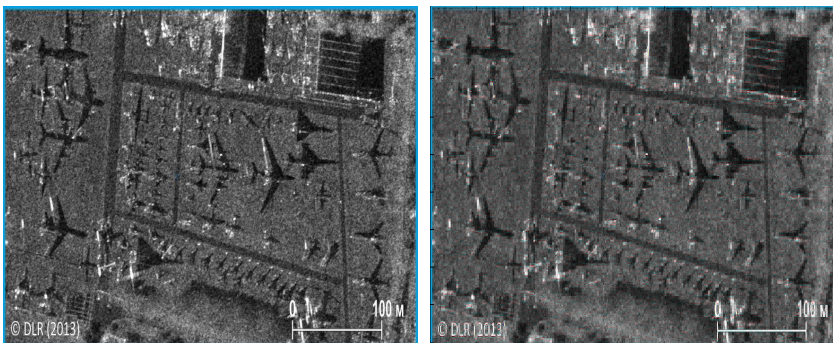


Рисунок 10 — Исходное РЛ-изображение (слева) и отфильтрованное вейвлетом Добеши (справа)

Результаты оценки эффективности вейвлет-фильтрации РЛ-изображений пятью вейвлетами (Хаара, Добеши, Симлета, Биортогонального вейвлета и Фейера) приведены в таблице 2 в виде численных оценок статистических характеристик распределений «остатков очистки».

Таблица 2 — Сравнение вейвлет-фильтрации РЛ-изображений

Значение	Вейвлет				
	Хаара	Добеши	Симлета	Биортогональный	Фейера
Maximum	52	103	64	75	98
Standart dev.	5,139	7,601	5,586	5,473	6,212

Из таблицы 2 видно, что фильтрация вейвлетом Хаара наиболее эффективна, так как максимум и СКО гистограммы «остатка после вейвлет-фильтрации» минимальны.

Фрактальная обработка РЛ-изображений

Разработана MatLab-модель фрактального кодирования и проведена ее апробация на примере 50 РЛ-изображений (рисунок 11). Модель фрактального кодирования позволит создать фрактальный обнаружитель РЛ-объектов (рисунок 12), для этого будет использовано распределение самоподобия, которое определяется на основе доменных блоков [4–7]. В ходе выполнения алгоритма фрактального кодирования — разложение изображения на блоки методом квадродерева — были построены гистограммы основных параметров фрактального кодирования по 50 изображениям (рисунки 13–15).

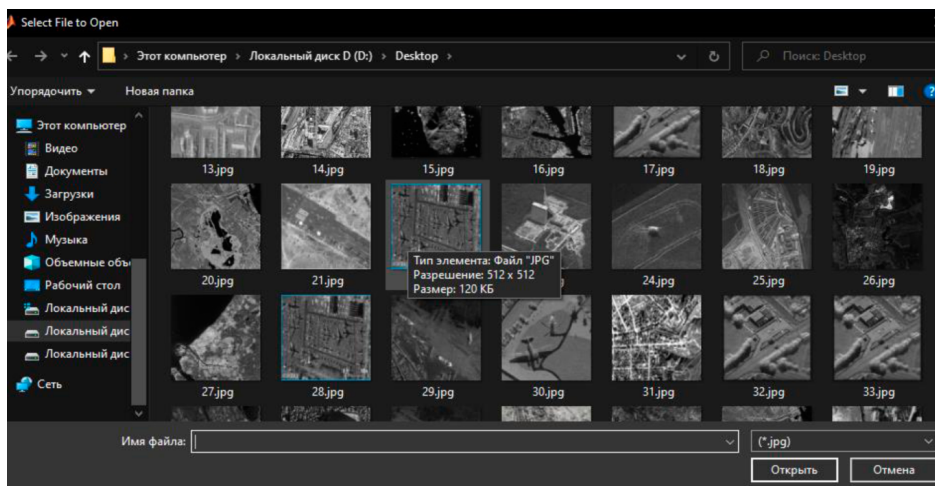


Рисунок 11 — Окно MatLab-модели фрактального кодирования

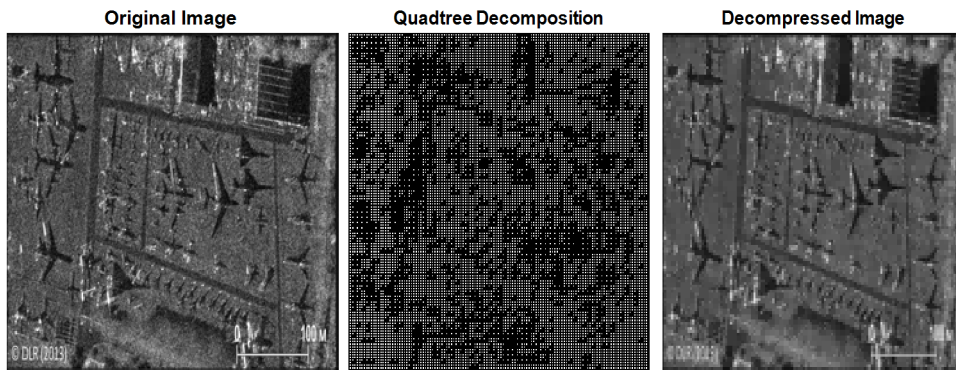


Рисунок 12 — Пример фрактального кодирования РЛ-изображения

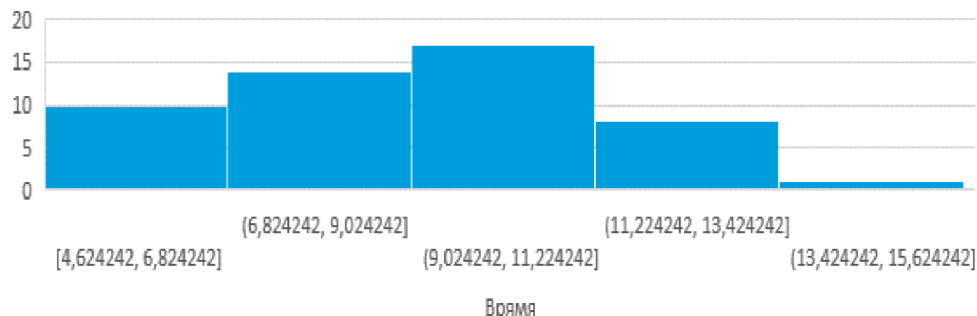


Рисунок 13 — Гистограмма распределения времени, затраченного на фрактальное кодирование по 50 РЛ-изображениям, с

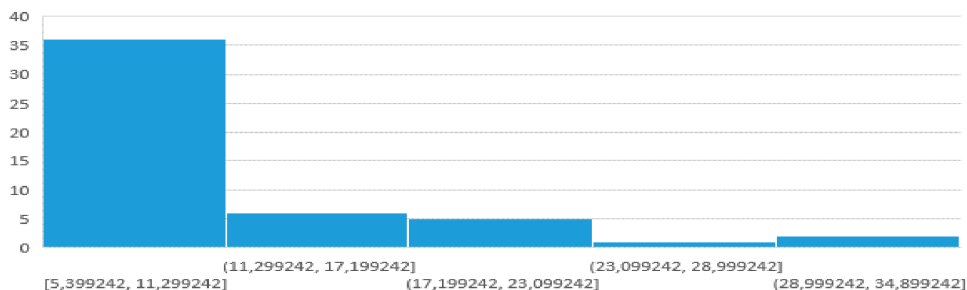


Рисунок 14 — Гистограмма распределения коэффициента компрессии при фрактальном кодировании для 50 РЛ-изображений

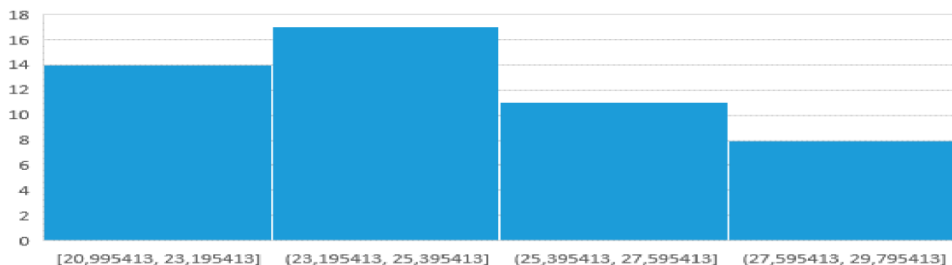


Рисунок 15 — Гистограмма распределения уровня отношения сигнал/шум (PSNR) при фрактальном кодировании для 50 РЛ-изображений

Таким образом, были разработаны и апробированы алгоритмы вейвлет-фильтрации РЛ-сигналов и изображений. Создана и исследована на примере 50 РЛ-изображений модель фрактального кодирования, которая позволит реализовать фрактальный обнаружитель малогабаритных РЛ-объектов на фоне земной поверхности. Для создания фрактального обнаружителя будет использовано распределение самоподобия, которое определяется на основе доменных блоков [4].

Литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений : пер. с англ. 3-е изд., перераб. и доп. М. : Техносфера, 2012.
2. Голиков А.М. Модуляция, кодирование и моделирование в телекоммуникационных системах. Теория и практика : учеб. пособие для вузов. 2-е изд. СПб. : Лань, 2021. 452 с.
3. Голиков А.М, Рябинин Е.А, Кузьменко Ю.Д. Экспериментальные исследования и вейвлет-фильтрация сигналов морского радиолокатора на фоне взволнованной морской поверхности // Электронные средства и системы управления : междунар. науч.-практ. конф. 2012. С. 49–52.
4. Потоцкий А.Н. Информативность фрактальных признаков в задачах текстурного анализа оптических и радиолокационных изображений // Воздушно-космические силы. Теория и практика. 2019. № 12. С. 106–118.
5. Голиков А.М., Богданов А.Ф. Фрактальное сжатие изображений дистанционного зондирования земли спутниковой РЛС X-SAR // Современные проблемы радиоэлектроники. 2017. С. 217–221.
6. Потапов А.А. Методы обработки мало контрастных изображений и сверхслабых сигналов интегральными операторами и дробными фрактально-скейлинговыми методами // Инновационные разработки

Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук. М. : Репаблика, 2013. С. 15.

7. Миллиметровая радиолокация с фрактальной обработкой / под ред. Р.П. Быстрова, А.П. Соколова. М. : Радиотехника, 2005. 368 с.

Голиков Александр Михайлович – канд. техн. наук, ст. науч. сотр., доцент каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: rts2_golikov@mail.ru.

Воронцов Никита Игоревич – студент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: nikita1508voron@gmail.com.

Ляхов Герман Игоревич – студент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: geralaahov@gmail.com.

Лоскутникова Анна Вениаминовна – студент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: a.v.loskutnikova@mail.ru.

Шинкевич Елена Александровна – студент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: e.a.shinkevich@mail.ru.

Федько Олеся Геннадьевна – студент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: olesuafedko589@gmail.com

Wavelet Fractal Processing Radar Signals and Images

The work carried out the development and study of algorithms for wavelet-fractal processing of radar (RL) signals and images in order to increase the efficiency of detection and estimation of coordinates of small-sized ground objects. Algorithms for wavelet filtering of radar signals of PKM and LFM have been developed, the efficiency of signal filtering by Haar, Daubechies, Simlet wavelets, Biorthogonal wavelet and Feir wavelet has been investigated. MatLab has developed a fractal coding model and tested it on the example of 50 radar images. The fractal coding model will make it possible to create a fractal detector of radar objects for this purpose, the self-similarity distribution will be used, which is determined on the basis of domain blocks.

Keywords: *wavelet filtering, radar signals and images, Simulink model of the Haar wavelet filter, MatLab model of fractal coding, fractal detector.*

Golikov Alexander Mikhailovich – Candidate of Technical Sciences, academic title - Senior Researcher, Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: rts2_golikov@mail.ru.

Vorontsov Nikita Igorevich – student of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: nikita1508voron@gmail.com.

Lyakhov German Igorevich – student of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: geryahov@gmail.com.

Loskutnikova Anna Veniaminovna – student of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: a.v.loskutnikova@mail.ru.

Shinkevich Elena Aleksandrovna – student of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: e.a.shinkevich@mail.ru.

Fedko Olesya Gennadievna – student of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: olesuafedko589@gmail.com.

Д.Н. Зима, А.А. Спектор

**ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ СИГНАЛЫ И ПОМЕХИ
В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ЦИФРОВЫМИ
АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ**

Приводится анализ сигналов и помех, наблюдаемых на антенной решетке, и их представления в качестве многомерных пространственно-временных процессов. Положение активной области многомерного спектра для разных углов прихода колебания различно, что является основой для разделения сигналов и в том числе для борьбы с помехами, при этом алгоритм, основанный на пространственно-временной обработке сигнала в спектральной области, отличается простотой реализации ввиду диагонального характера корреляционной матрицы помех. Приведены результаты, демонстрирующие формирование сигнала и помех в различных точках цифровой антенной решетки.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, широкополосный сигнал, пространственно-временной сигнал, многомерное преобразование Фурье.

Принципиальным направлением развития радиотехнических систем является повышение роли устройств обработки информации и их интеллектуализация на основе вычислительных средств [1], в том числе совершенствуются и радиолокационные системы (РЛС). Они обладают высокой разрешающей способностью по дальности, угловым координатам, радиальной скорости, что обеспечивается применением широкополосных сигналов, когерентных сигналов большой длительности, антенн с узким лучом диаграммы направленности. Надежность обнаружения воздушных объектов в РЛС с антенными решетками зависит в значительной степени от методов формирования и обработки сигналов.

РЛС должна устойчиво функционировать и сохранять тактические показатели в условиях воздействия помех различного происхождения [2]. Помехи создают фон, на котором трудно выделить сигнал, прикрываемый помехой, или создают эффект ложных целей, затрудняя получение информации об истинных целях.

Последние тенденции развития РЛС направлены на применение широкополосных сигналов (ШПС) [3], что обусловлено необходимостью повышения разрешающей способности РЛС для измерения

координат, разрешения целей по дальности, распознавания пространственно-распределенных целей.

Обработка пространственно-временных сигналов на основе антенных решёток и многопозиционных систем получила к настоящему времени широчайшее распространение [4]. Проблеме пространственно-временного приема широкополосных сигналов до настоящего времени не уделялось значительного внимания ввиду небольших значений частотной полосы сигналов. С расширением полосы частот сигнала существующие подходы становятся неэффективными и необходимо развивать теорию многомерных сигналов и их пространственно-временного радиоприема. Факторизация пространственно-временного сигнала возможна не всегда, поскольку как фаза несущей частоты, так и временной сдвиг комплексной огибающей зависят от угла прихода волны и от номера антенного элемента. В РЛС с антенными решетками класс широкополосных сигналов приходится разбивать на ШПС узкополосные и ШПС широкополосные в пространственном смысле. Сигнал считается узкополосным в пространственном смысле, если значения его модулирующих функций в любой момент времени на крайних элементах антенной решетки при любом направлении прихода волны практически одинаковы. В иных случаях сигнал рассматривают как широкополосный в пространственном смысле. Использование ШПС в пространственном смысле приводит к изменению процессов, связанных с формированием сигналов и их обработкой. Для таких случаев следует использовать алгоритмы многомерной цифровой обработки пространственно-временных сигналов.

Основное внимание исследования направлено на сигналы, являющиеся функциями нескольких переменных, — одной временной и, в зависимости от конструкции антенной решетки, нескольких пространственных. Сигнал на линейной антенной решетке будет двумерным, где аргументами пространственно-временного сигнала являются текущее время t и координаты размещения элементов решетки в пространстве x .

Все пространственные сигналы в пространственно-временном сигнале на частоте несущей фактически являются копиями одного и того же сигнала, однако их совокупность содержит информацию о направлении, которая отсутствует в отдельных сигналах. При поступлении любого сигнала, являющегося функцией времени, на элемент антенной решетки он приобретает пространственный характер. Сигналы на различных элементах антенной решетки отличаются временными сдвигами, зависящими от направления прихода волны.

Важнейшей особенностью спектров сигналов и помех является сильная зависимость их локализации в многомерной спектральной области от пространственного направления на источник излучения

[5]. Так, спектр пространственно-временного сигнала на линейной антенной решетке можно представить в виде

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x) = \dot{U}(\omega_t) x_m \frac{\sin\left[\left(\omega_t k_t + \omega_x\right) x_m / 2\right]}{\left(\omega_t k_t + \omega_x\right) x_m / 2},$$

где ω_x и ω_t — частоты, соответствующие пространственным и временным колебаниям соответственно; $k_t = \sin \Theta / c$ — коэффициент преобразования временной и пространственных координат при приходе сигнала с угла Θ ; $\dot{U}(\omega_t)$ — спектр одномерного сигнала; x_m — размер антенной решетки.

Различие угловых направлений для разных источников конвертируется в разнесение их спектральных зон в многомерной спектральной области сигналов и помех (рисунок 1).

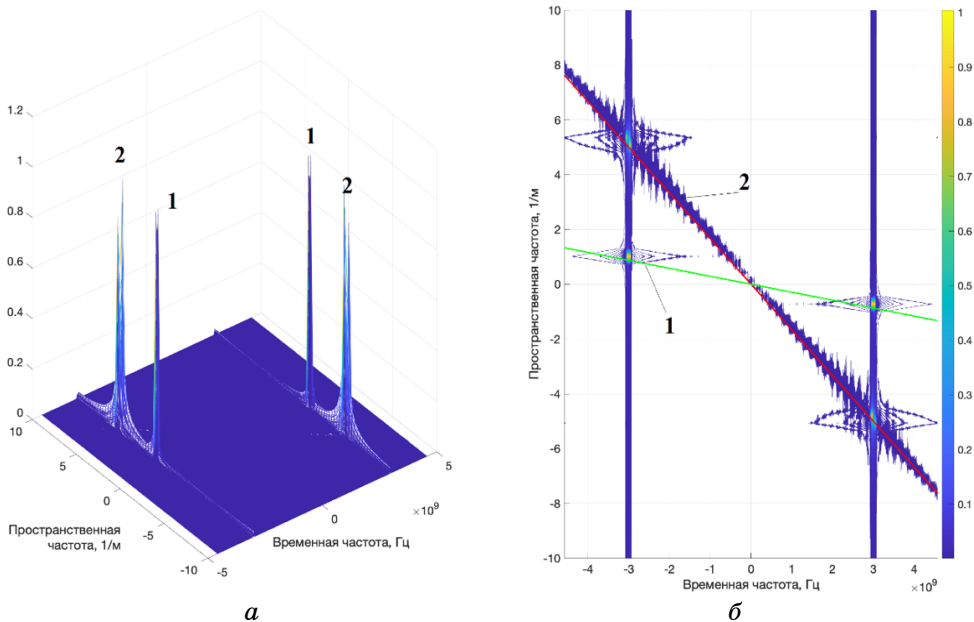


Рисунок 1 — Спектры пространственно-временных сигнала (1) и помехи (2) на линейной антенной решетке

Анализ показывает, что квадратурные компоненты сигналов на несущей и промежуточной частотах совпадают, а сигнал на промежуточной частоте обладает теми же свойствами многомерного спектра сигнала, формируемого на частоте несущей. В целом пространственно-

временной спектр сигналов и помех сосредоточен в узких областях и для линейной антенной решетки примет вид

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x) = \dot{U}_c(\omega_t) x_m \cdot \begin{cases} \frac{\sin \left\{ \left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} + \omega_t) k_t + \omega_x \right] x_m / 2 \right\}}{\left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} + \omega_t) k_t + \omega_x \right] x_m / 2}, & \omega_t > 0, \\ \frac{\sin \left\{ \left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} - \omega_t) k_t - \omega_x \right] x_m / 2 \right\}}{\left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} - \omega_t) k_t - \omega_x \right] x_m / 2}, & \omega_t < 0, \end{cases}$$

где ω_0 — частота несущей; $\omega_{\text{пр}}$ — промежуточная частота; \dot{U}_c — одномерный спектр квадратурного сигнала промежуточной частоты $u_c(t) = U(t) \cos(\omega_{\text{пр}} t + \psi(t))$.

Низкочастотные пространственно-временные колебания комплексных огибающих полностью характеризуют сигналы и высокой, и промежуточной частоты. Это позволяет при моделировании и обработке принимаемых сигналов использовать метод комплексных огибающих. При моделировании процессов на «нулевой» частоте не только достигается ускорение вычислений, но и сама возможность моделирования становится реализуемой. Фазовые сдвиги, формирующиеся на высокой частоте, присутствуют и в сигналах «нулевой» частоты. Это проявляется и в свойствах пространственно-временных спектров:

$$\dot{S}(\omega_t, \omega_x) = \dot{S}_0(\omega_t) \frac{\sin \left\{ \left[(\omega_0 + \omega_t) k_t + \omega_x \right] x_m / 2 \right\}}{\left[(\omega_0 + \omega_t) k_t + \omega_x \right] x_m / 2},$$

где $\dot{S}_0(\omega_t)$ — одномерный спектр комплексной огибающей, учитывающий модуляцию радиосигнала. Многомерный спектр такого пространственно-временного процесса также формируется в узкой области в виде узких участков и характеризует возможность решения различных задач обработки сигналов, в частности ослабления действия помех, угол прихода которых отличается от угла прихода полезного сигнала.

Таким образом, исследование показывает, что описание сигналов в РЛС с цифровыми антенными решетками с помощью теории многомерных сигналов позволяет использовать дополнительные ресурсы для ослабления действия помех. Для различных углов прихода колебания положение активной области спектра различно, что становится основой для разделения сигналов. Если в качестве случайного процесса рассматривать процесс, образующийся на выходе элементов антенной решетки, т.е. пространственно-временное колебание

в сигнальной области, его отсчеты являются зависимыми и, например, при байесовской обработке потребуется обращение матриц размера, соответствующего квадрату произведения числа приемных элементов антенной решетки и числа моментов времени. При переходе от пространственно-временного колебания к многомерному спектральному представлению этого пространственно-временного колебания отсчеты помехи в спектральной области можно считать независимыми и алгоритмы обработки, основанные на правилах статистических решений, можно упростить [6]. В качестве входных данных для обработки сигналов следует использовать их многомерное пространственно-временное преобразование Фурье. Это существенно облегчает построение алгоритмов, основанных на статистических решающих правилах.

Разработанный подход в исследовании многомерной модели сигнала, формируемого на антенной решетке, имеет простоту математического представления и позволяет адекватно описывать реальные физические явления, на основе которых созданы алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов на фоне пространственно-временных активных помех в радиотехнической системе с цифровой антенной решеткой.

Литература

1. Зырянов Ю.Т., Белоусов О.А., Федюнин П.А. Основы радиотехнических систем : учеб. пособие. Тамбов : Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2011. 144 с.
2. Гейбриел У.Ф. Спектральный анализ и методы сверхразрешения с использованием антенных решёток // ТИИЭР. 1980. Т. 68, № 6. С. 19–32.
3. Wei Liu, Stephan Weiss. Wideband beamforming: concepts and techniques. John Wiley & Sons, Ltd, 2010.
4. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. М. : Радиотехника, 2004. 488 с.
5. Zima D.N., Spector A.A., Sokolova D.O. Investigation and Modeling of the Spatiotemporal Signal Recorded by the Digital Antenna Array // IEEE 22nd International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). Altai, Russia. 2021.
6. Zima D.N., Spektor A.A. Processing Spatiotemporal Signals Recorded Linear Array [Electronic resource] // 1 International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, 10–11 Dec. 2020. Novosibirsk: IEEE, 2020. P. 54–58. Mode of access: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9314665>-DOI: 10.1109/PIERE51041.2020.9314665.

Зима Дарья Николаевна – аспирант, каф. теоретических основ радиотехники, Новосибирский гос. техн. ун-т, 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20, e-mail: zima.darya@mail.ru.

Спектор Александр Аншелевич – д-р техн. наук, проф., зав. каф. теоретических основ радиотехники, Новосибирский гос. техн. ун-т, 630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20, e-mail: spectoraa@mail.ru.

**Spatiotemporal Signals and Interference in Radio Systems
with Digital Antenna Arrays**

The paper provides an analysis of signals and interference observed on the antenna array, and their representation as multidimensional spatiotemporal processes. The position of the active region of the multidimensional spectrum for different angles of arrival of the oscillation is different, which is the basis for separating signals, and, in particular, for combating interference, while the algorithm based on spatiotemporal signal processing in the spectral region differs simplicity of implementation in view of the diagonal nature of the interference correlation matrix. Results are presented that demonstrate the formation of signal and noise at various points of the digital antenna array.

Keywords: *digital antenna array, broadband signal, spatiotemporal signal; multidimensional Fourier transform.*

Zima Daria Nikolaevna – a postgraduate student at the department of radio engineering fundamentals, Novosibirsk State Technical University, 630073, Novosibirsk, Karl Marx Av., 20, Russia. e-mail: d.zima@corp.nstu.ru.

Spector Alexander Anshelevich – Doctor of Sciences (Eng.), professor, head of the department of radio engineering fundamentals, Novosibirsk State Technical University, 630073, Novosibirsk, Karl Marx Av., 20, Russia. e-mail: spectoraa@mail.ru.

А.А. Мурасев, А.А. Спектор

**ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ В РЛС
С ПЛОСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ В УСЛОВИЯХ АКТИВНЫХ ПОМЕХ**

Рассматривается метод подавления активных помех, основанный на различии спектральных характеристик пространственно-временных сигналов и помех, в радиолокационных системах с цифровой антенной решеткой. Представлены экспериментальные результаты разработанного алгоритма для разных помех.

Ключевые слова: *цифровая антенная решетка, пространственно-временные сигналы, активная помеха, пространственно-временная фильтрация.*

Применение цифровых антенных решеток (ЦАР) в радиолокации позволяет существенно повысить характеристики радиолокационных систем. Это обусловлено возможностью гибкого управления характеристиками направленности антенны, что обеспечивает более качественное решение радиолокационных задач. Одной из важнейших причин использования ЦАР является борьба с активными помехами.

Доминирующий подход к оптимизации радиоприема при наличии активных помех состоит в отыскании оптимальных весовых коэффициентов при образовании суммарного сигнала с целью получить наилучшие сигнально-помеховые характеристики путем формирования оптимальной диаграммы направленности антенны (ДНА). Известно большое число исследований [1, 2], развивающих данный принцип. При гауссовском распределении помех его применение приводит к формированию решающей статистики в виде квадратичной формы для сигнального вектора, ядром которой является обратная матрица суммарной помехи. Размерность вектора наблюдаемого сигнала и матрицы определяются произведением числа антенных элементов на количество временных отсчетов сигналов, привлекаемых к обработке. Это обычно составляет громадную величину, препятствуя применению данного подхода. Многочисленные исследования направлены на преодоление проблемы путем отыскания разнообразных упрощений, аппроксимаций и т.п.

В данной работе представлен подход, основанный на оптимизации радиоприема пространственно-временных сигналов в виде последовательности цифровых кадров. В [3] подробно описан метод подавления активных помех для линейной антенной решетки (ЛАР).

Рассмотрим сигналы и помехи, имеющие на приемной антенной решетке плоский волновой фронт. Принято считать их узкополосными колебаниями, если выполняется условие

$$v = \Delta f / \bar{f}_0 \ll 1, \quad (1)$$

где Δf — ширина спектра сигнала или помехи; \bar{f}_0 — среднее значение частоты. Однако выполнение условия (1) не означает узкополосности сигнала в пространственном смысле. Сигнал является узкополосным и в пространственном смысле, если на протяжении ЛАР длиной $l_{\text{ар}}$ разность набегов фаз для граничных частот спектра $f_0 + \Delta f/2$ и $f_0 - \Delta f/2$ отвечает условию $2\pi\Delta f l_{\text{ар}}/c \ll 2\pi$ (c — скорость распространения волн), т.е. при $\Delta f \ll c/l_{\text{ар}}$. В противоположном случае, т.е. когда $\Delta f \sim c/l_{\text{ар}}$, сигналы, отвечающие условию узкополосности (1), приобретают для апертуры антенной решетки широкополосные свойства и их рассматривают как широкополосные в пространственном смысле [4]. Необходимость рассмотрения подобных ситуаций возрастает из-за использования в современных радиотехнических системах все более широкополосных видов модуляции.

Рисунок 1 иллюстрирует образование пространственного сигнала при приеме на линейной антенной решетке с I равноотстоящими элементами, расположенными вдоль оси x . Угол прихода сигнала отсчитывается от нормали к оси x , положительным считаем движение против часовой стрелки.

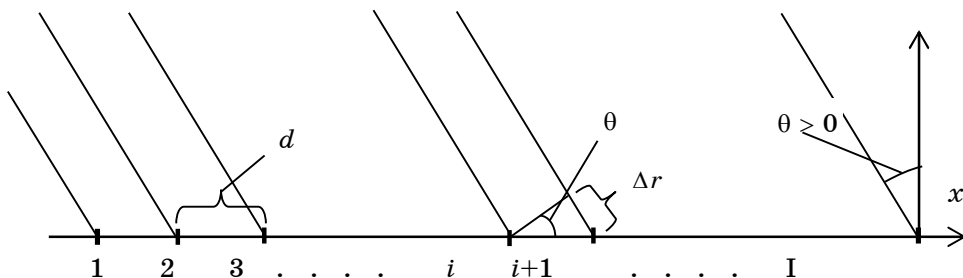


Рисунок 1 — Геометрия линейной эквидистантной решетки

Сигналы на соседних элементах АР имеют временную задержку

$$\tau_0 = \frac{\Delta r}{c} = \frac{d \sin \theta}{c}, \quad (2)$$

зависящую от угла прихода θ и расстояния между соседними элементами d .

Пусть на вход АР поступает узкополосное колебание

$$u(t) = U(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t)]. \quad (3)$$

Тогда совокупность сигналов на всех элементах АР можно рассматривать как пространственно-временной сигнал

$$u(t, i) = U(t - (i - 1)\tau_0) \times \\ \times \cos[\omega_0(t - (i - 1)\tau_0) + \psi(t - (i - 1)\tau_0)], \quad i = \overline{1, I}, \quad (4)$$

аргументами которого являются время t и дискретная пространственная координата i . Перейдя к непрерывной пространственной координате x , временная задержка будет определяться выражением

$$\tau(x) = \frac{x}{d} \tau_0 = \frac{x \sin \theta}{c} = k(\theta) \cdot x, \quad (5)$$

а непрерывный пространственно-временной сигнал —

$$u(t, x) = U(t - k(\theta) \cdot x) \cos[\omega_0(t - k(\theta) \cdot x) + \psi(t - k(\theta) \cdot x)], \\ x \in [-x_m/2, x_m/2], \quad (6)$$

где $k(\theta) = \sin \theta / c$ — коэффициент пропорциональности между пространственной и временной переменными, зависящий от угла θ ; x_m — линейный размер решетки.

Выполнив преобразование Фурье, получим выражение для спектра пространственно-временного сигнала:

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x, \theta) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} u(t - k(\theta)x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx = \\ = \dot{U}(\omega_t) x_m \frac{\sin[(\omega_t k(\theta) + \omega_x) x_m/2]}{(\omega_t k(\theta) + \omega_x) x_m/2}. \quad (7)$$

В выражении (7) $\dot{U}(\omega_t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega_t t} dt$ — обычный спектр сигнала $u(t)$, определенный формулой (3).

Качественный вид двумерного спектра (7) показан на рисунке 2. Пространственно-временной спектр сосредоточен вдоль прямой $\omega_x = -k(\theta)\omega_t$. Ширина спектра определяется размером АР x_m , а его положение на плоскости — углом прихода волны θ .

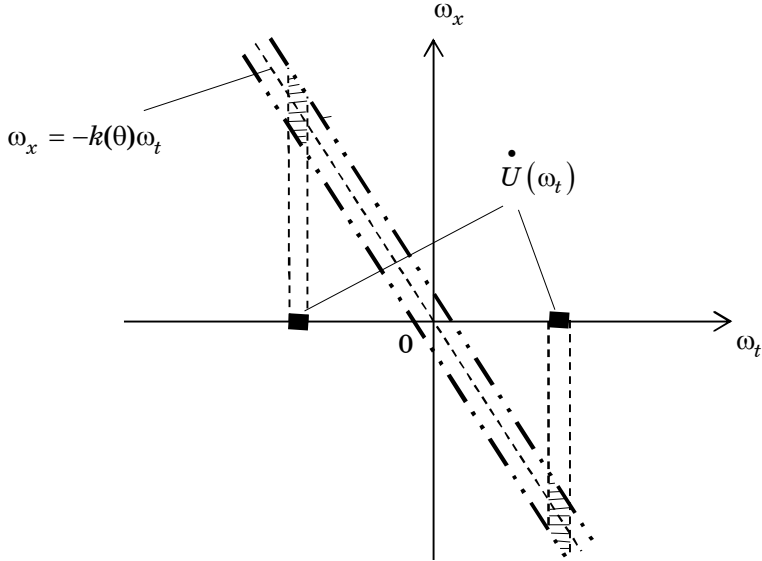


Рисунок 2 — Качественная картина двумерного спектра пространственно-временного сигнала

Для разных углов спектры будут находиться в различных спектральных зонах, что позволяет разделять сигналы и подавлять активную помеху.

Рассмотрим теперь плоскую АР (ПАР). Как показано на рисунке 3, направление прихода волны определяется углами α и β . Задержки между сигналами на различных элементах ПАР будут определяться выражением

$$\tau(x, y) = \sin \alpha (x \cos \beta + y \sin \beta) / c. \quad (8)$$

Сигнал ПАР будет уже функцией трех переменных: времени t и двух пространственных координат x и y :

$$u(t, x, y) = U(t - \tau(x, y)) \cos \left[\omega_0 (t - \tau(x, y)) + \psi(t - \tau(x, y)) \right]. \quad (9)$$

Выражение для спектра сигнала ПАР определяется аналогично формуле (7):

$$\begin{aligned} \dot{U}(\omega_t, \omega_x, \omega_y, \alpha, \beta) &= \dot{U}(\omega_t) x_m \frac{\sin \left[(\omega_t k_x(\alpha, \beta) + \omega_x) x_m / 2 \right]}{(\omega_t k_x(\alpha, \beta) + \omega_x) x_m / 2} \times \\ &\times y_m \frac{\sin \left[(\omega_t k_y(\beta) + \omega_y) y_m / 2 \right]}{(\omega_t k_y(\beta) + \omega_y) y_m / 2}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $k_x(\alpha, \beta) = (\sin \alpha \cos \beta) / c$; $k_y(\beta) = (\sin \beta) / c$; x_m и y_m — размеры антенны.

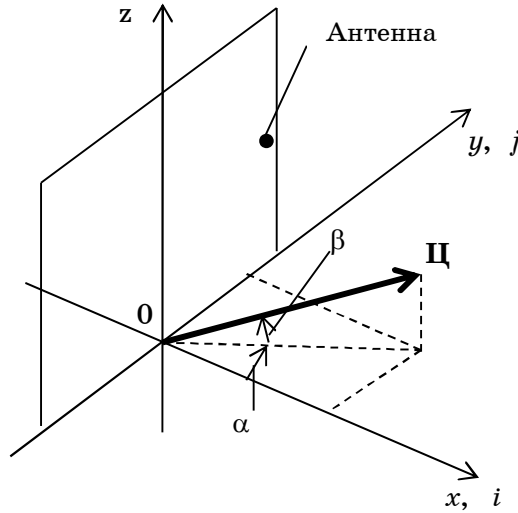


Рисунок 3 — Геометрия плоской антенной решетки

Используя различия в спектральных характеристиках сигналов и помех, можно осуществлять различные виды фильтрации. Так как в задаче подавления активных помех полезный сигнал — это сигнал известной формы, то для подавления помех можно использовать многомерную согласованную фильтрацию. Пусть полезный сигнал — импульс с линейной частотной модуляцией длительностью $\tau_{\text{и}}$ и девиацией частоты $f_{\text{Д}}$. Сигнал приходит с направления, определяемого углами α_c, β_c , а помеха — $\alpha_{\text{п}}, \beta_{\text{п}}$. Коэффициент передачи согласованного с сигналом пространственно-временного фильтра определяется выражением

$$K(\omega_t, \omega_x, \omega_y, \alpha_c, \beta_c, \alpha_{\text{п}}, \beta_{\text{п}}) = \frac{S^*(\omega_t, \omega_x, \omega_y, \alpha_c, \beta_c)}{\sqrt{G(\omega_t, \omega_x, \omega_y, \alpha_{\text{п}}, \beta_{\text{п}})}} e^{-j\omega_t \tau_{\text{и}} - j\omega_x x_m - j\omega_y y_m}, \quad (11)$$

где $G(\omega_t, \omega_x, \omega_y, \alpha_{\text{п}}, \beta_{\text{п}})$ — спектральная плотность мощности (СПМ) помехи, включая тепловой шум приемников. Алгоритм фильтрации является адаптивным к помеховой обстановке, т.е. требуется получать

оценку СПМ помехи $G(\omega_t, \omega_x, \omega_y, \alpha_{\Pi}, \beta_{\Pi})$. Для этого можно использовать, например, небольшие отрезки времени между зондированиями, когда отраженный сигнал отсутствует. При этом формируется оценка СПМ суммарной помехи, которая содержит информацию обо всех источниках активных помех.

В таблице приводятся результаты экспериментального исследования алгоритма пространственно-временной фильтрации для ПАР.

$(\alpha_{\Pi}, \beta_{\Pi}), ^\circ$	–	(10, 0)	(10, 2)	(5, 2)
$q_{AP}, \text{дБ}$	–54,2	–71,4		
$q_{CF}, \text{дБ}$	4,2	0,4	3,1	2,0

В эксперименте были приняты следующие параметры: угловые координаты сигнала $(\alpha_c, \beta_c) = (0, 0)^\circ$, размер антенны — 70×70 элементов, длительность импульса $\tau_{\text{и}} = 10$ мкс, девиация частоты $f_{\text{Д}} = 100$ МГц; полоса активной помехи — $\Delta f_{\text{АП}} = 100$ МГц. При наличии только теплового шума отношение сигнал/(помеха + шум) (ОСПШ) на входе АР $q_{\text{АР}} = -54,2$ дБ, а на выходе согласованного фильтра $q_{\text{CF}} = 4,2$ дБ. Добавление помехи уменьшает входное ОСПШ $q_{\text{АР}}$ на 17,2 дБ. При этом выходное ОСПШ q_{CF} уменьшается не более чем на 4 дБ. Для помехи с углами прихода $(\alpha_{\Pi}, \beta_{\Pi}) = (10, 2)^\circ$ выигрыш по ОСПШ составляет 74,5 дБ, а для $(\alpha_{\Pi}, \beta_{\Pi}) = (10, 0)^\circ$ — 71,8 дБ. То есть чем ближе помеха к сигналу по направлению, тем хуже качество фильтрации. Это объясняется тем, что спектры сигнала и помехи начинают накладываться друг на друга.

Разработанный алгоритм показывает высокое качество подавления помехи. Однако требуются дальнейшие исследования данного подхода, например влияние размера АР на степень ослабления помехи.

Литература

1. Воскресенский Д.И., Канащенков А.И. Активные фазированные антенные решетки. М. : Радиотехника, 2004. 488 с.
2. Мозинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию : пер. с англ. М. : Радио и связь, 1986. 448 с.

3. Мурасев А.А., Спектор А.А. Пространственно-временные сигналы и их фильтрация в радиотехнических системах с антенными решётками в условиях активных помех // Автометрия. 2021. № 3. С. 10–18.

4. Обработка сигналов в радиотехнических системах / А.П. Лукошкин [и др.]. Л. : Изд-во Ленинградского ун-та, 1987. 400 с.

Мурасев Алексей Александрович – ст. преподаватель, каф. теоретических основ радиотехники, Новосибирский гос. техн. ун-т, 630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, e-mail: murasev@corp.nstu.ru.

Спектор Александр Аншелевич – д-р техн. наук, проф., каф. теоретических основ радиотехники, Новосибирский гос. техн. ун-т, 630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, e-mail: spektor@corp.nstu.ru.

Space-Time Signal Filtering in Radar with Planar Antenna Array under Active Jamming

The method of active jamming suppression based on differences of space-time signals and interferences of spectral characteristics in radiotechnical systems with array antennas is proposed. The results of experimental studying of the developed algorithm for different active jamming is presented.

Keywords. *Digital array antennas, Space-time signals, active jamming, Space-time filtering.*

А.Г. Саинский, Д.Б. Тудупова, В.С. Солдаткин

**ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРОЖЕКТОР
ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В УСЛОВИЯХ НЕДОСТАТОЧНОЙ ВИДИМОСТИ
ВСЛЕДСТВИЕ ПОВЫШЕННОГО КОЛИЧЕСТВА АТМОСФЕРНЫХ АЭРОЗОЛЕЙ**

Рассматривается проблема безопасности движения маломерных судов в условиях недостаточной видимости, а также прибор, который позволит обеспечить безопасное передвижение судов в условиях дождя, тумана и снега. Определены необходимые характеристики прожектора путем анализа рынка. Разработан макет прожектора.

Ключевые слова: *прожектор светодиодный, интеллектуальное освещение, условия недостаточной видимости, атмосферные аэрозоли, безопасность на транспорте, судовое освещение.*

Сегодня на рынке представлен большой ряд светодиодных прожекторов, их стоимость определяется дальностью действия, но эти данные приводятся производителями без учёта влияния на дальность действия атмосферных аэрозолей. Влиянием атмосферных аэрозолей на прохождение света длительное время занимаются в ИОА СО РАН. Известно, что аэрозоли делятся на конденсационные (образуются в результате присоединения молекул вещества в паре или конденсации пара на присутствующих в нём ионах или частицах вещества, с жидкой дисперсной фазой — туман, с твёрдой — дым) и диспергационные (результат измельчения твёрдых тел — пыль, результат распада струй или плёнок жидкостей — спрей). Атмосферные аэрозоли принято классифицировать следующим образом: облака, туманы, дымка, морось и осадки, осадки в свою очередь делятся на дождь и снег. В зависимости от плотности и типа аэрозолей пропускание света будет различным на разных длинах волн.

Технико-экономический анализ показал, что преимущественно все прожекторы судовые поисковые имеют коррелированную цветовую температуру 3500 К. Известно, что использование прожекторных источников света белого цвета свечения в условиях тумана крайне неэффективно, в автомобилях в условиях тумана применяются противотуманные фары жёлтого цвета свечения. При прохождении света через туман часть его рассеивается, а часть поглощается. Коротковолновое излучение в большей степени подвержено рассеиванию в аэрозольных частицах тумана, чем длинноволновое. Качество освещения

водного пути напрямую влияет на безопасность передвижения судов. Поисковый прожектор используется как основной источник света при движении судна для поиска препятствий и опасных неосвещённых объектов. Опасные места на судовом ходу в тёмное время суток обозначаются световыми сигналами. Согласно [4] движение маломерных судов на судовом ходу запрещено, кроме пересечения судового хода.

Проект по разработке светодиодного поискового прожектора судового направлен на конечного потребителя — владельцев маломерных судов. Цель проекта — создание светодиодного поискового прожектора судового с подстраиваемым спектром излучения под погодные условия.

Задачей данного этапа является изготовление макета светодиодного поискового прожектора судового и исследование его светотехнических характеристик. Для решения поставленной задачи необходимо провести аналитический обзор, подобрать люминофорную композицию, выполнить тепловой расчёт, выбрать корпус, рассчитать и изготовить элементы вторичной оптики и спроектировать устройство питания.

В лаборатории ГПО кафедры РЭТЭМ существует полный технологический цикл сборки макетов светодиодов, в том числе приготовления люминофорной композиции с нужным спектром излучения.

Были выявлены предположительные характеристики светодиодного макета лампы для прожектора (таблица 1).

Таблица 1 — Аналоги на рынке

Модель	Световой поток, Лм	Световая отдача, Лм/Вт	Цветовая температура, К	Напряжение, В
SSH-200	2000	20	3000–6500	12/24
RDM K400	52000	130	3000–6500	220
RDM K1000	130000	130	3000–6500	220
TZ2 (190 Вт)	1200000	6315,8	3000–6500	220
SSH-450H	11000	24,4	3000–6500	24/28

В таблице 2 приведены технические характеристики, которыми должен обладать макет светодиодной лампы [7].

Была разработана структурная схема электронной части интеллектуального прожектора (рисунок 1).

Рассмотрим принцип ее работы. Структурная схема устройства состоит из трех основных блоков:

- блока управления прожектором;
- датчиков, определяющих тип аэрозоли в воздухе;
- светодиодного модуля.

Таблица 2 — Предполагаемы характеристики прожектора

Световой поток	(3000 ± 100) лм
Мощность	Не более 65 Вт
Угол излучения по уровню 0,5 от максимальной силы света	6–9 градусов
Срок службы	Не менее 25 000 ч
Индекс цветопередачи	Не менее 85
Напряжение питания	34 В

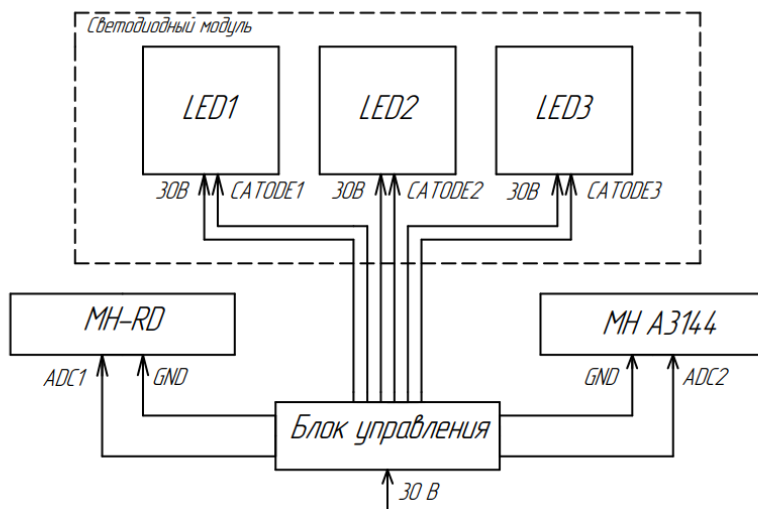


Рисунок 1 — Структурная схема интеллектуального прожектора

Блок управления необходим для обработки сигналов с датчиков как в автоматическом режиме, так и в ручном (рисунок 2).

В качестве источников света были выбраны светодиодные матрицы TRXA 20 Вт (рисунок 3).

Плата блока управления спроектирована в программе Altium Designer 2019 и изготовлена на базе микроконтроллера ATmega328PB-AU (рисунки 4, 5).

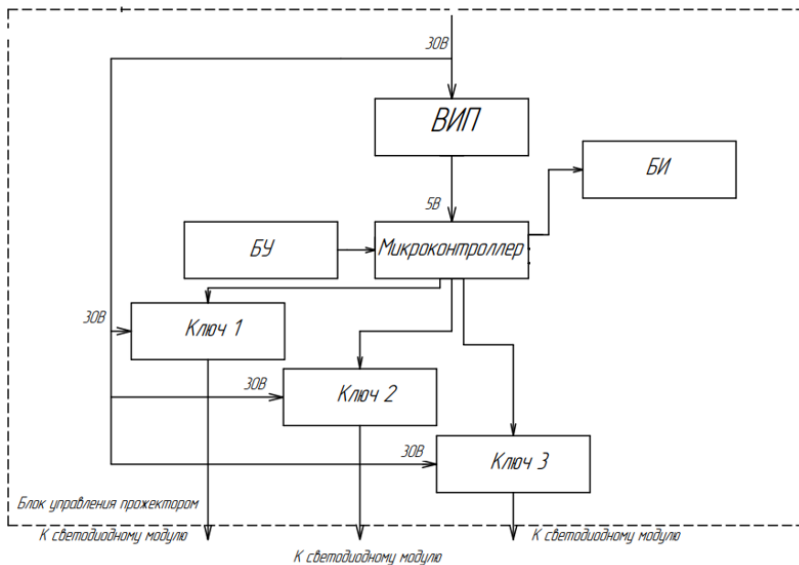


Рисунок 2 — Структурная схема блока управления прожектором



Рисунок 3 — Светодиодная матрица

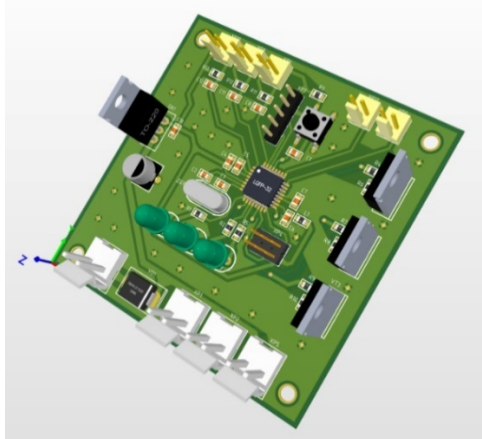


Рисунок 4 — Печатный узел

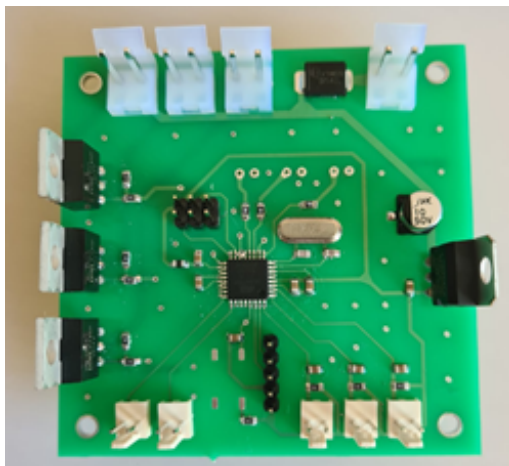


Рисунок 5 — Плата блока управления

В программе Autodesk Inventor 2021 спроектирован корпус блока управления прожектором (рисунок 6).

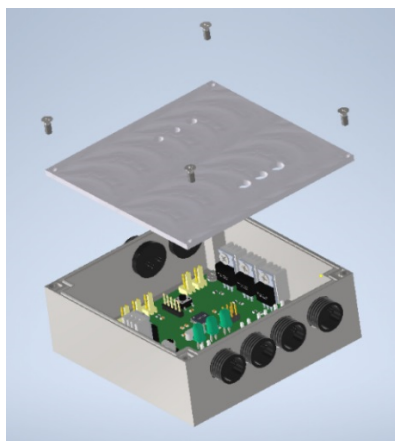


Рисунок 6 — 3D-модель корпуса прожектора

В настоящее время корпус блока управления изготавливается на станке ЧПУ из алюминиево-магниевого сплава марки АМГ 5.

Литература

1. Investigation of phosphor compositions for led filament bulb / В.С. Солдаткин [и др.] // IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series. 2018. Vol. 1115. P. 052012. DOI:10.1088/1742-6596/1115/5/052012.

2. Гончарова Ю.С., Гарипов И.Ф., Солдаткин В.С. Ускоренные испытания полупроводниковых источников света на долговечность // Доклады ТУСУР. 2013. № 2. С. 51–53.

3. Акименко Т.А., Горбунова О.Ю. Прохождение света сквозь аэрозольную среду // Изв. ТулГУ. Технические науки. 2011. Вып. 5.

Саинский Александр Григорьевич – магистрант, каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: sainskij@gmail.com.

Тудупова Диана Баировна – магистрант, каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: dianka_tudupova@mail.ru.

Солдаткин Василий Сергеевич – канд. техн. наук, доцент каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: soldatkinvs@main.tusur.ru.

Intelligent Semiconductor Searchlight for Use in Conditions of Insufficient Visibility Due to an Increased Amount of Atmospheric Aerosols

This article discusses the problem of traffic safety of small vessels in conditions of insufficient visibility, as well as a device that will ensure the safe movement of vessels in conditions of rain, fog and snow. The necessary characteristics of the searchlight were determined by analyzing the market. And a searchlight layout has been developed.

Keywords: *LED floodlight, intelligent lighting, low visibility conditions, atmospheric aerosols, transport safety, ship lighting.*

Alexander G. Sayansky – Master's Student of the Department of RETEM, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenin Ave., Tomsk, 634050, e-mail: sainskij@gmail.com.

Tulupova Diana Bairovna – Master's student of the Department of RETEM, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: dianka_tudupova@mail.ru.

Soldatkin Vasily Sergeevich – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radioelectronic Technologies and Environmental Monitoring (REEM), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenin Ave., 634050, Tomsk, e-mail: soldatkinvs@main.tusur.ru.

А.М. Голиков, Н.И. Воронцов

РАЗРЕЖЕННАЯ ФРАКТАЛЬНАЯ АФАР МИМО РЛС

Разработана и исследована MatLab-модель фрактальной разреженной активной фазированной антенной решетки (АФАР) на базе треугольника Серпинского и икосаэдра Серпинского, позволяющая исследовать все режимы работы данной антенной решетки для разных частот. Полученные результаты будут использованы для проектирования разреженных АФАР на базе треугольника Серпинского и икосаэдра Серпинского для МИМО РЛС.

Ключевые слова: модель MatLab АФАР, треугольник Серпинского, икосаэдр Серпинского, третий уровень итерации, МИМО РЛС.

Фрактальные активные фазированные антенные решетки являются относительно новым типом электрически малых антенн и представляют собой устройства, в конструкции которых применяются фрактальные структуры. Преимуществом подобной конструкции является многодиапазонность и широполосность при сравнительно меньших габаритах, что позволяет получить такой же коэффициент усиления, что и при использовании стандартных конструкций антенн.

Самоподобная геометрия плиток фрактальной решетки используется для создания быстрой итерационной процедуры, позволяющей проводить расчет диаграммы направленности (ДН) дальней зоны поля для достаточно большой АФАР, которая может быть значительно быстрее обычного дискретного преобразования Фурье.

Разреженные решетки представляют собой редко используемые фазированные решетки с уменьшенным количеством излучающих элементов. Некоторое уменьшение количества элементов до части, необходимой для полного заполнения апертуры антенны, не приводит к серьезному ухудшению формы ее главного луча. Коэффициент усиления антенны определяется фактически используемыми излучающими элементами. Ширина луча будет такой же, как и для полностью заполненной апертуры. Однако при этом увеличивается уровень боковых лепестков пропорционально количеству удаленных излучающих элементов.

Пример: на рисунке 1 показана разреженная решетка с некоторым количеством удаленных случайным образом излучающих элементов. Если в такой решетке используется только 25% элементов, то ее главный луч все еще имеет приемлемую ширину — менее 1 градуса

по уровню минус 3 дБ. Однако в этом случае около 75% мощности уходит через боковые лепестки.

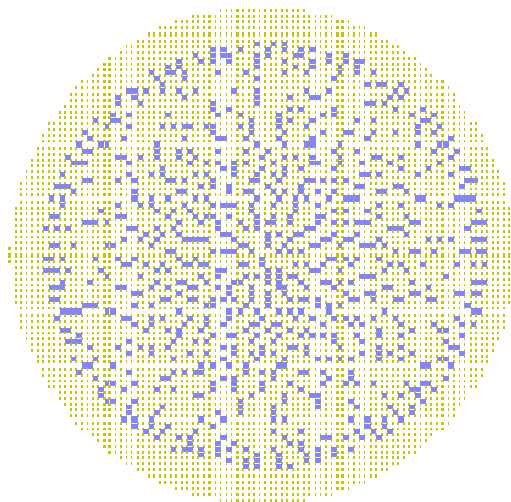


Рисунок 1 — Пример разреженной фазированной решетки, которая используется в радиолокаторе AN/FPS-115 Pave Paws

У АФАР с эквидистантным расположением элементов размером 40×40 и равноамплитудным распределением коэффициент направленного действия (КНД) равен 36,8 дБ, ширина ДН равна $2,6^\circ$, а уровень боковых лепестков (УБЛ) составляет минус 13,3 дБ. Для достижения УБЛ не более минус 19 дБ необходимо использовать спадающее амплитудное распределение, что увеличивает ширину ДН в 1,13 раза — до $2,94^\circ$, а КНД уменьшает на 13% или на 0,58 дБ, при этом в режиме передачи для снижения УБЛ требуется использование усилителей с регулировкой выходной мощности.

На рисунке 2 представлена данная система, закрашенным показаны места, в которых отсутствует активный канал, вместо возможных 1600 элементов использовали 1280.

В результате синтезированной разреженной излучающая система АФАР с размером 40×40 и коэффициентом заполнения 0,8 обеспечивает более узкую на 4,8% ($2,94^\circ$ и $2,8^\circ$) ширину основного лепестка ДН при снижении КНД на 0,52 дБ.

Что касается стоимости, то за счет уменьшения на 320 каналов стоимость приемопередающих каналов будет снижена на 20%, также сниженный УБЛ в режиме передачи будет реализовываться за счет усилителей с одинаковой выходной мощностью, при этом систему не нужно регулировать.

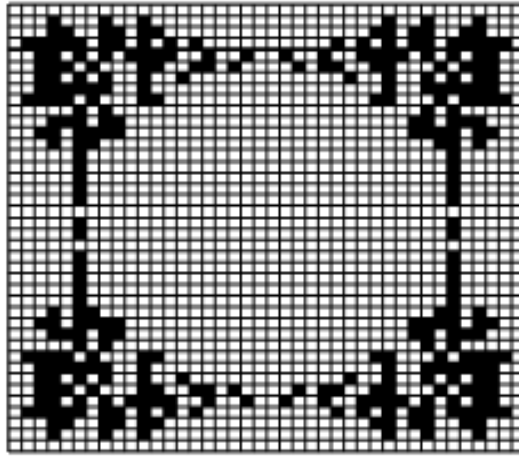


Рисунок 2 — Синтезированная разреженная излучающая система размером 40×40 с коэффициентом заполнения 0,8

На рисунке 3 приведены главные сечения ДН разреженной АФАР.

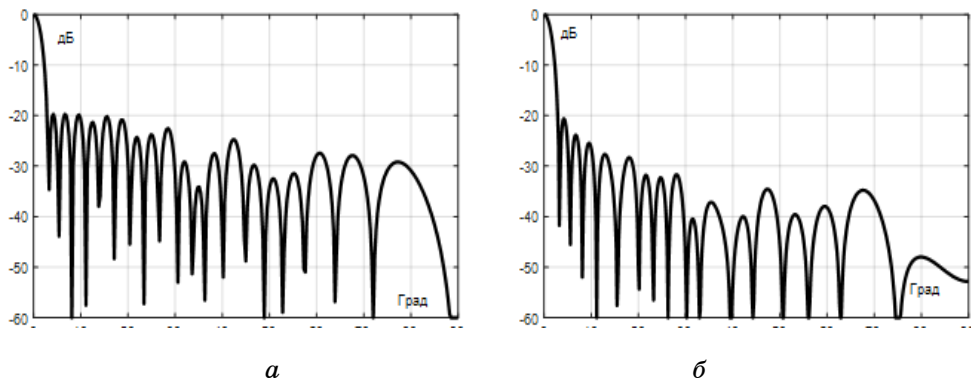


Рисунок 3 — Главные сечения ДН разреженной АФАР размером 40×40 элементов: *a* — по горизонтали; *b* — по вертикали

На рисунке 4 приведена объемная ДН разреженной АФАР.

Проектирование разреженной АФАР на базе треугольника Серпинского и икосаэдра Серпинского проводилось для ММО РЛС (рисунок 5).

Моделирование ДН АФАР выполнялось на базе икосаэдра Серпинского для разных итераций — первой, второй и третьей (рисунки 6–8).

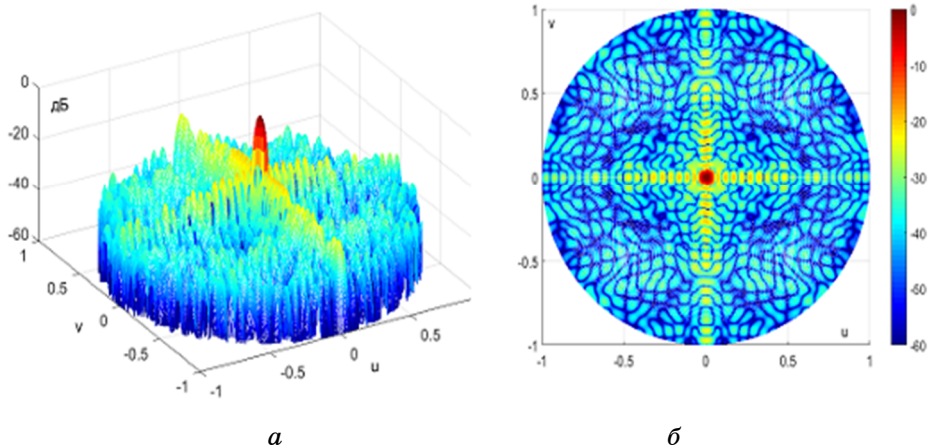


Рисунок 4 — Объемная ДН разреженной АФАР размером 40×40 элементов: *a* — вид сбоку; *б* — вид сверху

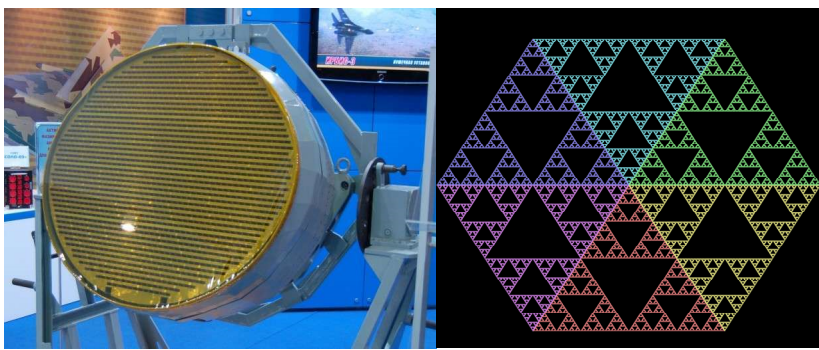


Рисунок 5 — АФАР для ММО РЛС и икосаэдра Серпинского

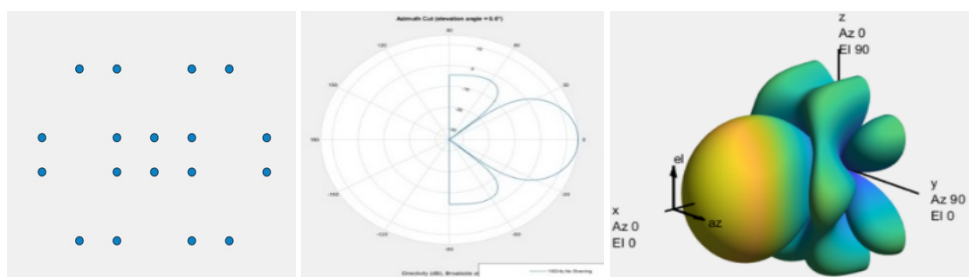


Рисунок 6 — Моделирование ДН АФАР на базе икосаэдра Серпинского для первой итерации

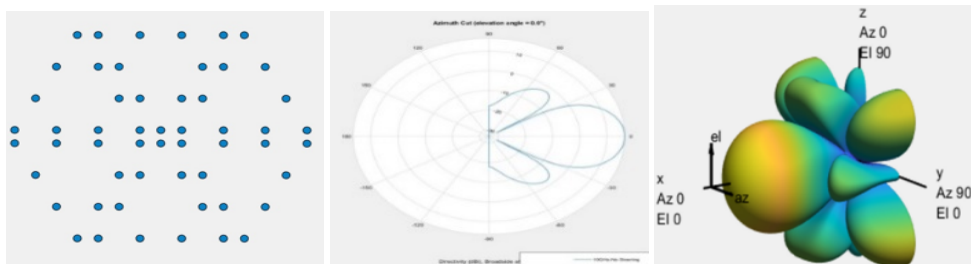


Рисунок 7 — Моделирование ДН АФАР на базе икосаэдра Серпинского для второй итерации

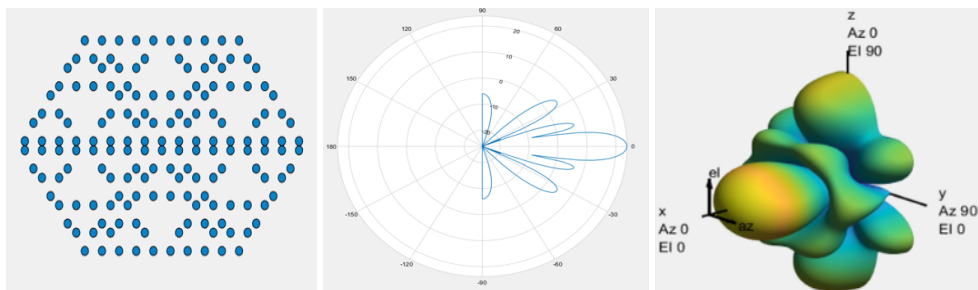


Рисунок 8 — Моделирование ДН АФАР на базе икосаэдра Серпинского для третьей итерации

Далее проведем сравнение диаграмм направленности двух гексагональных полотен антенных решеток: гексагональной и на базе треугольника Серпинского (рисунок 9).

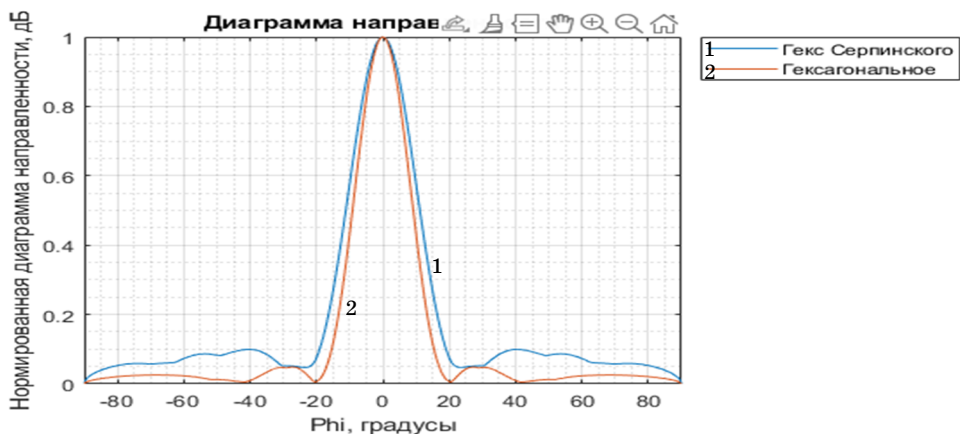


Рисунок 9 — Сравнение диаграмм направленности гексагонального антенного полотна и полотна на базе треугольника Серпинского

При сравнении видно, что разреженное полотно на основе треугольника Серпинского показывает себя немногим хуже, чем гексагональное, и так как имеет в основе гексагональную структуру, то его можно отклонять вплоть до 60° без образования больших побочных дифракционных максимумов. Сравнение диаграмм направленности при отклонении 60° представлено на рисунке 10.

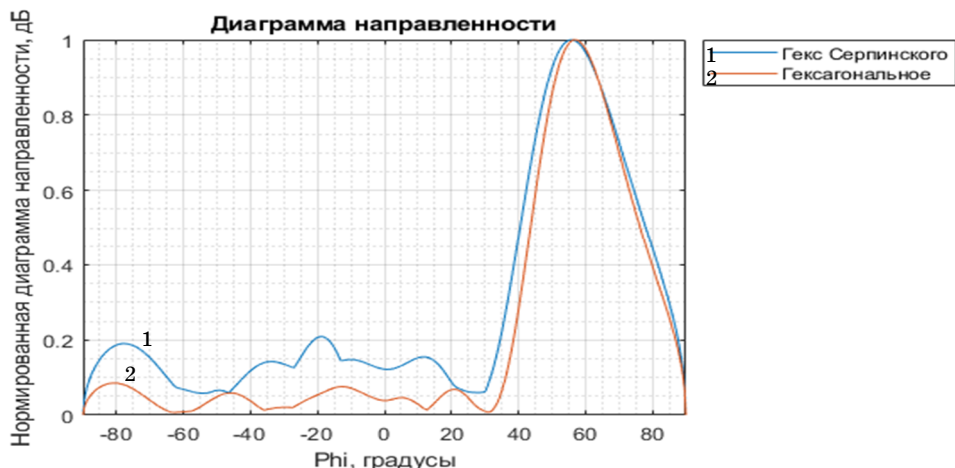


Рисунок 10 — Сравнение диаграмм направленности гексагонального антенного полотна и полотна на базе треугольника Серпинского при отклонении 60°

Видно, что даже при отклонении на 60° антенное полотно на базе треугольника Серпинского не сильно уступает гексагональному полотну.

Применение фрактальных преобразований позволяет получить более узкую диаграмму направленности с меньшим уровнем боковых лепестков и меньшей шириной главного лепестка. Увеличение числа итераций приводит к снижению ширины главного лепестка, что положительно сказывается на направленности АФАР, но при этом количество боковых лепестков ДН увеличивается с ростом итерации. Работы по моделированию разреженной фрактальной АФАР продолжают для большего количества итераций.

Литература

1. Крупенин С.В. Многодиапазонные широкополосные антенны на основе фрактальных структур различных типов // Радиотехника. 2009. №. 3. С. 70–83.

2. Паньчев С.Н., Фёдоров С.М. Обзор методов построения квазифрактальных антенных решеток // Вестн. Воронежского гос. техн. ун-та. 2012. Т. 8, № 4.

3. Многодиапазонные широкополосные антенны на основе фрактальных структур различных типов / С.В. Крупенин [и др.] // Радиотехника. 2009. № 3. С. 70–83.

4. Слюсар В. Фрактальные антенны // Электроника: наука, технология, бизнес. 2007. Т. 5. С. 7.

5. Слюсар В. Фрактальные антенны. Принципиально новый тип «ломаных» антенн // Электроника: наука, технология, бизнес. 2007. № 6. С. 82–89.

Голиков Александр Михайлович – канд. техн. наук, ст. науч. сотр., доцент каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: rts2_golikov@mail.ru.

Воронцов Н.И. – студент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: nikita1508voron@gmail.com.

Sparse Fractal AFAR MIMO Radar

The work develops and investigates a Matlab model of a fractal sparse APAR based on the Sierpinski triangle and the Sierpinski icosahedron. Matlab model of fractal AFAR allows you to explore all modes of operation of a given antenna array for different frequencies. The results obtained will be used to design sparse AFARs based on the Sierpinski triangle and Sierpinski icosahedron for MIMO radars. Fractal APARs provide better antenna patterns compared to conventional sparse APARs — narrow main antenna patterns and lower levels of side lobes, in addition, fractal APARs create precise positioning of emitters.

Keywords: *MATLAB AFAR model, Sierpinski triangle, Sierpinski icosahedron, third iteration level, MIMO radar.*

Golikov Alexander Mikhailovich – Candidate of Technical Sciences, academic title - Senior Researcher, Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: rts2_golikov@mail.ru.

Vorontsov Nikita Igorevich – student of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: nikita1508voron@gmail.com.

А.М. Голиков

ЭФФЕКТИВНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ НА ТРАССАХ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СВЧ-РАДИОВОЛН

Задачей систем пеленгования является определение угловых координат источников излучения. Проведен анализ статистической модели поля сканирующего по углу загоризонтного СВЧ-источника, учитывающей свойства функции пространственной когерентности (ФПК) поля остронаправленного источника (РЛС) на загоризонтных морских трассах. На основе модели оценена эффективность пеленгования источников излучения с остронаправленной антенной, сканирующей по азимуту. Показана зависимость оптимальной оценки пеленга для амплитудного и фазового пеленгаторов от функции пространственной когерентности загоризонтного канала распространения СВЧ-радиоволн, характеристик источника излучения и пеленгаторов. Оценена величина дополнительной погрешности пеленгования, обусловленная сканированием источника.

Ключевые слова: оптимальные пеленгаторы, загоризонтный источник СВЧ-излучения, функции пространственной когерентности поля, погрешности пеленгования, неравенство Крамера – Рао, информация Фишера.

Считая диаграмму направленности антенны источника гауссовой, распределение поля в раскрыве передающей антенны, соответствующее ее обратному преобразованию Фурье, можно записать в виде

$$I_T(\rho_0, \alpha) = \exp\left[\left(-\rho_0^2/a_T^2\right) + i k \alpha \rho_0\right],$$

где $a_T^2 = 4 \ln 2 / k^2 \Theta_{\Pi}^2 = 2,77 / k^2 \Theta_{\Pi}^2$ — квадрат половины эффективной ширины раскрыва передающей антенны; Θ_{Π} — ширина диаграммы направленности источника излучения на уровне минус 3 дБ, рад.

Нормированная функция когерентности рассеянной составляющей поля сканирующего по углу источника в плоскости приемных апертур пеленгатора представлена в работе автора [1] и определяется длиной трассы l_p и γ — интервалом пространственной корреляции поля и коэффициентом эллиптичности ФПК.

Для оценки угловых координат используются два основных типа пеленгаторов с амплитудным и фазовым антенными датчиками. Амплитудный антенный датчик состоит из двух направленных антенн со смещенными фазовыми центрами и диаграммами направленности, одинаковыми по форме, но разнесенными на угол $\Delta\Theta$. Фазовый антенный датчик состоит из двух слабонаправленных антенн, разнесенных на расстояние L поперек трассы. Для фазового датчика апертурные функции слабонаправленных ($a_R \ll l_p$) приемных антенн можно записать как

$$I_{1,2}(\rho, \Theta) = \delta(\rho \pm L/2) \exp(ik\Theta\rho),$$

где L — база (расстояние между антеннами), полагая $L^2 \ll D$ (длина трассы); Θ — пеленг, то есть угол между нормалью к базе и направлением на источник.

Нормированную функцию когерентности суммарного поля можно представить в виде

$$\Gamma_\Sigma = (\Gamma_\Phi + g^2\Gamma_0)/(1 + g^2),$$

где g^2 — параметр когерентности, равный отношению средней интенсивности регулярной и случайной составляющих при использовании ненаправленной передающей антенны. Можно получить выражение для элементов корреляционной матрицы сигналов на выходе фазового датчика.

Для амплитудного датчика апертурные функции антенн могут быть записаны в виде

$$I_{1,2}(\rho, \Theta_{1,2}) = \exp\left\{-\left(\rho^2/a_R^2\right) + ik\Theta_{1,2}\rho\right\},$$

при этом $\Theta = (\Theta_1 + \Theta_2)/2$ — угол между направлением на источник и равносигнальным направлением приемных антенн (пеленг); $\Delta\Theta = \Theta_1 - \Theta_2$ — угловое разнесение двух приемных антенн.

Для анализа работы измерительных систем большое значение имеет оценка их потенциальных возможностей. Потенциальная точность оценки измеряемого параметра определяется минимальной величиной дисперсии и дает нижнюю границу чувствительности и достижимой точности измерения.

Потенциальная точность измерения (пеленгования) независимо от способа получения оценки может быть определена с помощью неравенства Крамера — Рао. Оно является одним из немногих строгих, сравнительно простых и наглядных средств сравнения систем оценки

параметров и исследования их потенциальных возможностей. Оценка, для которой неравенство преобразуется в равенство, является наиболее эффективной. Для несмещенной оценки или оценки с постоянным смещением из неравенства Крамера – Рао следует, что дисперсия оценки не может быть меньше величины, обратной информации Фишера.

Таким образом, информация Фишера является количественной мерой предельной точности оценки. Информация Фишера может быть определена как величина, пропорциональная отношению «сигнал-шум» по мощности и кривизне нормированной корреляционной функции полезного сигнала по оцениваемому параметру в ее максимуме:

$$J = -2q \left[\partial^2 R(\Theta) / \partial \Theta^2 \right] \Big|_{\Theta=0},$$

где q — параметр обнаружения (энергетическое отношение «сигнал-шум» на выходе системы пространственно-временной обработки сигналов на фоне пространственно-временного белого шума).

Для определения дисперсии эффективной оценки пеленга в условиях неопределенности положения максимума диаграммы сканирующего источника α необходимо использование информационной матрицы Фишера (2×2). Тогда информация Фишера относительно пеленга Θ (при неизвестном α) может быть получена по формуле

$$J = J_{\Theta\Theta} - J_{\Theta\alpha}^2 / J_{\alpha\alpha},$$

где J_{ij} — элементы информационной матрицы Фишера.

Для простоты полагаем $g = 0$, то есть рассматриваем случай пеленгования по чисто рассеянному сигналу. Это оправдано, так как при загоризонтном распространении отклонения углов прихода для флуктуационного компонента значительно больше, чем для когерентного [1], и основными источниками ошибок являются быстрые флуктуации. Также считаем, что точность пеленгования при приеме одной реализации мгновенной диаграммы определяется лишь пространственными искажениями сигналов. Так как речь идет о потенциальной точности, полагаем, что неоднозначность пеленгования, свойственная фазовым пеленгаторам, каким-либо образом устранена.

Обратные информации Фишера величины определяют дисперсии эффективных оценок пеленга загоризонтного источника с использованием фазового $\sigma_{\text{opt}\Phi}^2$ и амплитудного $\sigma_{\text{opt}\Lambda}^2$ пеленгаторов. Видно, что величины σ_{opt}^2 для фазового и амплитудного пеленгаторов зависят

от параметров самого пеленгатора ($q_{\Phi}, L, a_R, \Delta\Theta$), параметров источника (k, a_T) и характеристик канала распространения (l_p, γ).

Результаты расчета величины относительной эффективности оценки пеленга для различных величин γ в случае слабонаправленной ($h = 0, 1 - 1$) и сильнонаправленной ($h = 1 - 10$) антенны источника для малых ($d_{\Phi}, d_A = 0, 1 - 1$) и больших ($d_{\Phi}, d_A = 1 - 10$) искажений сигналов в случае фазового пеленгования представлены на рисунке 1, а для амплитудного — на рисунке 2. Полученные зависимости необходимы для проектирования систем определения угловых координат. Они позволяют оценить ожидаемую погрешность пеленгования по априорным сведениям о пространственных характеристиках горизонтных каналов l_p и γ и выбрать соответствующие параметры пеленгаторов.



Рисунок 1 — Зависимость относительной эффективности оценки пеленга фазовым пеленгатором от направленности антенны источника h для различных уровней искажения сигнала d

Из результатов расчета следует, что как при амплитудном, так и при фазовом пеленговании сканирующего источника значительное влияние на погрешность пеленгования оказывает дополнительная неопределенность. Величина превышения этой составляющей погрешности над флуктуационной значительно зависит от параметров, с их

увеличением величина дополнительной погрешности пеленгования растёт.

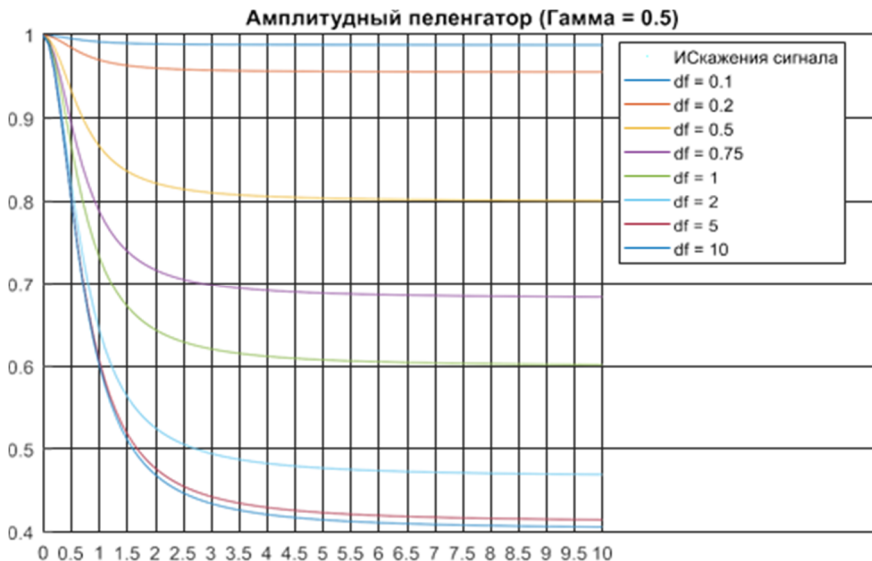


Рисунок 2 — Зависимость относительной эффективности оценки пеленга амплитудным пеленгатором от направленности антенны источника h для различных уровней искажения сигнала d

Литература

1. Akulinichev Yu.P., Golikov A.M., Sharygin G.S. Wave scattering from moving turbulence and wind velocity measurements // Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics. 1996. Vol. 58, No 8/9. P. 1039–1045.

Голиков Александр Михайлович – канд. техн. наук, ст. науч. сотр., доцент каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: rts2_golikov@mail.RU.

The task of direction finding systems is to determine the angular coordinates of radiation sources. The analysis of the statistical model of the field of the over-the-horizon microwave source scanning in the angle is carried out, taking into account the properties of the spatial coherence function (SCF) of the field of a highly directional source (radar) on over-the-horizon sea routes. In this work, on the basis of such a model, we analyze the efficiency of direction finding of radiation sources with a highly directional antenna

scanning in azimuth. The dependence of the optimal estimate of the bearing for the amplitude and phase direction finders on the FPC of the over-the-horizon channel of microwave radio waves propagation, the characteristics of the radiation source and direction finders is shown. The value of the additional direction finding error caused by the source scanning is estimated.

Key words: optimal direction finders, over-the-horizon microwave source, field spatial coherence functions (SCFs), direction finding errors, Cramer-Rao inequality, Fisher information.

Efficient Directioning on the Routes of the Distribution of Microwave Radio Waves

Golikov Alexander Mikhailovich – Candidate of Technical Sciences, academic title – Senior Researcher, Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: rts2_golikov@mail.ru.

УДК 378.14

В.И. Вебер, В.Ю. Куприц

АЛГОРИТМ КЛАСТЕРИЗАЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ, ПОЛУЧЕННОМ ПРИ ПОМОЩИ РСА

Рассматривается алгоритм кластеризации объектов на радиолокационном изображении, полученном при помощи РСА.

Ключевые слова: *кластеризация, распознавание, РЛС с синтезированной апертурой, радиолокационное изображение.*

Введение

Современные радиолокационные системы с синтезированной апертурой (РСА), размещаемые на борту летательных аппаратов, имеют высокую разрешающую способность и позволяют получить высокодетальные радиолокационные изображения (РЛИ) земной поверхности независимо от погодных условий и времени суток. Поэтому задача по обнаружению и распознаванию объектов на РЛИ, полученном с помощью РСА, характеризуется значительным уровнем априорной неопределённости [1]. В подобных задачах основным фактором является получение информации в реальном масштабе времени. Но особенности РЛИ, а именно большая зашумленность

гауссовскими и спекл-шумами, геометрические искажения и нестационарность объекта наблюдения, требуют их предварительной обработки и дешифрирования, что связано с большими временными затратами [2]. Поэтому разработка эффективных методов обнаружения и распознавания объектов на РЛИ, полученных с помощью РСА, является актуальной [3].

При распознавании объектов на РЛИ размером $M \times N$ с помощью сверточной нейросети необходимо подавать на вход изображение размером $m \times n$, на котором представлен распознаваемый объект. В связи с этим стоит задача выделения кластеров с объектами на РЛИ размером $m \times n$.

Задача кластеризации является сложной в связи с тем, что при выделении области без объекта нейросеть может неправильно распознать «ложную» цель, отнеся ее к одному из распознаваемых классов. Следовательно, необходимо создать алгоритм обнаружения и кластеризации объектов, который локализует «истинные» цели и выделяет их.

Алгоритм кластеризации

Алгоритм кластеризации объектов на РЛИ состоит из следующих этапов:

- 1) пороговая обработка изображения;
- 2) обнаружение «блестящих» точек;
- 3) фильтрация точек по расстоянию;
- 4) фильтрация по количеству точек в локальных областях;
- 5) усреднение точек по координатам в локальных областях;
- 6) создание кластеров с интересующими объектами.

Пороговая обработка

В качестве примера на рисунке 1 показано РЛИ аэродрома (размер изображения 675×1515), на котором расположены 3 интересующих объекта.

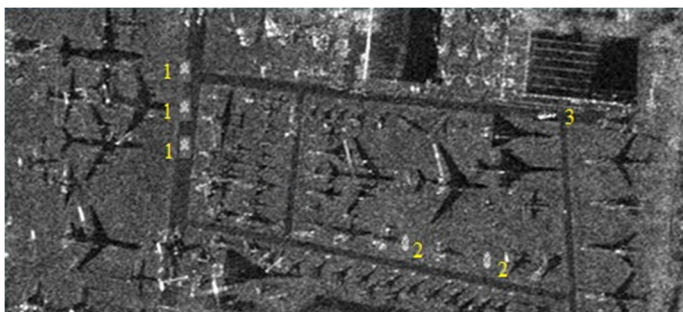


Рисунок 1 — Радиолокационное изображение

Это три класса целей: 1 – грузовой автомобиль; 2 – БТР; 3 – танк. На первом этапе осуществляется пороговая обработка по яркости РЛИ. Порог определяется как двойное среднее значение яркости всех пикселей на радиолокационном изображении:

$$h = 2M[rli(M, N)],$$

где $rli(M, N)$ — значения яркости исходного радиолокационного изображение; $M[f]$ — математическое ожидание функции f .

Обнаружение «блестящих» точек

После пороговой обработки осуществляется поиск «блестящих» точек на РЛИ, которые превосходят по яркости все соседние точки. На рисунке 2 найденные «блестящие» точки обведены окружностью.

Анализ расположения «блестящих» точек позволяет сделать вывод, что в основном они концентрируются около искомым наземных объектов.

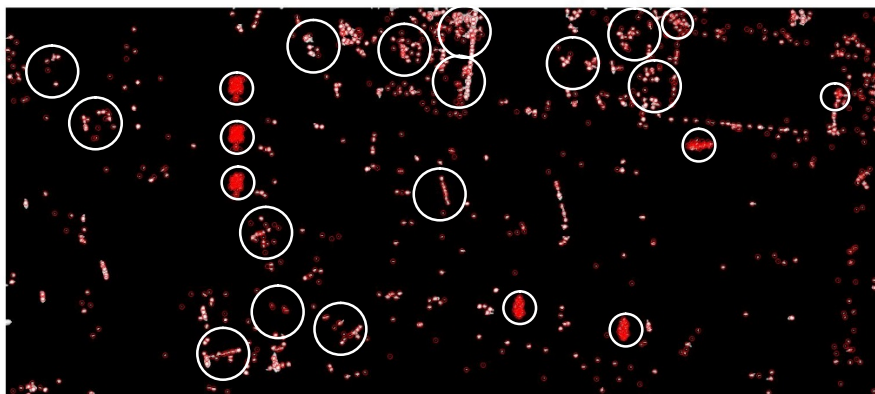


Рисунок 2 — Реализация алгоритма обнаружения «блестящих» точек

Фильтрация точек по расстоянию

После определения «блестящих точек» нужно выполнить фильтрацию для выделения только истинных целей. Фильтрация осуществляется путем определения расстояния между соседними «блестящими» точками. Ближко расположенные точки используются как признак локализации целей, то есть эти точки относятся к интересующим объектам. Таким образом, после фильтрации по расстоянию были получены локализованные точки (рисунок 3).

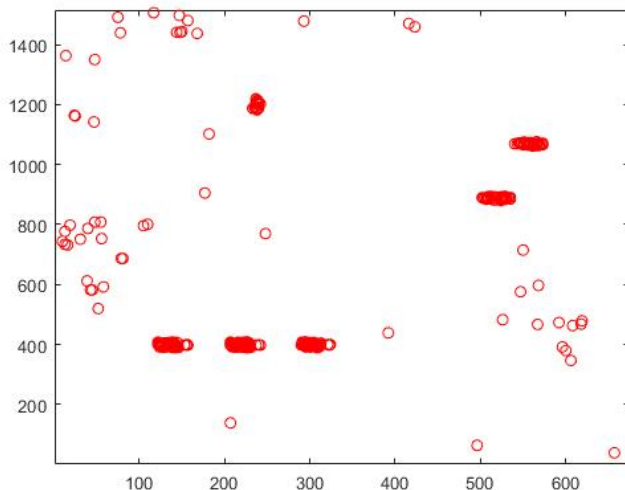


Рисунок 3 — Результаты фильтрации «блестящих» точек по расстоянию

Фильтрация по количеству точек в локальных областях

Как можно увидеть из рисунка 3, на РЛИ присутствуют одиночные точки, поэтому необходимо дополнительно осуществить фильтрацию по количеству точек в локальных областях (рисунок 4).

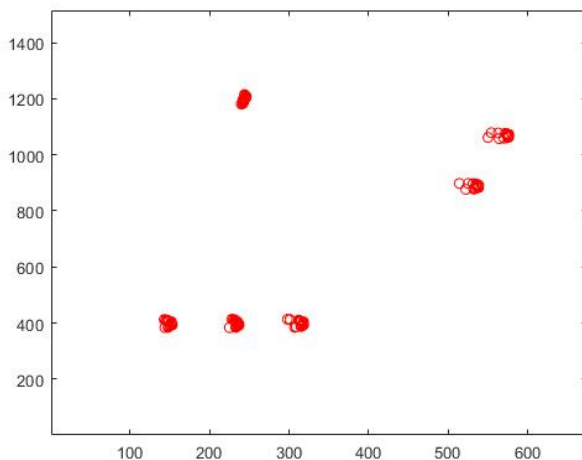


Рисунок 4 — Реализация фильтрации «блестящих» точек по количеству в локальных областях

Суть такой фильтрации заключается в том, что последовательно происходит проверка количества точек, попавших в локальную

область заданных размеров. Если количество точек больше либо равно заданному количеству, то координаты центра локальной области запоминаются.

Усреднение точек по координатам в локальных областях

После фильтрации по количеству точек в локальных областях можно заметить, что теперь точки сконцентрированы в местах расположения целей. Теперь необходимо из наборов точек получить координаты целей. Для этого осуществляется усреднение координат точек в локальных областях, что позволяет определить центры кластеров. Результат алгоритма усреднения точек по координатам показан на рисунке 5.

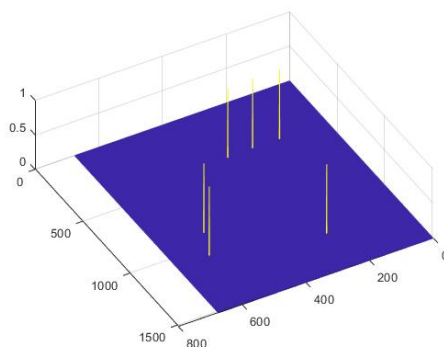


Рисунок 5 — Результат алгоритма усреднения точек по координатам

Создание кластеров с интересующими объектами

На заключительном этапе выделяются кластеры РЛИ с объектами, вид которых показан на рисунке 6.



Рисунок 6 — Результат выделения кластеров РЛИ

Заключение

В результате моделирования предложенного алгоритма кластеризации объектов на РЛИ можно отметить следующее.

1. Алгоритм правильно выделяет расположенные на РЛИ объекты.

2. Работа предложенного алгоритма основана на нахождении «блестящих» точек, следовательно, этот алгоритм может давать

ложное обнаружение целей, если на местности будут расположены «ложные» цели с высокими отражающими свойствами.

3. Сформированные кластеры РЛИ соответствуют требованиям к входным параметрам сверточной нейронной сети.

Литература

1. Кирдяшкин В.В. Автоматическое совмещение радиолокационных и эталонных изображений земной поверхности : дис. ... канд. техн. наук: 05.12.14. М., 2011. 202 с.

2. Кузнецов В.А. Алгоритмы автоматизированного обнаружения и распознавания наземных объектов по их радиолокационным изображениям в реальном масштабе времени : дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01. Иркутск, 2012. 171 с.

3. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений : учеб. для курсантов ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского / под ред. Л.А. Школьного. М. : ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 531 с.

Вебер В.И. – студент, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

Куприц В.Ю. – доцент каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

Algorithm of Clustering of Objecton Radar Image Obtained Using SAR

The article discusses the algorithm for clustering objects on a radar image obtained using SAR.

Keywords: *clustering, recognition, synthetic aperture radar, radar image.*

Weber V.I. – Student, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40.

Kuprits V.Yu. – Associate Professor of the Department. RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russian Federation. 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40.

И.В. Аржевикин, С.Р. Газитов, Ф.Н. Захаров

РАДИОВЫСОТОМЕР С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Разработан радиовысотомер для сверхмалых БПЛА, излучающий непрерывный сигнал с линейной частотной модуляцией в L-диапазоне. Такое решение позволяет измерять высоту как до поверхности земли, так и до верхней кромки растительности. Диапазон измерения высот составил от 1 до 100 м, точность измерения высоты 0,5 м.

Ключевые слова: БПЛА, радиовысотомер, дециметровый диапазон, патч-антенна.

В настоящее время активно развиваются беспилотные летательные аппараты (БПЛА). Они находят применение в различных отраслях, используются в исследованиях магнитного поля Земли. Для подобного рода исследований требуется знать положение БПЛА в пространстве с высокой точностью. Используемые средства измерения не всегда позволяют получить требуемую точность либо учесть влияние растительности и других внешних факторов.

Существуют разные виды устройств измерения высоты со своими преимуществами и недостатками. При реализации высотомера приходится учитывать ряд противоположных задач: например, ширину спектра сигнала и дальность действия, особенности распространения сигнала в атмосфере, мощность и диаграмму направленности.

Руководствуясь описанной проблемой, спроектирован радиовысотомер, излучающий непрерывный сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) в L-диапазоне. Появляется возможность измерять высоту до поверхности земли и до верхней кромки растительности. Диапазон измерения высот составил от 1 до 100 м, точность измерения высоты 0,5 м.

Расчет параметров сигнала

В частотных высотомерах сигнал непрерывный с частотной модуляцией. Закон изменения частоты излучаемых колебаний может быть различным: гармоническим или пилообразным.

Определим частоту девиации:

$$W_f = \frac{c}{4 \cdot \Delta D} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 0,5} = 150 \text{ МГц} .$$

Дальность до объекта измеряется по задержке принятого сигнала относительно зондирующего (рисунок 1). Зондирующий сигнал — непрерывный, с частотной модуляцией. Задержка измеряется по изменению частоты между моментами приёма и передачи. Время задержки рассчитывается следующим образом:

$$\tau_{з\max} \leq \frac{R_{\max}}{c}, \quad \tau_{з\max} = \frac{100}{3 \cdot 10^8} = 0,33 \cdot 10^{-6} \text{ с},$$

$$T_M \geq 2\tau_{з\max}, \quad T_M \geq 2 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6} = 0,66 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

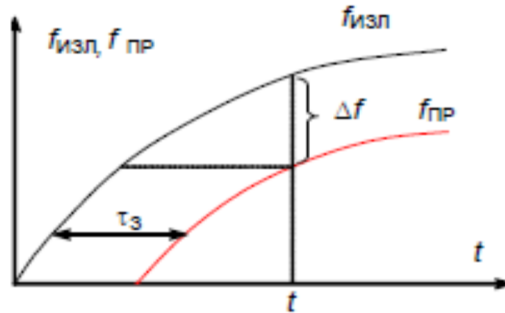


Рисунок 1 — Принцип измерения времени задержки в частотном дальномере

Примем период модуляции

$$T_M = 0,4 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Найдем частоту биения f_6 :

$$f_6 = \frac{R \cdot \Delta f_M}{c \cdot T_M} = 125 \text{ кГц}.$$

Важной характеристикой является разрешающая способность

$$\delta R = \delta R_{\text{пот}} + \delta R_{\text{ОУ}}.$$

$$\text{На высоте } 0\text{--}100 \text{ м } \delta R_{\text{пот}} = \frac{0,5}{2} = 0,25 \text{ м}.$$

Так как число зон обращения пропорционально дальности, выражение можно представить в виде

$$N = \frac{R}{\delta R_{\text{пот}}} = \frac{100}{0,25} = 400.$$

Отсюда

$$T_6 = \frac{T_M}{N} = \frac{0,4 \cdot 10^{-6}}{400} = 1 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

Период биений слишком мал. Можно получить гораздо большее значение, если выбрать больший период модуляции.

Примем $T_M = 400 \cdot 10^{-6}$, тогда

$$T_0 = \frac{T_M}{N} = \frac{400 \cdot 10^{-6}}{400} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Выбор антенны для БПЛА

В качестве антенны выбрана микрополосковая печатная антенна. Антенные решетки (АР) используются для увеличения направленности действия. В качестве подложки АР будем использовать материал ТММ6 — это диэлектрик, предназначенный для использования в микроволновых и радиочастотных устройствах.

Параметры одного элемента

Найдем эффективную ширину элемента We по формуле

$$We = \frac{2\pi h}{\ln \left[W \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W} \right)^2} \right]},$$

где h — толщина диэлектрика; W — обычная ширина элемента

$$W = \frac{c}{2f \sqrt{\frac{2}{\varepsilon + 1}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1,6 \cdot 10^9 \left(\frac{2}{6,3 + 1} \right)} = 0,049 \text{ м;}$$

c — скорость света $3 \cdot 10^8$ м/с; ε — диэлектрическая проницаемость; f — рабочая частота.

Определим эффективную ширину элемента:

$$We = \frac{2\pi \cdot 3,175 \cdot 10^{-3}}{\ln \left[0,049 \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot 3,175 \cdot 10^{-3}}{0,049} \right)^2} \right]} = 0,058 \text{ м.}$$

Далее найдем ориентировочную длину патча:

$$L = \frac{c}{2f \sqrt{\varepsilon}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1,6 \cdot 10^9 \sqrt{6,3}} = 0,037 \text{ м.}$$

Учтем важный факт, что волны распространяются также на некотором расстоянии от длины патча в воздухе, исходя из чего должно быть произведено электрическое укорочение антенны.

Для этого вводится понятие эффективной диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-0,5};$$

$$\varepsilon_{\text{eff}} = 5,714.$$

Определяется электрическое увеличение длины антенны:

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\varepsilon_{\text{eff}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{\text{eff}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} = 1,394 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Произведем перерасчёт реальной длины патча:

$$L = \frac{c}{2f\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} - 2\Delta L = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1,6 \cdot 10^9 \sqrt{5,714}} - 2 \cdot 1,394 \cdot 10^{-3} = 0,036 \text{ м.}$$

Найдем длину и ширину всей антенной решетки:

$$La = NLa \frac{\frac{\lambda}{2} + We}{2} = 2 \frac{0,094 + 0,058}{2} = 0,152 \text{ м};$$

$$Wa = Nwa \frac{\frac{\lambda}{2} + L}{2} = 2 \frac{0,094 + 0,036}{2} = 0,13 \text{ м.}$$

Мощность передатчика

Используем основное уравнение радиолокации: $D_{\text{max}} =$

$$= 4 \sqrt{\frac{P_t G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 P_{r \text{ min}}}}.$$

Для определения среднего значения эффективной площади рассеяния (ЭПР) примем наименьшее значение $\sigma_{\text{пов}}$, т.е. значение для земной поверхности типа «пашня». Для расчета был выбран наихудший вариант: $\sigma_{\text{пов}} = -28 \text{ дБ}$. В реальных условиях ожидается, что $\sigma_{\text{пов}}$ будет больше.

Площадь, облучаемая передатчиком, представляет собой основание конуса, угол раствора которого будем считать $\theta_{0,5} = 40^\circ$ (рисунок 2). Тогда при максимальной высоте $h = 60 \text{ м}$ и отсутствии крена получим:

$$S = \pi r^2 = \pi (h \cdot \operatorname{tg}(\theta))^2 = \pi (60 \cdot 0,364)^2 = 1,498 \cdot 10^3 \text{ м}^2.$$

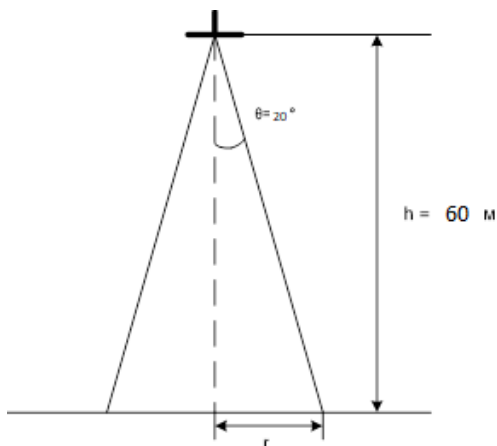


Рисунок 2 — Площадь пятна засветки

Среднее значение ЭПР:

$$\sigma_{\text{ср}} = \sigma_{\text{пов}} S = 1,58 \cdot 10^{-3} \cdot 1,498 \cdot 10^3 = 2,368 \text{ м}^2.$$

Примем $a = 0,152$ м, $b = 0,13$ м, $k_{\text{И}} = 0,9$.

Максимальная высота подъёма $R_{\text{max}} = 60$ м, мощность сигнала

$$P_1 = \frac{60^4 \cdot 2\pi \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 1,58 \cdot 1,381 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot 0,187}{(0,152 \cdot 0,13 \cdot 0,9)^2 \cdot 2,368} = 0,04.$$

При раскрыве антенны 0,152 м на 0,13 м необходимая излучаемая мощность сигнала при любом режиме работы составляет не более 0,04 Вт.

Чувствительность приемника

Чувствительность определяется по формуле

$$P_{c \min} = k_{\text{ш}} kT \cdot \Delta f \cdot q.$$

Для непрерывного ЛЧМ-сигнала ширина полосы составляет 150 МГц.

Значение чувствительности определяется как

$$P_{c \min} = 1,58 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot 150 \cdot 10^6 = 0,97 \cdot 10^{-13} \text{ Вт.}$$

Относительно опорного уровня мощности в 1 мВт

$$P_{c \min} = 10 \left(\frac{0,97 \cdot 10^{-12}}{1 \cdot 10^{-3}} \right) = -90,1 \text{ дБм.}$$

Расчет мощности принимаемого сигнала

$$P_r = \frac{0,04 \cdot 22,4^2 \cdot 0,9^2 \cdot 0,187^2 \cdot 2,4}{4\pi^2 \cdot 60^4} = 6,5 \cdot 10^{-10} \text{ Вт.}$$

Полученная мощность выше, чем чувствительность приемника, поэтому нет необходимости в дополнительных мерах улучшения энергетики высотомера.

Питание МПА

Планируется реализовать схему питания на коаксиальной линии, но антенна является микрополосковой, при этом возникает необходимость использования коаксиально-микрополосковых переходов. Такой переход может быть реализован на SMA-разъёме PE44198.

Моделирование антенны в CST Studio Suite

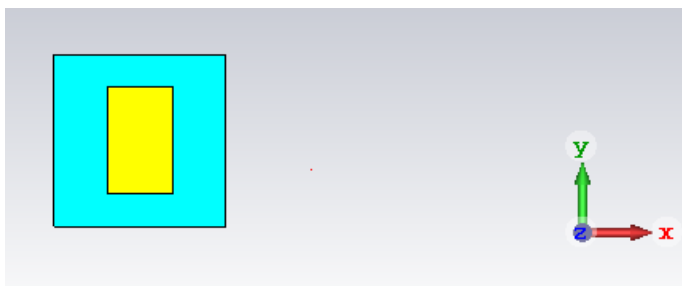


Рисунок 3 — Внешний вид элемента антенной решетки

Round Coax

Calculate Z0 [F4]

Calculate D2 [F3]

Z0 = **48,6** Ω

Elect Length = 0,053 λ

Elect Length = 19,2 degrees

Elect Length = 10,000 mm (Air Line equiv.)

Delay = 33,356 ps

1.0 Wavelength = 187,370 mm

Vp = 1,000 fraction of c

D1/D2 = 2,250

Dielectric: ε_r = 1

-> Enter custom Er value

Frequency: 1,6 GHz

Length Units: mm

Рисунок 4 — Расчет коаксиальной линии 50 Ом

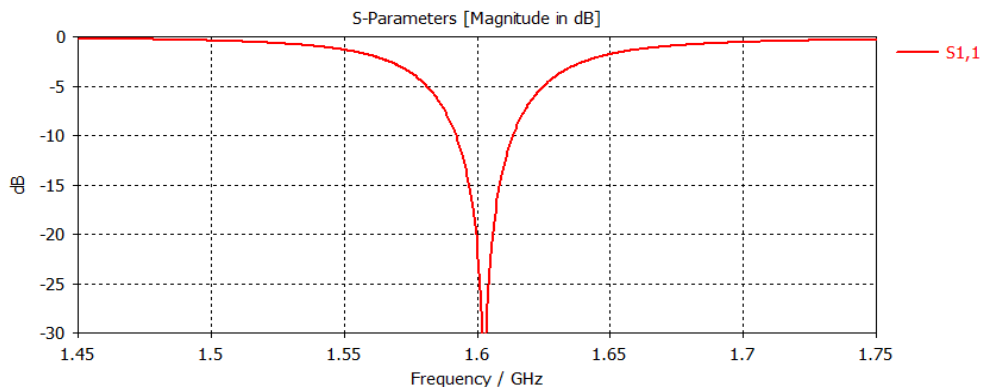


Рисунок 5 — S-параметры печатной антенны

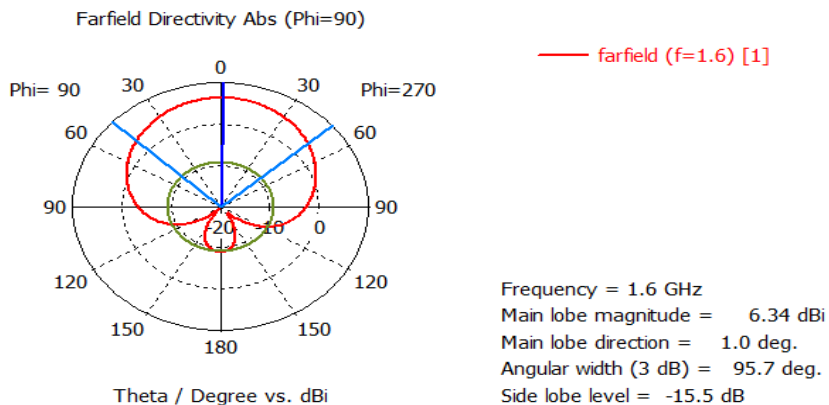


Рисунок 6 — ДН элемента антенной решетки в E-плоскости

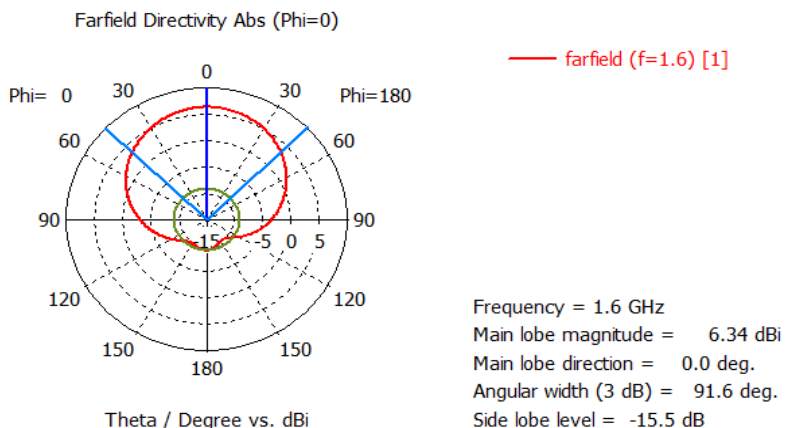


Рисунок 7 — ДН элемента антенной решетки в H-плоскости

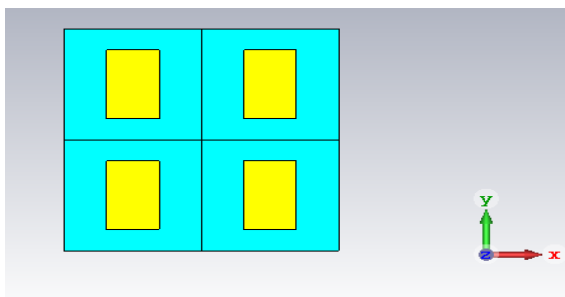
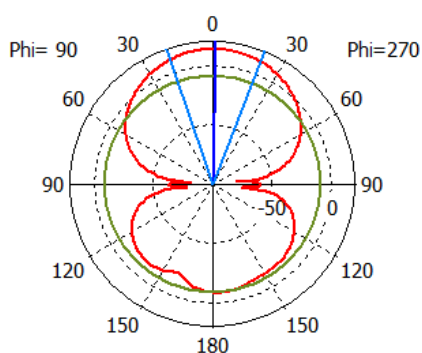


Рисунок 8 — Внешний вид антенной решетки
2×2 элемента

Farfield (Array) Directivity Abs (Phi=90)



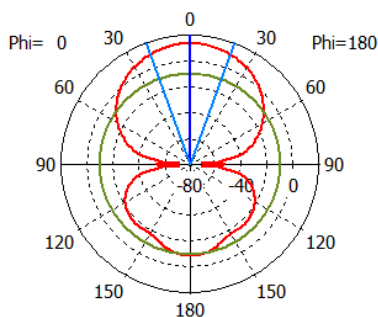
Theta / Degree vs. dBi

— farfield (f=1.6) [1[1.0,0.0...

Frequency = 1.6 GHz
Main lobe magnitude = 13.5 dBi
Main lobe direction = 1.0 deg.
Angular width (3 dB) = 39.9 deg.
Side lobe level = -22.5 dB

Рисунок 9 — ДН АР в Е-плоскости при частоте 1,6 Гц

Farfield (Array) Directivity Abs (Phi=0)



Theta / Degree vs. dBi

— farfield (f=1.6) [1[1.0,0.0...

Frequency = 1.6 GHz
Main lobe magnitude = 13.5 dBi
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 39.8 deg.
Side lobe level = -22.7 dB

Рисунок 10 — ДН АР в Н-плоскости при частоте 1,6 Гц

Выбор элементов, входящих в состав высотомера

Генератор ЛЧМ-сигнала

В качестве генератора ЛЧМ-сигнала была выбрана микросхема 1508ПЛ8Т.

Микросхема 1508ПЛ8Т двухканального цифрового вычислительного синтезатора предназначена для синтеза прямоугольных и гармонических немодулированных и модулированных сигналов в полосе частот до 350 МГц (квадратурных сигналов в полосе частот до 700 МГц), используемых в системах связи и радиолокации.

Приёмопередающий модуль

Широкодиапазонный приёмопередатчик ARF2010 от Aviacomm поддерживает работу в диапазоне частот от 50 МГц до 2,8 ГГц при минимальных габаритах.

Смеситель

В качестве смесителя можно выбрать смеситель MAX268EUT-T. Исходя из требований к габаритам был выбран микрополосковый полосо-пропускающий фильтр фирмы «Микран».

МИКРОПОЛОСКОВЫЕ

Конструктивное исполнение:

1 - многорезонаторные предельно компактные (при данном числе резонаторов) из отрезков многопроводных связанных микрополосковых линий;

2 - двухрезонаторные из отрезков связанных микрополосковых линий с полюсами затухания на выбранных частотах.



Наименование	Диапазон изменения центральной частоты F_0 , ГГц	Полоса пропускания ΔF по уровню 1 дБ, в % от F_0	Затухание в полосе пропускания, дБ	Затухание при отстройке от F_0 на $2\Delta F$, дБ	КСВН вх/вых, не более, раз	Конструктивное исполнение
МФРМ-****-01	1 - 18	3 - 100	+1 ... +3	+35	1,5/1,5	1
МФРМ-****-02	1 - 18	3 - 10	+1 ... +2	+30	1,5/1,5	2

Рисунок 11 — Характеристики микрополосковых полосо-пропускающих фильтров

Источник питания высотомера

Планируется использовать питание от АКБ БПЛА, которое составляет 14 В, но некоторые блоки имеют меньшее напряжение питания, тогда появляется необходимость в использовании DC-DC-преобразователей. Был выбран DC-DC-преобразователь mini360.

Аналого-цифровой преобразователь

В качестве АЦП была выбрана микросхема ADC1173. Напряжение питания АЦП от 2,7 до 3,6 В. Потребляемая мощность 33 мВт.

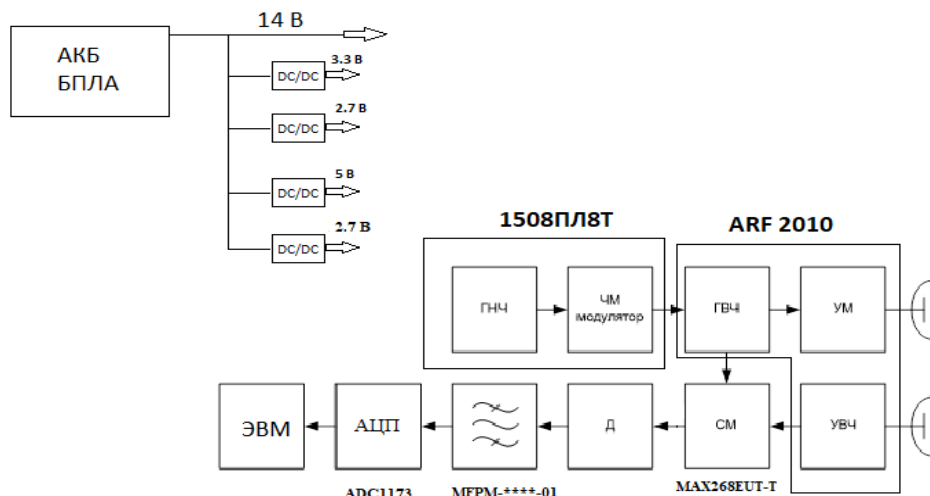


Рисунок 12 — Схема разработанного устройства

Заключение

В результате был разработан радиовысотомер дециметрового диапазона для измерения высоты полёта БПЛА над поверхностью земли. Высотомер имеет малые габариты за счет использования современной электронной техники. Выбор диапазона 1,6 ГГц обусловлен тем, что сигнал отражается от предметов, размеры которых сопоставимы с длиной волны этого сигнала.

Литература

1. Рекомендация МСЭ-R P.618-10. Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования систем связи Земля — космос (Вопрос МСЭ-R 206/3). Электронная публикация. Женева, 2010. 28 с.

2. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / А.А. Коростелев [и др.] ; под ред. В.Е. Дулевича. 2-е изд., перераб. и доп. М. : Сов. радио, 1978. 608 с.

Аржевикин Иван Викторович — аспирант, Институт радиотехнических и телекоммуникационных систем, каф. КПРЭС, «МИРЭА — Российский технологический университет», 119454, г. Москва, пр. Вернадского 78, e-mail: ivanruf-1@mail.ru.

Газитов Станислав Радиславович — инженер по радионавигации, радиолокации и связи, ФГУП «Государственная корпорация по организации воздушного движения» филиал «ЗапСибАэронавигация», 653212,

п. Калачево, р-н Прокопьевский, ул. Аэронавигационная, e-mail: gazitovstas@mail.ru.

Захаров Фёдор Николаевич – зав. лабораторией, Научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.

Linear Frequency Modulation Radio Altimeter for Unmanned Aerial Vehicles

A radio altimeter for ultra-small UAVs has been developed, emitting a continuous signal with linear frequency modulation in the L-band. This solution allows you to measure the height both to the ground surface and to the upper edge of vegetation. The height measurement range was from 1 to 100 m, the accuracy of height measurement was 0.5 m.

Keywords: UAV, radio altimeter, decimeter range, patch antenna.

Arzhevikin Ivan Viktorovich – Postgraduate student of the Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, «MIREA – Russian Technological University», 119454, Moscow, 78 Vernadsky Avenue, e-mail: ivanruf-1@mail.ru.

Gazitov Stanislav Radislavovich – Radio Navigation, Radar and Communications Engineer, FSUE "State Corporation for Air Traffic Management" zApsIbaEronavigation branch, 653212, Kalachevo village, Prokop'yevsky district, Aeronautical Str. e-mail: gazitovstas@mail.ru.

Zakharov Fedor Nikolaevich – Candidate of Technical Sciences, Head of Laboratory, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.

Г.Н. Якушевич

АЛГОРИТМ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА ШЕСТИПОЛЮСНИКОВ ДЕЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Приведены матричные уравнения, позволяющие проводить анализ и синтез шестиполюсников делителей мощности для заданного значения фазы коэффициента передачи. Приведены результаты расчетов.

Ключевые слова: матричный алгоритм, анализ, синтез, шестиполюсник.

Делители мощности (ДМ) находят широкое применение в фазированных антенных решетках, схемах сложения мощности генераторов, усилителях, многоканальных схемах [1–4]. Для анализа и синтеза в [1–4] используются аналитические выражения, которые не учитывают требуемые значения фазы коэффициента передачи ДМ.

На рисунке 1 приведена схема шестиполюсника ДМ СВЧ-диапазона на элементах с распределенными параметрами.

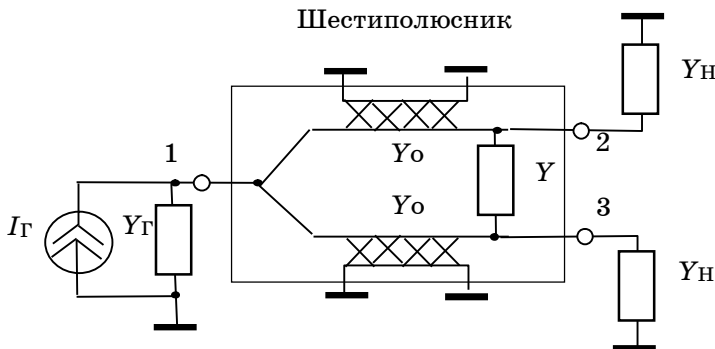


Рисунок 1 — Схема шестиполюсника ДМ СВЧ-диапазона

ДМ СВЧ-диапазона состоит из двух четвертьволновых отрезков линий передачи, которые с одной стороны соединены между собой параллельно и подключены к входной линии, а с другой — связаны через активное сопротивление и подключены каждый к своей передающей линии.

В низкочастотной части СВЧ-диапазона размеры устройств на распределенных отрезках линий передачи становятся большими. Одним из способов уменьшения габаритных размеров — замена каждого

отрезка линий его аналогом на элементах с сосредоточенными параметрами [5].

В данной работе рассмотрен матричный алгоритм анализа и синтеза шестиполюсников ДМ на элементах с сосредоточенными параметрами на основе параметров рассеяния или S-параметров, позволяющий получить при синтезе заданное значение фазы коэффициентов передачи.

Алгоритм анализа шестиполюсника ДМ

Задача анализа шестиполюсника ДМ состоит в расчете частотных характеристик его принципиальной схемы, полученной в результате синтеза.

На рисунке 2 приведена обобщенная структурная схема реактивного шестиполюсника ДМ на элементах с сосредоточенными параметрами.

Алгоритм анализа шестиполюсника ДМ заключается в следующем.

1. На основе метода узловых потенциалов [6] ненормированная матрица Y-параметров реактивного шестиполюсника ДМ (см. рисунок 2) запишется в виде

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jB_1 + jB_{12} + jB_{12} & -jB_{12} & -jB_{12} \\ -jB_{12} & jB_2 + jB_{12} + 1/Z & -1/Z \\ -jB_{12} & -1/Z & jB_2 + jB_{12} + 1/Z \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где для емкости C проводимость $B = \omega C$, для индуктивности L — $B = 1/\omega L$, $\omega = 2\pi F$.

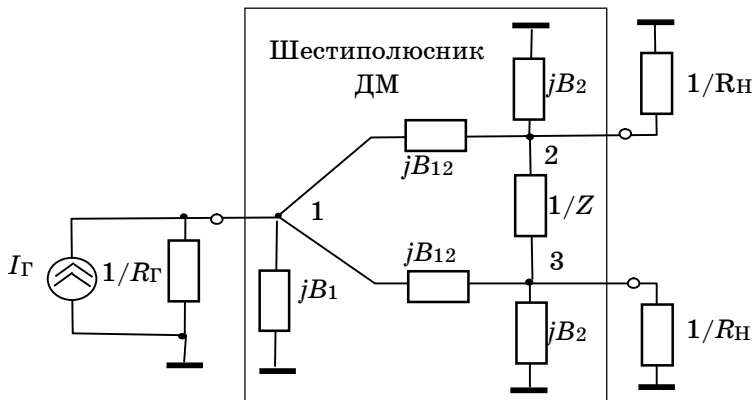


Рисунок 2 — Обобщенная структурная схема реактивного шестиполюсника ДМ

2. Нормированная матрица Y -параметров реактивного четырех-полюсника ДМ [6]:

$$Y_{\text{H}} = \begin{bmatrix} (jB_1 + jB_{12} + jB_{12}) R_{\Gamma} & -jB_{12}\sqrt{R_{\Gamma}R_{\text{H}}} & -jB_{12}\sqrt{R_{\Gamma}R_{\text{H}}} \\ -jB_{12}\sqrt{R_{\Gamma}R_{\text{H}}} & (jB_2 + jB_{12} + 1/Z) R_{\text{H}} & (-1/Z)\sqrt{R_{\text{H}}R_{\text{H}}} \\ -jB_{12}\sqrt{R_{\Gamma}R_{\text{H}}} & (-1/Z)\sqrt{R_{\text{H}}R_{\text{H}}} & (jB_2 + jB_{12} + 1/Z) R_{\text{H}} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

или в матричном виде:

$$Y_{\text{H}} = RYR, \quad (3)$$

где $R = \begin{bmatrix} \sqrt{R_{\Gamma}} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{R_{\text{H}}} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{R_{\text{H}}} \end{bmatrix}$.

3. Используя формулу перехода от матрицы Y -параметров к матрице S -параметров [7], получим матрицу S -параметров ДМ, которая определяет его частотные свойства:

$$S = 2(Y_{\text{H}} + E)^{-1} - E, \quad (4)$$

где $S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$, $E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ — единичная диагональная

матрица.

Алгоритм синтеза шестиполюсника ДМ

Задача синтеза состоит в построении принципиальной схемы ДМ на основе требуемых параметров (модуля и фазы коэффициентов передачи).

Алгоритм синтеза шестиполюсника ДМ заключается в следующем.

1. Нормированная матрица S -параметров согласованного реактивного шестиполюсника [7] запишется в виде

$$S = \begin{bmatrix} 0 & |S_{12}| \exp(j\Theta) & |S_{13}| \exp(j\Theta) \\ |S_{21}| \exp(j\Theta) & 0 & 0 \\ |S_{31}| \exp(j\Theta) & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где Θ — значение фазы коэффициента передачи ДМ на частоте согласования; $|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1$, $|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$.

2. Переходя от матрицы S -параметров к нормированной матрице Y_H -параметров, получим

$$Y_H = 2(S + E)^{-1} - E. \quad (6)$$

3. Переходя от нормированной матрицы Y_H -параметров к ненормированной матрице Y -параметров, получим

$$Y = R^{-1}Y_H R^{-1} = \begin{bmatrix} jB_1 + jB_{12} + jB_{12} & -jB_{12} & -jB_{12} \\ -jB_{12} & jB_2 + jB_{12} + 1/Z & -1/Z \\ -jB_{12} & -1/Z & jB_2 + jB_{12} + 1/Z \end{bmatrix}. \quad (7)$$

На рисунке 3 приведены нормированные результаты синтеза Y -параметров ДМ для нормированных сопротивлений генератора $R_T = 1$ Ом ($Y_T = 1/R_T$) и нагрузки $R_H = 1$, $|S_{12}| = |S_{13}| = |S_{21}| = |S_{31}| = 0,707$ и значений фазы коэффициента передачи Θ от минус 150° до плюс 150° для частоты $F = 1$. Номинал емкости $C = B/\omega$, номинал индуктивности $L = 1/\omega B$.

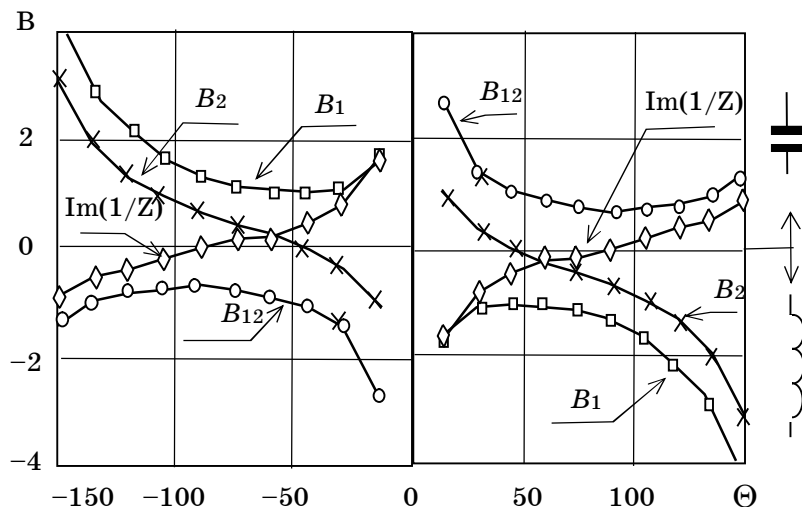


Рисунок 3 — Зависимости Y -параметров шестиполюсника ДМ

Из рисунка 3 видно, что в зависимости от фазы коэффициента передачи Θ происходит смена типов элементов шестиполюсника (индуктивностей на емкости и емкостей на индуктивности).

Алгоритм анализа и синтеза шестиполюсников ДМ реализован в Mathcad.

В таблице приведены результаты синтеза (принципиальные схемы) и анализа (частотные зависимости модулей коэффициентов отражения S_{11} , S_{22} и коэффициентов передачи S_{12} , S_{23} для различных значений фазы коэффициента передачи Θ ДМ).

Результаты анализа и синтеза шестиполосников ДМ

Θ	Принципиальная схема	S -параметры ДМ
-90°		
-45°		
-30°		
90°		

Θ	Принципиальная схема	S-параметры ДМ
45°		
30°		

Литература

1. Устройства СВЧ : учеб. пособие / Д.М. Сазонов [и др.] ; под ред. Д.М. Сазонова. М. : Высш. шк., 1981. 295 с.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ : учеб. пособие для радиотехнических вузов. М. : Высш. шк., 1988. 432 с.
3. Микроэлектронные устройства СВЧ : учеб. пособие для радиотехнических специальностей / Г.Н. Веселов [и др.] ; под ред. Г.Н. Веселова. М. : Высш. шк., 1988. 280 с.
4. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование : пер. с англ. М. : Радио и связь, 1990. 288 с.
5. Карпов В.М., Малышев В.А., Перевошиков И.В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами / под ред. В.А. Малышева. М. : Радио и связь, 1984. 104 с.
6. Сигорский В.П. Анализ электронных схем. Киев : Гостехиздат, 1960. 200 с.
7. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ. 2-е изд., перераб. и доп. М. : Связь, 1971. 388 с.

Якушевич Геннадий Николаевич, канд. техн. наук, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. 634050, г. Томск, пр. Ленина. 40, e-mail: jagn@sibmail.com.

Algorithm for Analysis and Synthesis of Six-Pole Power Dividers

Matrix equations are given that allow analysis and synthesis of six-pole power dividers in matrix form. The calculation results are presented.

Keywords: *matrix algorithm, analysis, synthesis, six-pole.*

Секция 3. СЕТИ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

УДК 621.396

И.В. Аржевикин

ОБЗОР ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ

Проведен анализ существующих методов распознавания видов модуляции сигналов, способных формировать и демодулировать сигналы. Результатом анализа методов стало сравнение и вывод об их эффективности. В дальнейшем будет предложено оптимальное и отличное от этих методов решение проблемы распознавания видов модуляции на основе радиоизображений.

Ключевые слова: интеллектуальные (когнитивные) радиосистемы, распознавание цифровой модуляции (манипуляции).

Метод распознавания манипуляции радиосигнала по форме сигнального созвездия

Одним из видов манипуляции является цифровая фазовая (PSK) модуляция. Основополагающим методом распознавания таких сигналов стало построение сигнальных созвездий. Несущим информацию признаком будет мгновенная угловая фаза сигнала и форма созвездия. Качество распознавания зависит от характеристик приемника и качества каналов связи. Основной проблемой метода является восстановление созвездия с помощью алгоритмов на основе метода «fuzzy c-means». Алгоритм — один из методов нечёткой кластеризации, который вычисляет степень принадлежности вектора нескольким кластерам. Такие алгоритмы относятся к классу интерактивных алгоритмов кластеризации и позволяют распознавать сигналы с фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией (QAM) при низких значениях отношения сигнал/шум.

В [1] приведены результаты данного метода по распознаванию манипуляции, которые подтверждают высокую эффективность алгоритма в условиях аддитивного гауссовского шума и рэлеевского рассеяния.

Ограничением этого метода является важность синхронизации по несущей и тактовой частоте.

Метод распознавания манипуляции радиосигнала при помощи карт Кохонена

Основой этого метода служит алгоритм карт, который представляет собой один из вариантов кластеризации многомерных векторов.

Алгоритм состоит из последовательной корректировки весовых векторов нейронов карты:

1) выбираем один из векторов обучающей выборки случайным образом;

2) определяем нейрон-победитель;

3) производим корректировку весов карт по формуле $w_i(t+1) = w_i(t) + H(t)(x(t) - w_i(t))$ [2].

Эффективность работы алгоритма определяется выбором функций изменения скорости обучения и радиуса обучения.

Преимущество подхода — устранение требования на априорное знание максимального количества узлов созвездия.

Витком развития служит метод PLSOM (рисунок 1). Смысл заключается в том, что скорость и радиус обучения не зависят от номера цикла обучения, а определяются тем, насколько хорошо карты описывают пространство входных векторов [1].

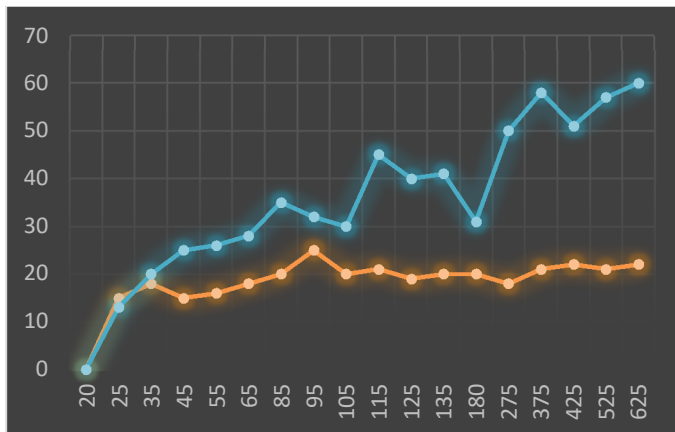


Рисунок 1 — Сравнение устойчивости алгоритмов обучения SOM (верхняя линия) и PLSOM (нижняя линия) при избыточном количестве нейронов в карте

Для восстановления фазового созвездия карт с алгоритмом обучения PLSOM отсутствует необходимость априорного знания максимального количества кластеров. Оценка эффективности данного метода проводилась для PSK и QPSK. Сигналы синхронизированы по несущей частоте: Чд — 48 кГц, символьная скорость — 12 кбод,

количество отсчетов 1024, отношение сигнал/шум изменялся от 20 до -2 дБ [1]. На рисунке 2 представлены результаты восстановления фазовых созвездий сигналов PSK и QPSK. При отношении сигнал/шум = -1 дБ восстановление не происходит. В связи с этим заметна устойчивость работы в условиях шумов при использовании карт.

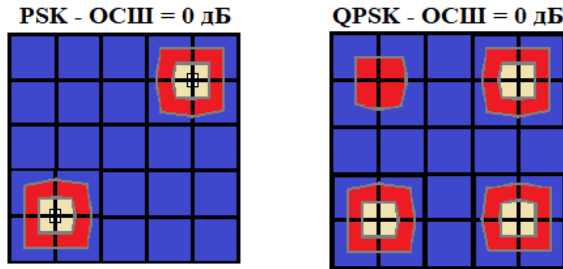


Рисунок 2 — Результаты восстановления фазовых созвездий сигналов PSK (слева) и QPSK (справа) при использовании карт Кохонена

Важным фактором, влияющим на качество распознавания вида манипуляции, является точность синхронизации приема радиосигнала по несущей частоте. На рисунке 3 приведено фазовое созвездие для сигнала QPSK при относительной расстройке по несущей частоте 12 Гц и отношении смгнал/шум 8 дБ. Также видно, что форма фазового созвездия нарушена [1].

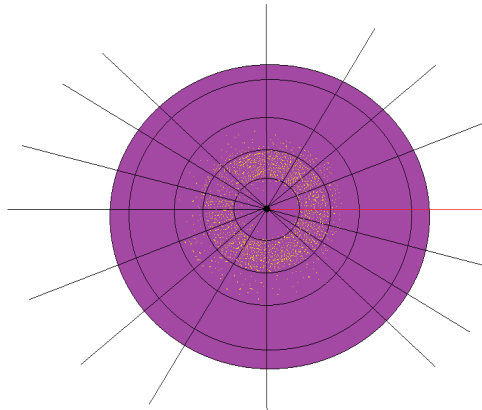


Рисунок 3 — Влияние расстройки по несущей частоте на форму фазового созвездия квадратурной фазовой модуляции

При использовании непараметрической адаптации для восстановления сигнального созвездия карт с алгоритмом обучения нет необходимости априорного знания максимального количества фазовых

позиций. Алгоритм обеспечивает распознавание сигналов с цифровой фазовой модуляцией до значений отношения сигнал/шум примерно 2 дБ при крайней относительной расстройке по несущей частоте радиосигналов 10^{-3} [1]. Но для систем интеллектуального (когнитивного) радио характерна более значительная неопределенность при синхронизации приемника.

Распознавание манипуляции радиосигналов по статистическим признакам

Основой использования этого набора признаков являются особенности изменения мгновенных значений амплитуды, фазы и частоты сигнала при различных видах модуляции. Система состоит из набора пяти признаков распознавания, приведенных ниже.

1. Максимальное значение спектральной плотности мощности нормально-центрированной мгновенной амплитуды принимаемого сигнала

$$\gamma_{\max} = \max |DFT(A_{cn}(i))|^2.$$

2. Стандартное отклонение абсолютного значения центрированного нелинейного компонента мгновенной фазы

$$\sigma_{ap} = \sqrt{\frac{1}{C} \left(\sum_{A_n(i) > a_t} \phi_{NL}^2(i) \right) - \left(\sum_{A_n(i) > a_t} |\phi_{NL}^2(i)| \right)},$$

где $\phi_{NL}(i)$ — значение центрированного нелинейного компонента фазы.

Под нелинейным компонентом мгновенной фазы подразумевается величина

$$\phi_{NL}(i) = \phi_{UW}(i) - \frac{2\pi f_c i}{f_s}.$$

3. Стандартное отклонение центрированного нелинейного компонента прямой мгновенной фазы

$$\sigma_{ap} = \sqrt{\frac{1}{C} \left(\sum_{A_n(i) > a_t} \phi_{NL}^2(i) \right) - \left(\frac{1}{C} \sum_{A_n(i) > a_t} \phi_{NL}(i) \right)^2}.$$

4. Стандартное отклонение абсолютного значения нормально-центрированной мгновенной амплитуды сигнала

$$\sigma_{aa} = \sqrt{\frac{1}{N} \left(\sum_{i=1}^N A_{cn}^2(i) \right) - \left(\frac{1}{N} \left(\sum_{i=1}^N |A_{cn}(i)| \right) \right)^2}.$$

5. Стандартное отклонение абсолютного значения нормированно-центрированной мгновенной частоты

$$\sigma_{fa} = \sqrt{\frac{1}{C} \left(\sum_{A_n(i) > a_t} f_N^2(i) \right) - \left(\frac{1}{C} \sum_{A_n(i) > a_t} |f_N(i)| \right)^2}.$$

В реальных условиях метод трудоспособен при отношении сигнал/шум более 10 дБ. При относительной расстройке приемника по несущей частоте порядка единиц процентов некоторые признаки, связанные с фазовой и частотной информацией, теряют информативность. Также недостатком считается неполный ряд распознаваемых видов манипуляции, используемых в телекоммуникационных системах [1].

Заключение

Различные методы распознавания имеют свои достоинства и недостатки. В методе распознавания манипуляции радиосигнала по форме сигнального созвездия возможно четко определить лишь PSK-модуляцию, существенным плюсом является высокая эффективность предлагаемого алгоритма в условиях аддитивного гауссовского шума и рэлеевского рассеяния. Основная проблема состоит в восстановлении созвездия, использующем алгоритмы на основе метода «fuzzy c-means». При помощи карт Кохонена можно определить PSK-и QPSK-модуляции. В этом методе происходит устранение требования на априорное знание максимального количества узлов созвездия. Но по проведенным исследованиям было замечено, что форма фазового созвездия для сигнала QPSK при относительной расстройке по несущей частоте 12 Гц и отношении сигнал/шум, равном 8 дБ, нарушена, а ограничение по отношению сигнал/шум составляет до 2 дБ. Наилучшим показал себя метод распознавания видов цифровой модуляции радиосигналов по статистическим признакам, но с помощью него невозможно определить QAM.

Литература

1. Аджемов С.С. [и др.] // ВМУ. Серия 3. Физика. Астрономия. 2015. № 6. С. 19.
2. Пат. RU 2510077, МПК G06N 3/02. Способ и устройство автоматического распознавания типов манипуляции радиосигналов / Аджемов С.С., Терешонок М.В., Чирнов Д.С. Заявл. 27.10.2013, Бюл. № 30.
3. Дам Ван Ньить. Нейросетевые технологии в задаче автоматического распознавания видов цифровой модуляции : дис. ... канд. техн. наук. М. : МФТИ, 2018. 159 с.

Аржевикин Иван Викторович – аспирант, Институт радиотехнических и телекоммуникационных систем, каф. КПРЭС, «МИРЭА – Российский технологический университет», 119454, г. Москва, пр. Вернадского, 78, e-mail: ivanruf-1@mail.ru.

Overview of Types of Signal Modulation in Intelligent Radio Communication Systems

The article analyzes the existing methods of recognizing the types of modulation of signals capable of forming and demodulating signals. The result of the analysis of the methods was a comparison and a conclusion about their effectiveness. In the future, an optimal and different solution to the problem of recognizing types of modulation based on radio images will be proposed.

Keywords: *cognitive radio systems, digital modulation recognition, signal constellation.*

Arzhevikin Ivan Viktorovich — Postgraduate student of the Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, «MIREA — Russian Technological University», 119454, Moscow, 78 Vernadsky Avenue, e-mail: ivanruf-1@mail.ru.

УДК 621.396

С.В. Мелихов

ОБ ОСОБЕННОСТЯХ СПЕКТРА SC-FDMA-РАДИОСИГНАЛА

Рассмотрены особенности спектра SC-FDMA-радиосигнала, формируемого при помощи прямого и обратного дискретных преобразований Фурье. Отмечены неточности иллюстрации вида спектра SC-FDMA-радиосигнала в литературных источниках.

Ключевые слова: *формирователь SC-FDMA-радиосигнала, циклический префикс, массив частотных коэффициентов, массив временных коэффициентов, квадратурный модулятор, низкочастотный SC-FDMA-символ, высокочастотный SC-FDMA-символ, спектр, пик-фактор.*

Технология множественного доступа с частотным разделением каналов и одной несущей SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) используется, например, в восходящих каналах

систем мобильной связи 4G-LTE и 5G-NR. Альтернативное название технологии SC-FDMA — распределенная OFDM с дискретным преобразованием Фурье (DFT-SOFDM — Discrete Fourier Transform Spread OFDM).

SC-FDMA-радиосигнал (S_{RF}) системы 4G-LTE — это высокочастотные (ВЧ) SC-FDMA-символы, состоящие во временной области из циклического префикса (ЦП) длительностью T_G и рабочей части длительностью T_U (так же, как и OFDM-символы в нисходящих каналах). Временной интервал одного SC-FDMA-символа в случае «увеличенного» ЦП

$$T = T_G + T_U = 512 T_S + 2048 T_S = 2560 T_S = 83,3 \text{ мкс},$$

где $T_S = 1 / F_S$ — «временная единица» или базовый интервал, соответствующий частоте тактирования $F_S = 30,72 \text{ МГц} = 2048 \Delta f = 2048 \cdot 15 \text{ кГц}$; $\Delta f = 1 / T_U = 1 / 2048 T_S = 15 \text{ кГц}$ — частотный разнос поднесущих SC-FDMA-радиосигнала.

На рисунке 1 приведена структурная схема формирователя SC-FDMA-радиосигнала [1–3], в состав которой входит МПЛ — мультиплексор, осуществляющий вставку в цифрой поток M_k битов служебной информации (ВСИ), а также вставку битов пилотных и защитных поднесущих (ВПЗП); АФК — амплитудно-фазовый кодер; ППр — преобразователь последовательного потока цифровых символов в параллельный массив; ДПФ — блок дискретного преобразования Фурье; РНЧП — блок распределения низкочастотных (НЧ) поднесущих; ОДПФ — блок обратного дискретного преобразования Фурье; ВЦП — блок вставки циклического префикса; ЦАП — блоки цифроаналогового преобразования; КМ — квадратурный модулятор.

Для выявления особенностей спектра SC-FDMA-символа рассмотрим процесс функционирования схемы, изображенной на рисунке 1.

АФК из n битов цифрового потока может формировать цифровые символы с разным числом уровней $M = 2^n$: 2-уровневые символы BPSK при $n = 1$; 4-уровневые символы QPSK (4-QAM) при $n = 2$ и др.

В блоке ППр за каждый интервал времени T запоминается L символов цифровой последовательности для процедуры ДПФ.

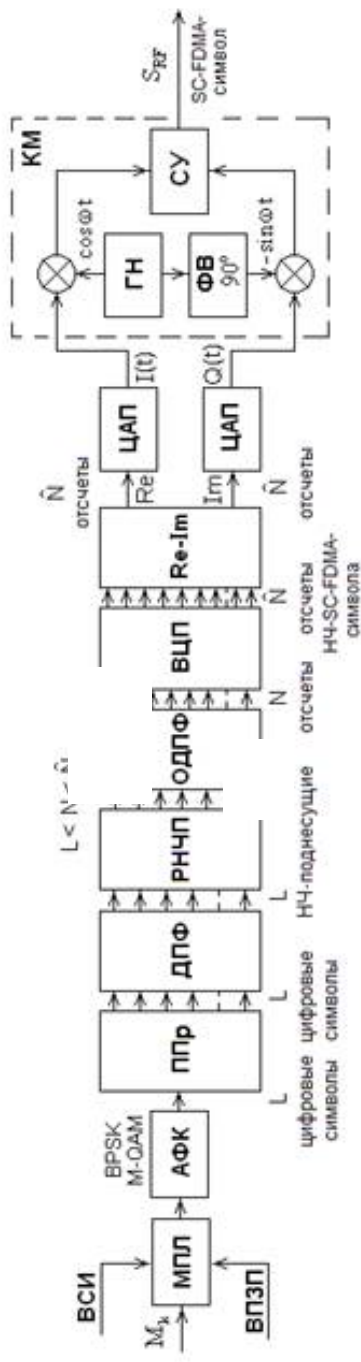


Рисунок 1 — Структурная схема формирователя SC-FDMA-радиосигнала.

Количество цифровых символов, НЧ-поднесущих, отсчетов (L, N, \hat{N}) соответствует интервалу времени одного SC-FDMA-символа $T = (T_G + T_U)$

Если для одного пользователя (абонента) выделено L поднесущих из общего количества N поднесущих системы связи, то на каждом интервале времени T при помощи блока ДПФ на основе L комплексных цифровых символов временной области \dot{X}_m ($m = 0, 1, 2, \dots, L - 1$) рассчитывается массив из L комплексных «частотных коэффициентов» \dot{C}_m . Получаемый L -массив «частотных коэффициентов» характеризует амплитуды и фазы низкочастотных поднесущих (НЧ-поднесущих) с частотами \hat{F}_m и разносом частот

$$\Delta\hat{F} = \hat{F}_m - \hat{F}_{m-1} = 1 / T = 1 / (2560 T_S) = 12 \text{ кГц}.$$

Если для упрощения считать, что одному пользователю выделено всего лишь 4 поднесущих ($L = 4$, при этом на интервале времени $T = 83,3$ мкс может следовать всего лишь 4 QPSK-символа, рисунок 2,а), то иллюстрация получаемого после ДПФ спектра на четырех НЧ-поднесущих \hat{F}_m ($m = 0, 1, 2, 3$) показана на рисунке 2,б.

В блоке РНЧП НЧ-поднесущие конкретного пользователя распределяются в определенные места общего спектра путем вставки $(N - L)$ нулей в массив «частотных коэффициентов» \dot{C}_m . В результате на выходе блока РНЧП образуется N -массив «частотных коэффициентов» \dot{C}_q , характеризующих НЧ-поднесущие с частотами \hat{F}_q ($q = 0, 1, 2, \dots, N - 1$), причем нули в этом N -массиве эквивалентны отсутствию НЧ-поднесущих (рисунок 2,в).

Блок ОДПФ осуществляет N -точечное обратное дискретное преобразование Фурье массива «частотных коэффициентов» с образованием N -массива «временных коэффициентов», характеризующих дискретные отсчеты рабочей части НЧ-SC-FDMA-символа.

Блок ВЦП формирует \hat{N} -массив «временных коэффициентов», характеризующих отсчеты НЧ-SC-FDMA-символа с ЦП и рабочей частью. При этом на интервале времени T количество «временных коэффициентов» увеличивается ($\hat{N} > N$), что приводит к возрастанию разноса НЧ-поднесущих [4–6]:

$$\Delta F = \frac{\hat{F}(T_G + T_U)}{T_U} = \frac{(T_G + T_U)}{T T_U} = \frac{1}{T_U} = \frac{1}{2048 T_S} = 15 \text{ кГц}.$$

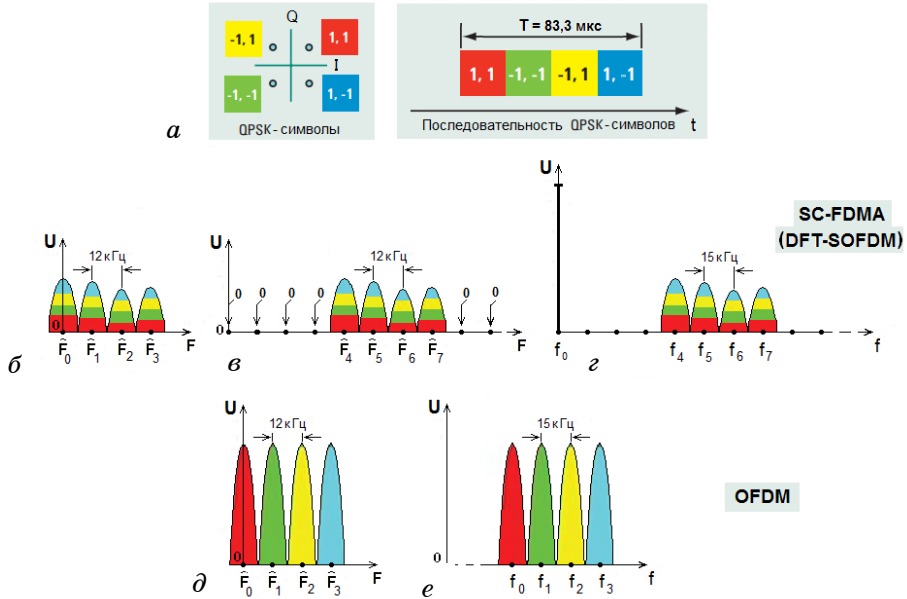


Рисунок 2 — Цифровые QPSK-символы и их следование на интервале времени T (а). Для технологии SC-FDMA (DFT-SOFDM): спектр QPSK-символов на НЧ-поднесущих после ДПФ (б); после вставки нулей (в); спектр SC-FDMA-символа с одной несущей f_0 на выходе КМ (г). Для технологии OFDM: распределение (спектр) QPSK-символов на НЧ-поднесущих после ОДПФ (д); спектр OFDM-символа на ВЧ-поднесущих на выходе КМ (е)

Блоки ЦАП преобразуют Re- и Im-составляющие N дискретных отсчетов в аналоговые сигналы $I(t)$ и $Q(t)$, которые являются НЧ-I-Q-SC-FDMA-символами и состоят соответственно из косинусоидальных и синусоидальных ортогональных НЧ-поднесущих в общем случае с частотами F_0, F_1, \dots, F_{N-1} , а для рассматриваемого примера – с частотами F_4, F_5, F_6, F_7 .

В КМ осуществляется перенос спектров НЧ-I-Q-SC-FDMA-символов в область ВЧ с образованием SC-FDMA-символа с одной несущей частотой f_0 и верхней боковой полосой, образованной ВЧ-поднесущими в общем случае с частотами f_1, \dots, f_{N-1} , а для рассматриваемого примера — с частотами f_4, f_5, f_6, f_7 (рисунок 2,з).

На рисунке 2,д для технологии OFDM изображено распределение четырех цифровых QPSK-символов, следующих в течение времени T , на НЧ-поднесущих, а на рисунке 2,е — на ВЧ-поднесущих. Изображение рисунке 2,е характеризует спектр OFDM-символа.

Сравнение изображений на рисунках 2,в,г и рисунках 2,д,е иллюстрирует отличие спектров символов для технологий SC-FDMA и OFDM.

Для технологии SC-FDMA информация о каждом цифровом символе, следующем за интервал времени T , содержится на всех поднесущих, что следует из свойства ДПФ и условно показано на рисунках 2,б,в,г разным цветом на каждой поднесущей. Вследствие этого SC-FDMA-символ имеет значительно меньшее значение пик-фактора (PAPR — Peak to Average Power Ratio), чем OFDM-символ, каждая поднесущая спектра которого содержит информацию только о каком-то одном цифровом символе на интервале времени T .

В [1–3] отмечено, что в общем случае PAPR SC-FDMA-символа не превышает PAPR цифровых символов на выходе АФК (см. рисунок 1). Это свойство определило использование технологии SC-FDMA в восходящих каналах систем 4G-LTE и 5G-NR, поскольку отсутствие значительных пиков мощности SC-FDMA-символов не требует большого электропотребления от аккумуляторов мобильных устройств.

Однако в литературных источниках, в частности в [1–3], приводятся неверные иллюстрации спектра SC-FDMA-символа, которые изображены на рисунке 3 и рисунке 4. Ошибочность этих иллюстраций очевидна с учетом изложенных выше рассуждений и изображения (рисунок 2,з).

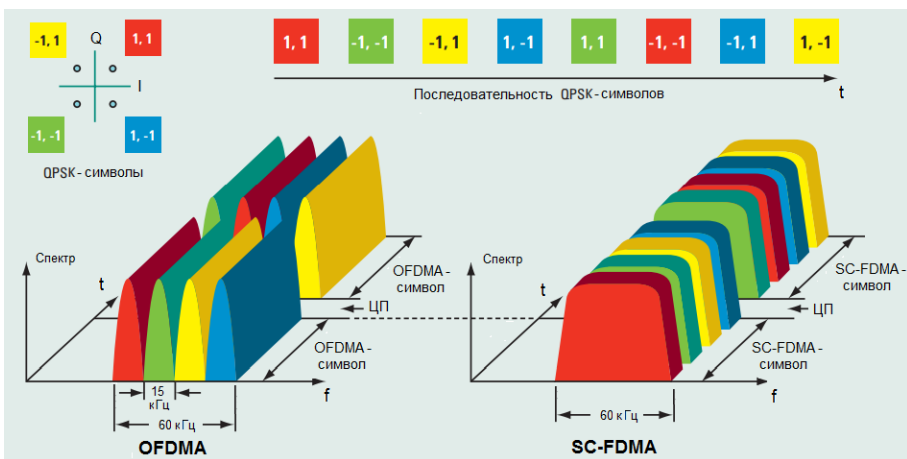


Рисунок 3 — Неверная иллюстрация спектра SC-FDMA-символа, приведенная в [1, 2]

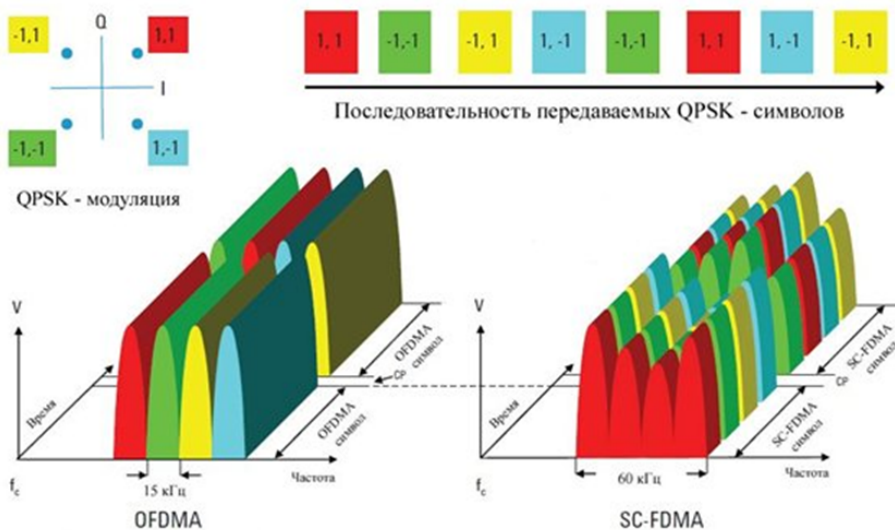


Рисунок 4 — Неверная иллюстрация спектра SC-FDMA-символа, приведенная в [3]

Литература

1. Янина Витакре. FDMA с одной несущей — новый восходящий канал LTE // Электронные компоненты. 2009. № 2. С. 44–49.
2. Надымов А.В. Использование OFDM-модуляции в мобильных средствах связи [Электронный ресурс] // Автоматика, электроника и средства связи. 2012. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/ispolzovanie-ofdm-modulyatsii-v-mobilnyh-sredstvah-svyazi/viewer>.
3. Восходящий канал LTE «вверх» (Uplink), как оно на самом деле [Электронный ресурс]. 2011. URL: <http://habrahabr.ru/post/114401/#habracut>.
4. Мелихов С.В. Методы манипуляции цифровой радиосвязи: учеб. пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей [Электронный ресурс]. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2017. 64 с. URL: <http://edu.tusur.ru/publications/7028>.
5. Мелихов С.В. Технология OFDM: учеб.-метод. пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей [Электронный ресурс]. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2019. 23 с. URL: <http://edu.tusur.ru/publications/9126>.

6. Мелихов С.В. О закономерностях и особенностях формирования OFDM-радиосигнала // Электронные средства и системы управления : материалы докладов XVI междунар. науч.-практ. конф. (18–20 ноября 2020 г.) : в 2 ч. Томск : В-Спектр, 2020. Ч. 1. С. 35–39.

Мелихов Сергей Всеволодович – д-р техн. наук, проф., каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, email: mrc@main.tusur.ru.

УДК 621.391.8

Н.А. Игумнова, А.А. Игумнова

BFSSK-МОДУЛЯЦИЯ ПРИ НЕОРТОГОНАЛЬНОМ ЧАСТОТНОМ РАЗНЕСЕНИИ

Приведены результаты модельного исследования влияния способа приёма сигналов на помехоустойчивость BFSSK с неортогональным разнесением несущих частот. Акцентировано внимание на возможности сложения каналов передачи с целью повышения помехоустойчивости. Результаты работы модели сравнены со случаем ортогонального разнесения несущих частот. Сравнение производится по помехоустойчивости моделей. По итогам моделирования сделаны соответствующие выводы.

Ключевые слова: *BFSSK-модуляция, помехоустойчивость, неортогональный разнос частот, синхронный детектор, корреляционный прием.*

Исходные понятия и определения

FSK-модуляция (Frequency Shift Keying — частотная манипуляция) является наиболее распространенным видом цифровой модуляции радиочастотных сигналов и нашла широкое применение в связи и телефонии [1].

Разнос несущих частот при передаче информации стараются сделать как можно больше, что позволяет легче отфильтровывать неизбежно возникающие при приеме разностные продукты и повышать помехоустойчивость. В то же время большой разброс снижает спектральную эффективность системы связи. Традиционно используют ортогональный разнос несущих частот, так как при этом облегчается их разделение.

Ортогональный разнос зависит от способа приема — когерентно/некогерентного — и длительности передаваемых битов τ_b [2]. При

некогерентном приеме разнос, кратный $\Delta f = 1 / \tau_b$, является ортогональным, а при когерентном приеме — разнос кратен $\Delta f = 1 / (2\tau_b)$. Когерентным называется прием при синхронизации генератора приемника с генератором передатчика с точностью до фазы.

Ещё одно понятие неортогонального разнесения несущих связано с технологией N-OFDM [3–5], при которой, если принять за T период базового сигнала, по сравнению с обычной технологией OFDM разнос, кратный $\Delta f = 1 / (2T)$, называется неортогональным. При этом действительная часть коэффициента корреляции равна нулю и сигналы на этих несущих всё же можно считать ортогональными [6]. В работе рассмотрен случай разнесения $\Delta f = 1 / (2\tau_b)$, который с позиции технологии OFDM соответствует неортогональному разнесению несущих.

Постановка задачи

Кроме разнесения несущих, возможны разные способы приема и обработки сигналов. Задачей модельного исследования является установление зависимостей помехоустойчивости от методов приема и обработки сигналов и способов разнесения несущих. Информационный поток характеризуется длительностью $\tau_b = 1$, а круговые частоты несущих выбраны соответственно $9\pi, 10\pi$ и $9\pi, 11\pi$. Рассмотрены два вида приема и обработки: на основе синхронного детектирования (СД) и корреляционный (Корр).

Описание функциональной модели

Функциональные модели приведены на рисунках 1 и 2, в каждой модели присутствуют источник информационного потока данных (S), модулятор (Sw), модель канала распространения, фильтры, демодулятор, подсистема принятия решений (Decide), опирающаяся на значение порога (Lim), регистрирующие приборы в виде двухканального осциллографа (Scope) и подсистемы детектора ошибок (Err), подключенной к дисплею (Display). На вторые входы осциллографа и детектора ошибок от источника данных организуется «прямой канал» с необходимой задержкой. Для контроля соотношения сигнал/шум на входе системы принятия решений предусмотрено подключение подсистемы измерения мощности (Pm). В качестве опорных колебаний несущих используются синусоиды, различные по частоте.

Модулятор. Модулятор включает в себя переключатель (Sw), два генератора синусоидального сигнала (ω_1, ω_2). Переключатель в зависимости от входного потока данных переключает генераторы гармонических колебаний большей либо меньшей частоты. С выхода

модулятора сигнал поступает в канал распространения, где к нему добавляются гауссовские шумы (CN).

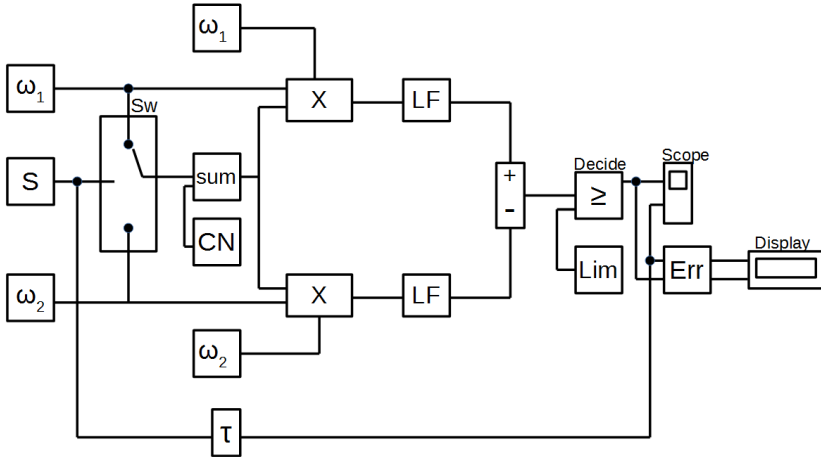


Рисунок 1 — Функциональная модель BFSK-модема на основе синхронного детектирования

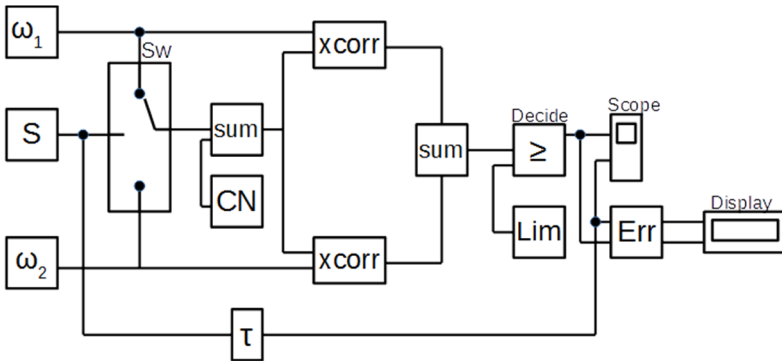


Рисунок 2 — Функциональная модель BFSK-модема с использованием коррелятора

Тогда FSK-сигнал можно представить в виде суммы сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$:

$$S(t) = S_1(t) + S_2(t);$$

$$S_1(t) = b(t) \sin(\omega_1 t);$$

$$S_2(t) = b(t) \sin(\omega_2 t),$$

где $b(t)$ — информационный сигнал [7].

Демодулятор. Модель демодулятора состоит из двух перемножителей каналов (X). На первые входы перемножителей поступает зашумленный в канале распространения модулированный сигнал, в котором с помощью полосовых фильтров (RF), помещенных на входе демодулятора, исключаются составляющие сигнала, частоты которых отличаются от опорной, на вторые входы перемножителей подключены опорные колебания несущих. На выходах демодулятора для исключения высокочастотных составляющих процесса преобразования включены фильтры низкой частоты (ФНЧ) (LF). Масштабирование выходных сигналов демодулятора осуществляется подключением блоков усиления на 2.

Далее производится вычитание каналов с помощью сумматора (вычитателя) (sum). Благодаря такому способу приема из схемы исключается декодер (Decoder).

Оптимальному приёму препятствует появление разностных частот в процессе обработки сигналов:

сигнал в первом «плече»

$$\langle b_k \sin(\omega_1 t) + n_k \rangle \sin(\omega_1 t) = \left\langle \frac{b_k}{2} (1 + \cos(2\omega_1 t)) \right\rangle + n_k \sin(\omega_1 t),$$

где b_k — информационные биты; n_k — белый гауссовский шум.

После прохождения ФНЧ сигнал будет иметь вид $b_k / 2$ и с учетом блока усиления на 2 на выходе демодулятора остается b_k , т.е. в первом «плече» сигнал восстановлен верно.

В это время во втором «плече»

$$\langle b_k \sin(\omega_1 t) + n_k \rangle \sin(\omega_2 t) = \left\langle \frac{b_k}{2} (\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t) \right\rangle + n_k \sin(\omega_2 t)$$

составляющая $\cos(\omega_1 + \omega_2)t$ будет подавлена с помощью ФНЧ, однако $\cos(\omega_1 - \omega_2)t$ пройдет через фильтр и внесет вклад в конечный результат приёма.

Методика измерения отношения сигнал/шум

Для схем, ведущих прием способом синхронного детектирования, соотношение сигнал/шум (SNR) измеряется после ФНЧ перед блоком принятия решений. Чтобы определить мощность сигнала (S) без шума (N), необходимо отключить генератор шума в модели канала распространения. Чтобы определить мощность сигнала с шумом (SN), генератор шума должен быть подключен к каналу распространения. Изменение SNR производится с помощью изменения дисперсии генератора шума канала распространения и фиксации вероятности битовых ошибок.

В схемах, ведущих прием с помощью коррелятора, можно производить измерения SNR как на входе, так и на выходе коррелятора, что позволяет исследовать его влияние на SNR.

По полученным данным определяется соотношение сигнал/шум

$$\text{SNR} = S / (\text{SN} - S).$$

Результаты модельных исследований

Исследования проводились в относительном масштабе частоты и времени. Корреляционная обработка выполнялась по 64 отсчетам. Полученные значения SNR соответствуют вероятности битовой ошибки, равной 10^{-3} .

Прежде всего необходимо отметить, что применение сумматора (вычитателя) в моделях BFSK-модемов при измерении SNR для $P_b = 10^{-3}$ показало следующие результаты:

– ортогональный разнос

(СД) — снижение SNR на ~5,6 дБ, (Корр. измерения на входе) — снижение SNR на ~2,8 дБ, (Корр. измерения на выходе) — снижение SNR на ~1,6 дБ;

– неортогональный разнос

(СД) — снижение SNR на ~3,0 дБ, (Корр. измерения на входе) — снижение SNR на ~5,8 дБ, (Корр. измерения на выходе) — снижение SNR на ~4,7 дБ.

Пояснение механизма

Вычитание каналов не сказывается на мощности сигнала S, так как сигналы в каналах существуют попеременно, а вот шумы N, обусловленные в модели лишь каналом распространения, сильно коррелированы и, вычитая каналы, мы избавляемся от взаимокорреляционной составляющей мощности, т.е. мощность шумов снижается, а $\text{SNR} = S / N$ повышается (помехоустойчивость возрастает).

Результаты исследований модемов с неортогональным разносом и вычитанием каналов сведены в таблицу.

Значения SNR для различных типов схем приема и разноса несущих

Тип схемы	Отношение сигнал/шум, дБ
СД, неорт., со сложением	10,8318
СД, орт., со сложением	7,2463
Корр., неорт., вх	-5,7626
Корр., неорт., вых	9,1206
Корр., орт., вх	-5,8436
Корр., орт., вых	9,1206

Модем BFSK с синхронным детектированием и неортогональным разносом проигрывает ортогональному разносу по помехоустойчивости порядка 3,6 дБ. При корреляционном приеме и обработке изменение разнесения практически не сказывается на помехоустойчивости.

Выводы

Вычитание каналов предпочтительно при корреляционном приеме и обработке и неортогональном разносе. Использование неортогонального разнесения несущих в BFSK-модемах помогает достичь наибольшего выигрыша при корреляционном приеме и обработке. Неортогональный разнос позволяет вдвое увеличить спектральную эффективность.

Литература

1. FSK: сигналы и их демодуляция [Электронный ресурс]. URL: <http://leoniv.diod.club/articles/pdf/fskdemod.pdf> (дата обращения: 08.08.2021).

2. Склюар Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. М. : Вильямс, 2003. 1104 с.

3. Слюсар В. Неортогональное частотное мультиплексирование (n-ofdm) сигналов. Ч. 1 // Технологии и средства связи. 2013. № 5. С. 61–65.

4. Слюсар В. Неортогональное частотное мультиплексирование (n-ofdm) сигналов. Ч. 2 // Технологии и средства связи. 2013. № 6. С. 60–65.

5. Макаров С.Б., Завьялов С.В. Повышение помехоустойчивости когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2014. № 2 (193). С. 45–54.

6. Кокорева Е.В. Неортогональный множественный доступ в системах мобильной связи 5g // Экономика и качество систем связи. 2018. № 2. С. 37–42.

7. FSK-модуляция [Электронный ресурс]. URL: http://ru.dsplib.org/content/signal_fsk/signal_fsk.html (дата обращения: 10.10.2019).

Игумнова Надежда Анатольевна – магистрантка, гр. 1В0-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, ул. Ф. Лыткина, 8, e-mail: nadegda-1998-igumnova@mail.ru.

Игумнова Алёна Анатольевна – магистрантка, гр. 1В0-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, ул. Ф. Лыткина, 8, e-mail: alna.igumnova.98@mail.ru.

BFSK Modulation with Non-Orthogonal Frequency Diversity

The results of a model study of the influence of the signal reception method on the noise immunity of BFSK with non-orthogonal carrier frequency spacing are presented. Attention is focused on the possibility of combining transmission channels in order to increase noise immunity. The results of the model are compared with the case of orthogonal carrier frequency spacing. The comparison is made according to the noise immunity of the models. Based on the simulation results, the corresponding conclusions were drawn.

Keywords: *BFSK modulation, noise immunity, non-orthogonal frequency spacing, synchronous detector, correlation reception.*

Igumnova Nadezhda Anatolyevna – graduate student, gr. 1B0-M, dept. RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation, 634045, Tomsk, st. F. Lytkina, 8, e-mail: nadegda-1998-igumnova@mail.ru.

Igumnova Alena Anatolyevna – Master's student gr. 1B0-M, dept. RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation, 634045, Tomsk, st. F. Lytkina, 8, e-mail:alna.igumnova.98@mail.ru.

УДК 621.391.8

Н.А. Игумнова, А.А. Игумнова

4FSK-МОДУЛЯЦИЯ ПРИ НЕОРТОГОНАЛЬНОМ ЧАСТОТНОМ РАЗНЕСЕНИИ

Приведена модель модема 4FSK с неортогональным разнесением несущих частот. Акцентировано внимание на способах приема и обработки сигналов. Результаты работы модели сравнены со случаем ортогонального разноса несущих частот. Сравнение производится по помехоустойчивости моделей. По результатам моделирования сделаны соответствующие выводы.

Ключевые слова: *4FSK-модуляция, помехоустойчивость, неортогональный разнос частот, синхронный детектор, корреляционный прием.*

Исходные понятия и определения

При частотной манипуляции меняется частота несущего колебания в зависимости от текущего информационного символа. Разнос несущих частот стараются сделать как можно больше, что позволяет

легче отфильтровывать неизбежно возникающие при приеме разностные продукты и повышать помехоустойчивость. В то же время большой разброс снижает спектральную эффективность системы связи. Традиционно используют ортогональный разнос несущих частот, так как при этом облегчается их разделение.

Ортогональный разнос зависит от длительности передаваемых битов τ_b и способа приема — когерентного/некогерентного [1]. Так, при некогерентном приеме разнос, кратный $\Delta f = 1 / \tau_b$, является ортогональным, а при когерентном приеме ортогональным является разнос, кратный $\Delta f = 1 / (2\tau_b)$. Когерентным называется прием, при котором опорный генератор приемника синхронизируется с генератором передатчика с точностью до фазы.

Понятие неортогонального разнесения несущих связано также с технологией N-OFDM [2–4], при которой, если принять за T период базового сигнала, по сравнению с технологией OFDM разнос, кратный $\Delta f = 1 / (2T)$, называется неортогональным. При этом действительная часть коэффициента корреляции равна нулю и сигналы на этих несущих всё же можно считать ортогональными [5]. В работе рассмотрен случай разнесения $\Delta f = 1 / (2\tau_b)$, который с позиции технологии OFDM соответствует неортогональному разнесению несущих.

Постановка задачи

Кроме разнесения несущих, возможны разные способы приема и обработки сигналов. Задачей модельного исследования является установление зависимостей помехоустойчивости от методов приема и обработки сигналов и способов разнесения несущих. Информационный поток характеризуется величиной $\tau_b = 1$, а круговые частоты несущих выбраны соответственно $10\pi, 11\pi, 12\pi, 13\pi$. Рассмотрен прием на основе синхронного детектирования (СД) и корреляционный (Корр).

Описание функциональной модели

Функциональная модель содержит источник информационного потока данных (Source), модулятор (VCO) (на основе функции Dabit_Frequency и ГУН), модель канала распространения (на основе Sum), приемник-демодулятор (Reseiver), по принципу синхронного детектирования либо корреляционной обработки и опирающуюся на значение порога (C), подсистему принятия решений (Decide) (включающую демультимплексор Demux, функцию Frequency_Dibit и преобразователь параллельного потока в последовательный на основе двухпортового переключателя Switch), регистрирующие приборы (осциллографы (Scope), детекторы ошибок (Err)). На осциллограф и детектор ошибок

с необходимой задержкой τ подается исходный информационный сигнал.

Ниже представлена модель модема 4FSK (рисунок 1) с неортогональным разносом частот.

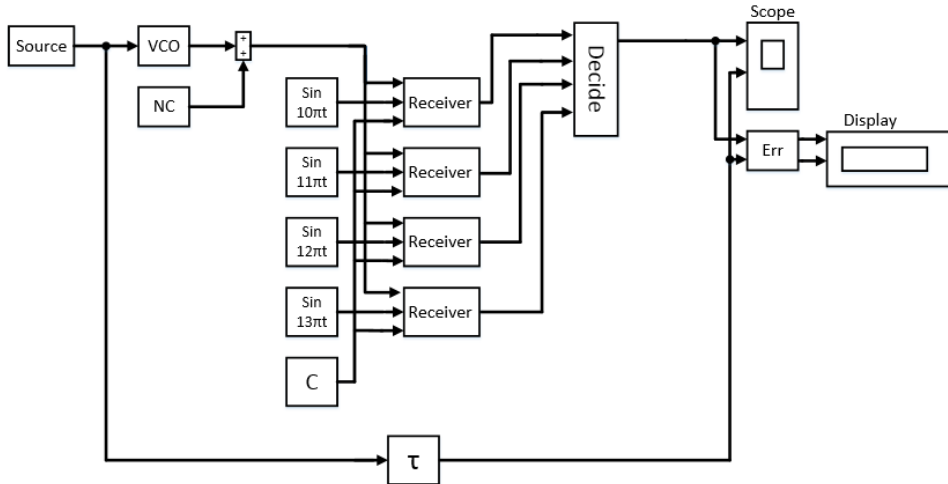


Рисунок 1 — Функциональная модель 4FSK-модема

Синхронный детектор (рисунок 2) реализован следующим образом. Принятый сигнал перемножается с сигналом от опорного генератора, далее полученный сигнал проходит низкочастотную фильтрацию. Для обнаружения используется составляющая на несущей частоте, ее выделяет ФНЧ после умножения сигналов. Отклик на выходе фильтра будет лишь тогда, когда результирующая частота близка к частоте опорного сигнала. С целью более четкого срабатывания канала обработки используется сравнение с порогом, то есть происходит синхронное детектирование сигнала. На последнем этапе обработки происходит восстановление формы исходного сигнала.

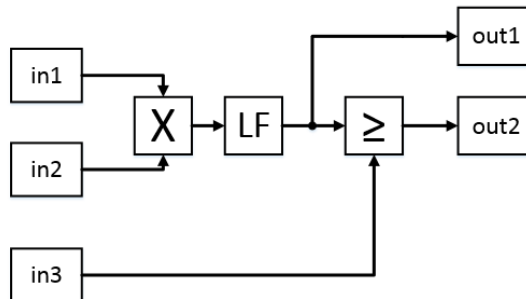


Рисунок 2 — Синхронный детектор

Разностные продукты неизбежно возникают при приеме на нескольких несущих, плохо ослабляются ФНЧ и негативно сказываются на помехоустойчивости.

Корреляционный приемник представлен на рисунке 3.

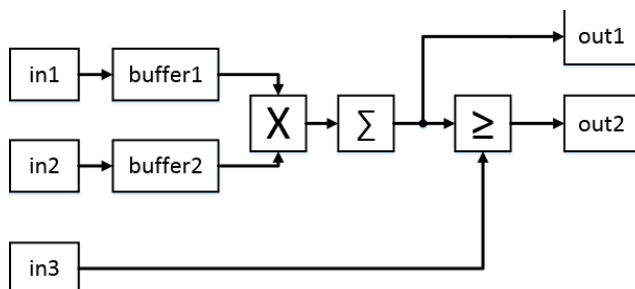


Рисунок 3 — Корреляционный приемник

Прием сигналов с помощью корреляторов основан на сравнении поступающего сигнала с опорным сигналом либо с набором опорных сигналов. О совпадении судят по значению корреляционной функции в течение периода следования сигнала. Так как используются дискретные сигналы, то значение функции корреляции вычисляется через сумму произведений отсчетов принятого сигнала и колебаний опорного генератора. В схему приемника входят генераторы опорных сигналов, необходимые для вычисления корреляции между принятым и опорным сигналом. Уровень обрабатываемого сигнала оценивается пороговым устройством. После приема осуществляется восстановление исходной последовательности.

Методика измерения сигнал/шум

Для схем, ведущих прием способом синхронного детектирования, соотношение сигнал/шум (SNR) измеряется после ФНЧ перед блоком принятия решений. Чтобы определить мощность сигнала (S) без шума (N), необходимо отключить генератор шума в модели канала распространения. Чтобы определить мощность сигнала с шумом (SN), генератор шума должен быть подключен к каналу распространения. Изменение SNR производится с помощью изменения дисперсии генератора шума канала распространения и фиксации вероятности битовых ошибок.

В схемах, ведущих прием с помощью коррелятора, можно производить измерения SNR как на входе, так и на выходе коррелятора, что позволяет исследовать влияние коррелятора на SNR.

По полученным данным определяется соотношение сигнал/шум по следующей формуле:

$$\text{SNR} = S / (\text{SN} - S).$$

Результаты модельных исследований

Исследования проводились в относительном масштабе частоты и времени. Полученные значения SNR соответствуют вероятности битовой ошибки, равной 10^{-3} . Результаты исследований сведены в таблицу.

Значения SNR для различных типов схем приема и разнесения несущих

Тип схемы	Отношение сигнал/шум, дБ
ГУН+СД, орт., $\Delta f=2\pi$	8,59
ГУН+СД, неорт., $\Delta f=\pi$	9,03
ГУН+КОРР, неорт., вых, 64 отсч.	11,3
ГУН+КОРР, орт., вых, 64 отсч.	7,16
ГУН+СД, неорт., $\Delta f=0,75\pi$	8,75
ГУН+СД, орт., $\Delta f=1,5\pi$	8,75

Разница в помехоустойчивости моделей при ортогональном и неортогональном разносах составляет меньше 1 дБ. Ухудшение помехоустойчивости происходит из-за появления корреляции между сигналами. Увеличение количества отсчетов при корреляционной обработке привело к существенному ухудшению помехоустойчивости (3–4 дБ по входу, 1,3–3 дБ по выходу). То есть при неортогональном разносе ухудшение помехоустойчивости составляет примерно 1 дБ, что вполне допустимо, однако выигрыш по спектральной эффективности — 2 раза.

Выводы

Разброс результатов измерения помехоустойчивости модемов с ортогональным и неортогональным разнесением несущих составляет порядка 1 дБ, но при этом спектральная эффективность неортогонального разнесения вдвое выше. Схемы с синхронным детектированием и корреляционным приемом обладают сравнимыми результатами по помехоустойчивости. В целом модельное исследование показало перспективность неортогонального разнесения несущих.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. М. : Вильямс, 2003. 1104 с.
2. Слюсар В. Неортогональное частотное мультиплексирование (n-ofdm) сигналов. Ч. 1 // Технологии и средства связи. 2013. № 5. С. 61–65.

3. Слюсар В. Неортогональное частотное мультиплексирование (n-ofdm) сигналов. Ч. 2 // Технологии и средства связи. 2013. № 6. С. 60–65.

4. Макаров С.Б., Завьялов С.В. Повышение помехоустойчивости когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2014. № 2 (193). С. 45–54.

5. Кокорева Е.В. Неортогональный множественный доступ в системах мобильной связи 5g // Экономика и качество систем связи. 2018. № 2. С. 37–42.

Игумнова Надежда Анатольевна – магистрантка гр. 1В0-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, ул. Ф. Лыткина, 8, e-mail: nadegda-1998-igumnova@mail.ru.

Игумнова Алёна Анатольевна – магистрантка гр. 1В0-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634045, г. Томск, ул. Ф. Лыткина, 8, e-mail: alna.igumnova.98@mail.ru.

4FSK Modulation With Non-Orthogonal Frequency Diversity

A model of a 4FSK modem with non-orthogonal carrier frequency spacing is presented. Attention is focused on the methods of receiving and processing signals. The results of the model are compared with the case of orthogonal carrier frequency spacing. The comparison is made according to the noise immunity of the models. Based on the simulation results, the corresponding conclusions were drawn.

Keywords: *4FSK modulation, noise immunity, non-orthogonal frequency spacing, synchronous detector, correlation reception.*

Igumnova Nadezhda Anatolyevna – graduate student, gr. 1В0-М, dept. RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation, 634045, Tomsk, F. Lytkina St., 8, e-mail: nadegda-1998-igumnova @ mail.ru.

Igumnova Alena Anatolyevna – Master's student gr. 1В0-М, dept. RTS, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russian Federation, 634045, Tomsk, F. Lytkina st., 8, e-mail: alna.igumnova.98@mail.ru.

Ю.С. Хворостяная, Г.Н. Якушевич

СИСТЕМА АРУ ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ВЧ-ТРАКТА ПРИЕМНИКА МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Рассматриваются методы улучшения помехозащищенности приемников с помощью внедрения системы с автоматической регулировкой усиления (АРУ). Исследуемая система основывается на каскадах с общим эмиттером, вид регулировки усиления – регулировка с обратной связью. Приведены результаты работы.

Ключевые слова: широкополосный ВЧ-тракт, приемник мобильной связи, система АРУ, помехозащищенность, регулируемый усилитель, каскад с общим эмиттером, амплитудный детектор.

В нашем современном мире огромное количество цифровой информации отправляется с помощью радиоволн. Соответственно для осуществления данной задачи требуется большое количество приемников и передатчиков, которые постоянно воздействуют друг на друга, в результате чего могут возникнуть искажения связи.

Устранение помех и борьба с ними — это актуальная задача на данный момент. Обычно этот процесс начинают с того, что определяется сам источник помехи и проводится ее имитация с помощью моделирования соответствующих схем. После этих действий составляется план устранения, это достаточно сложная и трудоемкая задача, в которой обязательно должны быть задействованы эксперты.

Одним из способов защиты радиоприемных устройств на станциях от перегрузки, вызванной воздействием сильных помех, является внедрение системы с мгновенной автоматической регулировкой усиления (МАРУ). Этот способ предполагает при приеме слабых сигналов сохранение высокого коэффициента усиления, а при приеме сильных сигналов — значительное его снижение. Когда используется МАРУ при поступлении мощных сигналов на приемные каскады, отрицательное смещение происходит почти мгновенно, это способствует перемещению рабочей точки усиления в область, которая характеризует отсутствие перегрузки приемного устройства.

Однако при подаче очень сильной помехи у системы МАРУ возможно блокирование усилителя или же возможна его перегрузка. Поэтому выгоднее будет использовать систему АРУ, которая справляется с сильными искажениями лучше и позволяет повысить помехозащищенность устройства.

Система АРУ предназначена для поддержания уровня выходного сигнала систем радиоавтоматики в заданных пределах при изменении уровня входного сигнала. Она может применяться во многих устройствах, в том числе и в приемниках мобильной связи (рисунок 1).



Рисунок 1 — Структурная схема приемника мобильной связи с МАРУ

Задача АРУ состоит в изменении коэффициента усиления радиотракта в зависимости от уровня входного сигнала. При увеличении входного сигнала коэффициент усиления должен уменьшаться и наоборот. Обычно не требуется строгого постоянства выходного напряжения радиотракта и для упрощения конструкции регулятора допускают некоторые изменения напряжения при условии, что не будет заметного искажения сигнала [1].

Проведем исследование помехозащищенности системы АРУ путем моделирования принципиальных схем. Моделирование выполняется в программе Electronics Workbench (EWB).

На рисунке 2 представлена построенная исследуемая схема. Она основана на двух каскадах с общим эмиттером (ОЭ), включенных параллельно. Каскады построены на биполярных транзисторах КТ312В.

Схема содержит источник сигнала, регулируемый усилитель (РУ), амплитудный детектор (АМДет), а также полосовые фильтры (ПФ) на выходе для выделения полезного сигнала. Все перечисленные элементы АРУ представлены в виде подсхем. Также на схеме присутствует источник помехи, в качестве которой используем обычный радиосигнал.

На рисунках 3–5 представлены подсхемы для трех вариантов построения схемы АРУ.

Чтобы определить, какой из режимов имеет выигрыш по помехозащищенности, мы провели определенные измерения характеристик схем и для сравнения построили зависимости коэффициента блокировки от изменения входного напряжения. Коэффициент блокирования радиоприемного устройства — это отношение разности

уровней сигнала на выходе РПУ при отсутствии и при наличии мешающего сигнала на его входе к уровню этого сигнала при отсутствии мешающего сигнала. Результат показан на рисунке 6.

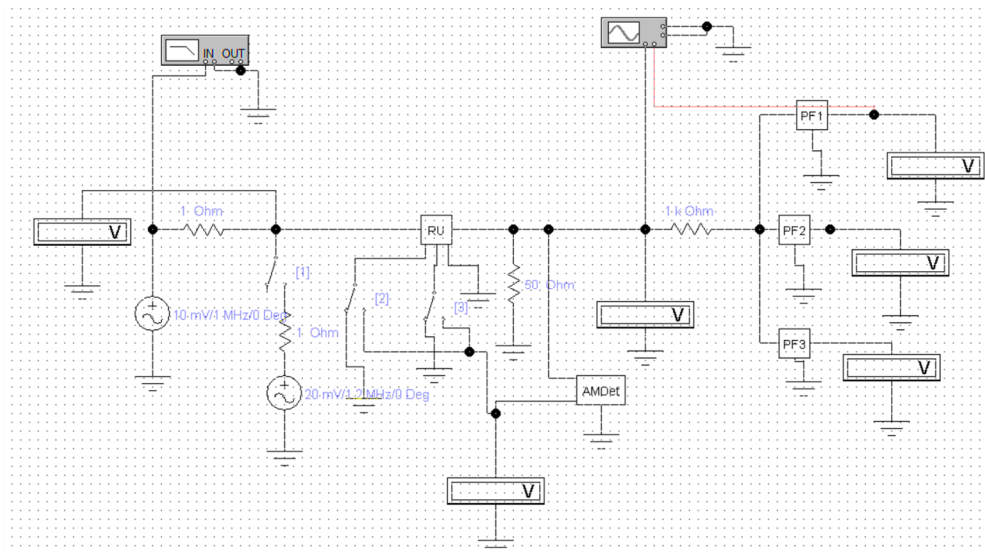


Рисунок 2 — Принципиальная схема системы АРУ на каскадах с ОЭ

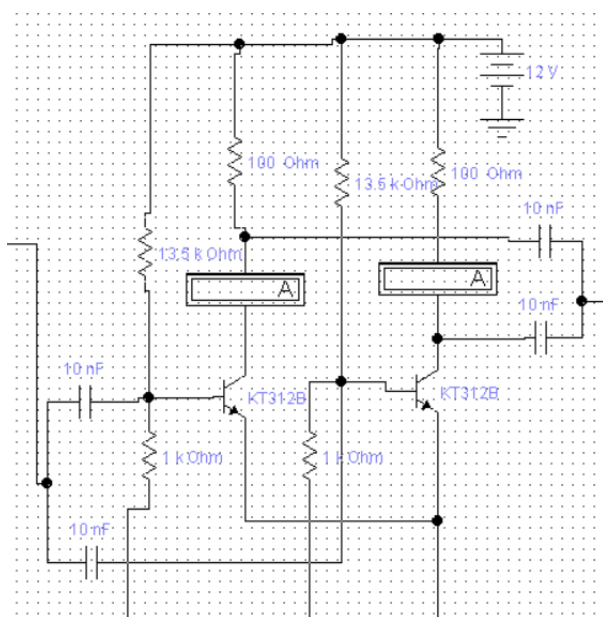


Рисунок 3 — Подсхема RU на основе каскадов с ОЭ

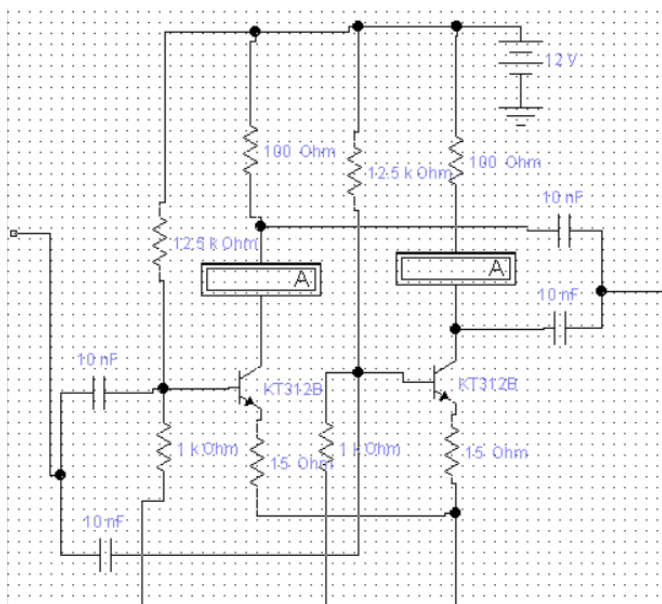


Рисунок 4 — Подсхема RU на основе каскадов с ОЭ с ОС

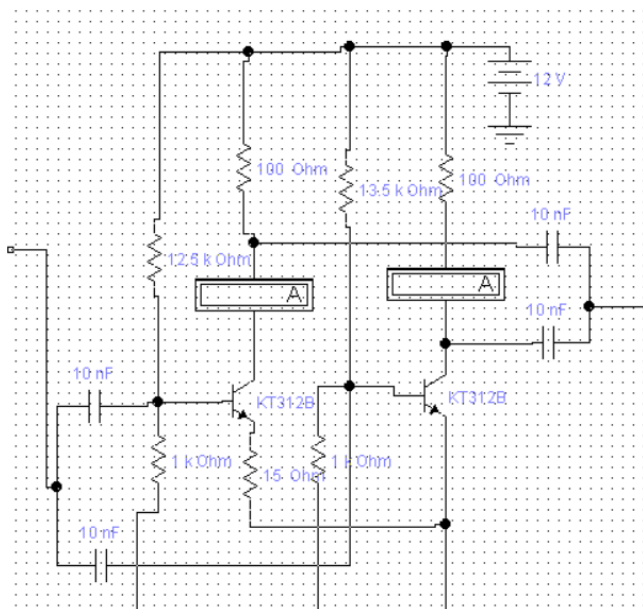


Рисунок 5 — Подсхема RU на основе каскадов с ОЭ и с ОЭ с ОС

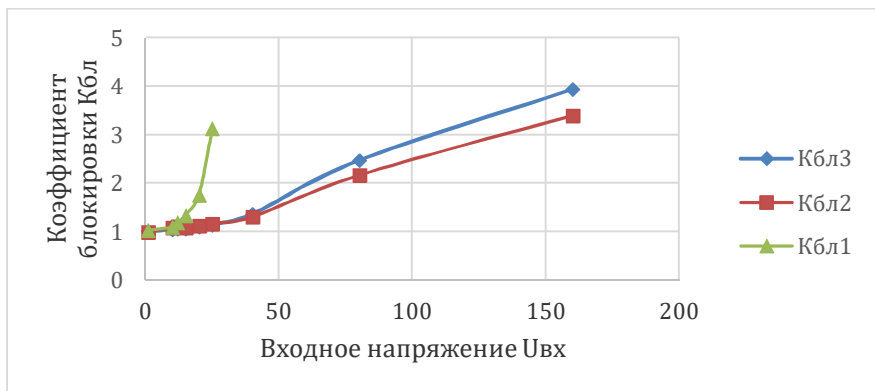


Рисунок 6 — Зависимость $K_{бл}$ от $U_{вх}$:

- 1 — схема на основе каскадов с ОЭ; 2 — на основе каскадов с ОЭ с ОС;
 3 — на основе каскадов с ОЭ и с ОЭ с ОС

На рисунке 6 мы наблюдаем следующее: коэффициент блокировки схемы на основе каскадов с ОЭ и с ОЭ с ОС уменьшился почти в 4 раза, соответственно выигрыш по помехозащищенности самый большой и составляет 4 раза при увеличении входного напряжения более чем в 4 раза.

Далее разберем вариант, когда к схеме подключается источник помехи. В роли помехи будем использовать обычный сигнал с частотой 1,2 МГц. Рассмотрим только режимы работы АРУ, при которых присутствует регулируемое усиление — то есть когда ОС подключена к одному и к двум каскадам (рисунок 7).

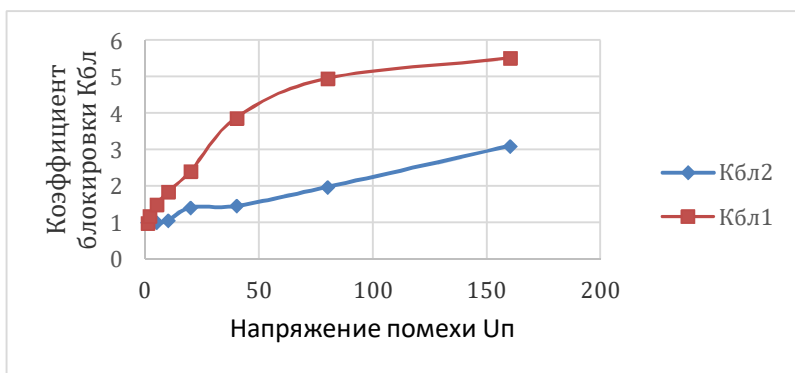


Рисунок 7 — Зависимость K от $U_п$:

- 1 — при подключении одного каскада к ОС;
 2 — при подключении двух каскадов к ОС

По рисунку можно сделать вывод, что при подключении одного каскада к ОС выигрыш по помехозащищенности практически в 2 раза больше, чем при подключении двух каскадов.

Результаты измерений и моделирования показали, что введение дополнительного нерегулируемого каскада позволило повысить помехозащищенность системы АРУ по сравнению с другими вариантами.

Литература

1. Якушевич Г.Н. Радиоавтоматика: учеб. пособие. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2005. 228 с.

Хворостяная Юлия Сергеевна – студент, гр. 1В9-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: khvorostyanaya1998@mail.ru.

Якушевич Геннадий Николаевич – канд. техн. наук, ст. науч. сотр., каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail:mrc@main.tusur.ru.

AGC System for Wideband HF Path of Mobile Receiver

This article discusses methods of improving the noise immunity of receivers by introducing a system with automatic gain control. The AGC system is based on common emitter cascades, the type of gain control is feedback control. Results of the work are given.

Keywords: *wide-band RF path, mobile receiver, AGC system, noise immunity, adjustable amplifier, common emitter cascade, amplitude detector.*

Khvorostyanaya Julia Sergeevna – student of 1В9-М group, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave, 40, e-mail: khvorostyanaya1998@mail.ru.

Yakushevich Gennady Nikolaevich – Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenina av. 40, e-mail: mrc@main.tusur.ru.

А.И. Кураленко, В.Р. Мавлютова

**ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ
ПОДСИСТЕМ ЖУРНАЛИРОВАНИЯ СОБЫТИЙ НА ОСНОВЕ ПРАВИЛ
НОРМАЛИЗАЦИИ И КОРРЕЛЯЦИИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СОБЫТИЯМИ
ИБ МАХPATROL SIEM**

На основе правил нормализации и корреляции исследуется особенность работы системы управления событиями ИБ MaxPatrol SIEM. При разработке правил нормализации часто возникают проблемы разбора форматов событий. Проведена аналитика всех форматов сообщений, которые собирает система, и протоколов их передачи. Проанализирована база знаний Positive Technologies, установлена связь между форматами сообщений поддерживаемых источников и протоколами передачи этих сообщений.

Ключевые слова: система SIEM, система управления событиями, протоколы передачи, форматы событий, правила нормализации, правила корреляции, логирование, экспертная оценка.

В результате аналитики была составлена таблица соответствия между форматами сообщений поддерживаемых источников и протоколами передачи этих сообщений [1, 2].

По данной таблице построены следующие графики и диаграммы (рисунки 1–6).

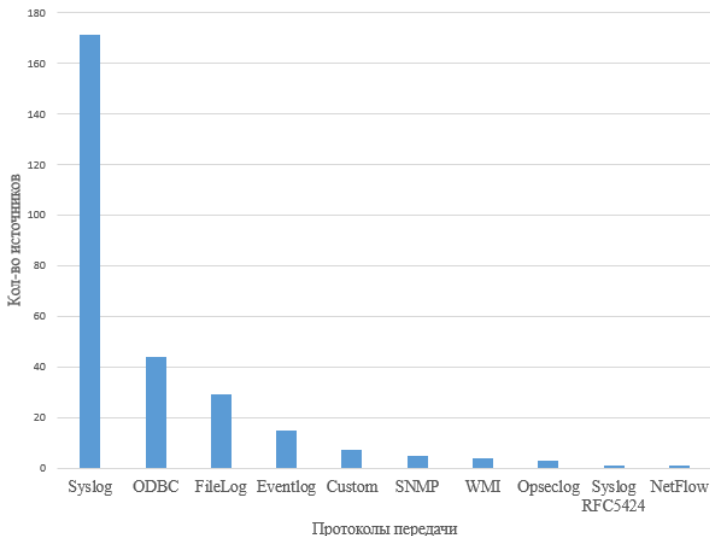


Рисунок 1 — Распределение протоколов по всем источникам

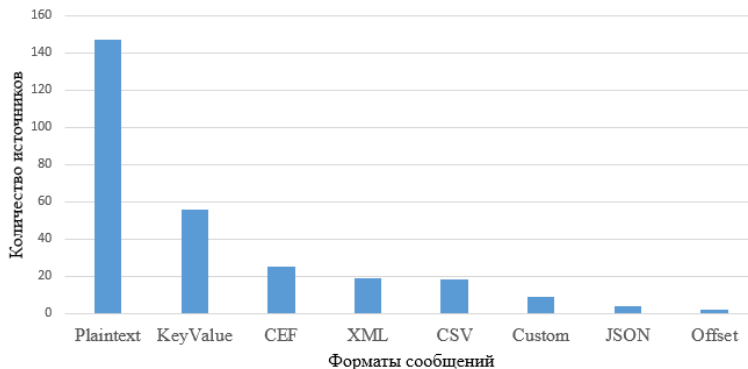


Рисунок 2 — Распределение форматов сообщений по источникам

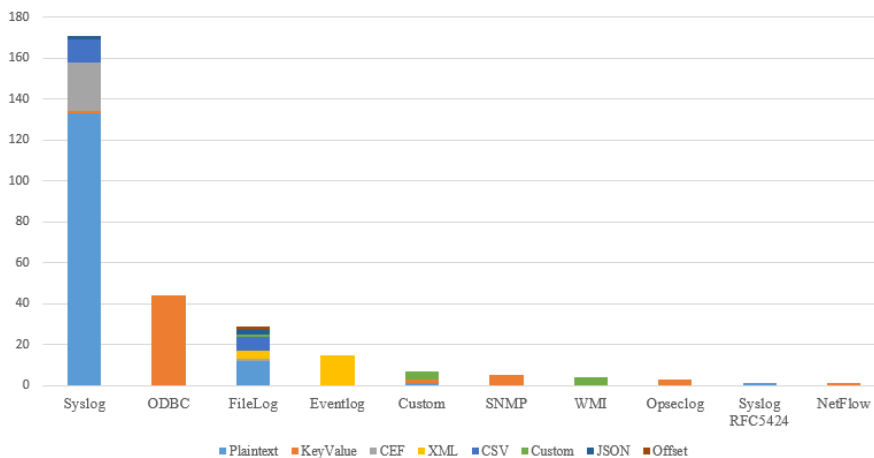


Рисунок 3 — Распределение форматов по всем протоколам

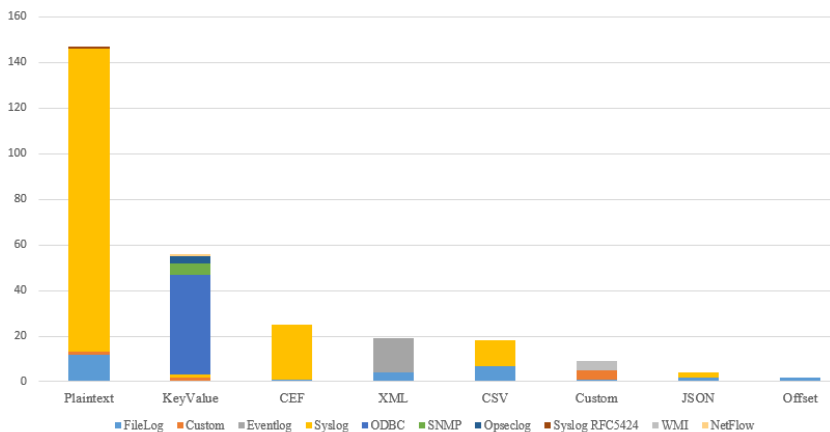


Рисунок 4 — Распределение протоколов по форматам

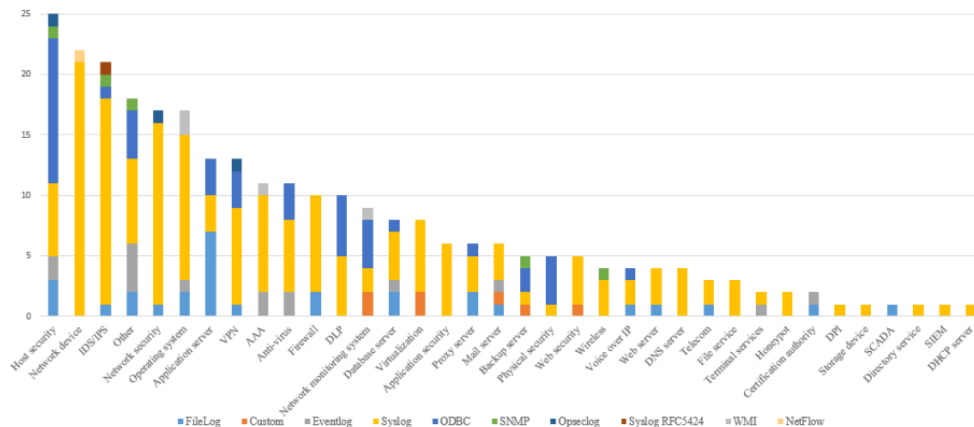


Рисунок 5 — Распределение протоколов передачи по категориям оборудования и программного обеспечения

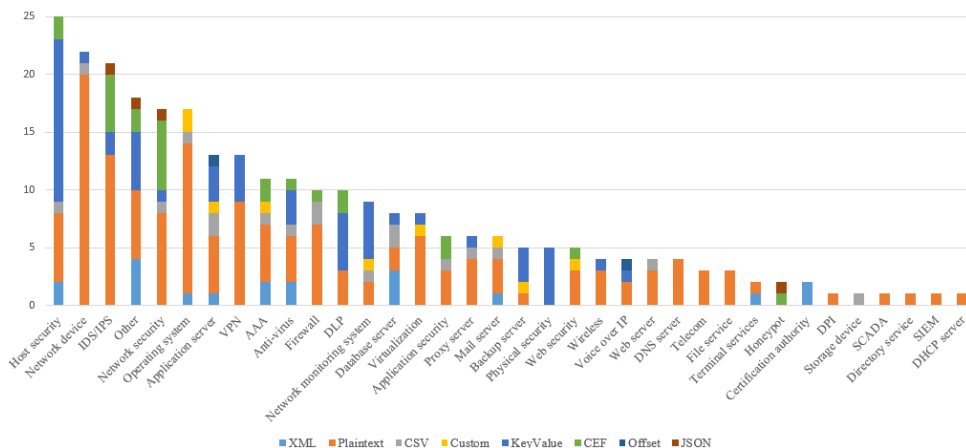


Рисунок 6 — Распределение форматов сообщений по категориям оборудования и программного обеспечения

Протокол Syslog пользуется наибольшей популярностью, так как SIEM-системой поддержано очень много сетевых устройств, которые передают по протоколу Syslog. Он максимально просто реализуется и по функциональности, очень просто позволяет передать события от источника в SIEM [3, 4].

ODBC находится на втором месте, так как многие предпочитают хранить данные в базах данных и с помощью ODBC непосредственно получают события с них [5, 6].

По форматам наибольшей популярностью пользуется Plaintext, так как неструктурированные данные проще формировать [7].

На следующих графиках видно наглядное соответствие форматов сообщений протоколам (см. рисунки 3, 4).

Затем были построены графики распределения протоколов передачи и форматов сообщений по категориям оборудования и программного обеспечения (см. рисунки 5 и 6).

Далее на основе сложившегося представления о соответствии форматов сообщений тому или иному протоколу, распределения форматов и протоколов по категориям оборудования и программного обеспечения, экспертной оценки протоколов передачи и форматов сообщения были составлены общие рекомендации для разработки подсистем логирования событий в приложениях, интегрируемых с системами SIEM.

Общие выводы по проведенной аналитике.

- В случае передачи событий в доверенной среде (среда защищена какими-либо средствами защиты информации) предпочтительнее использовать протокол Syslog, так как он наименее нагружает систему.

- Если требуется передача по открытым каналам связи, лучше использовать протокол Eventlog или же ODBC, однако на ODBC накладывается ограничение ввиду высокой нагрузки на систему, которую необходимо учитывать при разработке. То есть необходимо правильно формировать структуру таблиц, чтобы оптимизировать выборку по событиям [8, 9].

- В случае использования многострочных событий Syslog использовать не рекомендуется, так как он не поддерживает многострочность и это приводит к дальнейшим сложностям при восстановлении событий. Если события многострочные, рекомендуется использовать протоколы Eventlog и ODBC, так как в них поддержка многострочности заложена изначально и удобно реализована [10].

- ODBC предпочтителен в системах, где есть клиент-серверная архитектура, информация собирается в центральном узле. Информации в таком случае очень много, она требует структурированности.

- Комбинация протокола Syslog и формата Plaintext максимально быстрая в реализации, рекомендуется ее применять в случае разработки подсистемы логирования сетевых устройств.

- Рекомендуется дублировать события в локальные файлы для возможности чтения их администраторами.

- В тех случаях, где для транспорта используется протокол TCP, обеспечивается надежность передачи, но при этом требования к сети возрастают и обеспечивается более медленная скорость передачи в сравнении с UDP.

- Оценивая разницу по сложности чтения потока событий, при разработке рекомендуется использовать формат Plaintext или Key-value, так как они являются наиболее адаптированными для чтения человеком и восприятия машиной.

- С точки зрения нормализации событий, структурированные форматы наиболее просто нормализовываются, чем неструктурированные, так как в структурированном событии проще понять по ключевым значениям саму суть события [11, 12].

- Комбинированные форматы сообщений появляются в связи с нехваткой функционала основного формата и являются следствием неправильных расчетов при разработке подсистем логирования. Поэтому не рекомендуется использовать комбинированные форматы, так как они сильно усложняют процесс анализа как визуально, так и с машинной точки зрения.

Литература

1. SIEM системы [Электронный ресурс]. URL: <https://searchinform.ru/products/siem/sravnenie-siem-sistem/> (дата обращения: 01.07.2021).

2. SIEM системы. Обзор [Электронный ресурс]. URL: https://www.anti-malware.ru/analytics/Technology_Analysis/Popular-SIEM-Starter-Use-Cases (дата обращения: 15.07.2021).

3. JSON [Электронный ресурс]. URL: <https://www.hostinger.ru/rukovodstva/chto-takoe-json/> (дата обращения: 01.08.2021).

4. CEF [Электронный ресурс]. URL: <https://nxlog.co/documentation/nxlog-user-guide/cef.html> (дата обращения: 01.08.2021).

5. CSV [Электронный ресурс]. URL: <https://filesreview.com/ru/info/csv> (дата обращения: 01.08.2021).

6. Keyvalue [Электронный ресурс]. URL: https://docs.spectx.com/v2/spectx_core/how_to_guides/pattern_development_guide/parsing_recurring_kvpairs.html (дата обращения: 01.08.2021).

7. Plaintext [Электронный ресурс]. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A2%D0%B5%D0%BA%D1%81%D1%82%D0%BE%D0%B2%D1%8B%D0%B5_%D0%B4%D0%B0%D0%BD%D0%BD%D1%8B%D0%B5 (дата обращения: 01.08.2021).

8. Windows Eventlog [Электронный ресурс]. URL: <https://docs.microsoft.com/en-us/previous-versions/windows/desktop/bb226812%28v%3Dvs.85%29> (дата обращения: 01.08.2021).

9. ODBC [Электронный ресурс]. URL: https://ru.qwe.wiki/wiki/Open_Database_Connectivity (дата обращения: 01.08.2021).

10. Syslog [Электронный ресурс]. URL: <https://wiki.ptsecurity.com/pages/viewpage.action?pageId=94244136&focusedCommentId=96273727#comment-96273727> (дата обращения: 01.08.2021).

11. SNMP [Электронный ресурс]. URL: <http://www.k-max.name/linux/snmp-protocol/> (дата обращения: 01.08.2021).

12. Opsec LEA [Электронный ресурс]. URL: <https://www.pvsm.ru/informatsionnaya-bezopasnost/117386> (дата обращения: 01.08.2021).

Мавлютова Валерия Рустамовна – студент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: mavlutova.lera@gmail.com.

Кураленко А.И. – канд. техн. наук, доцент, каф. радиоэлектроники и систем связи, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

УДК 621.396.946

К.А. Ярков, Ф.Н. Захаров

АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ЛИНИИ СВЯЗИ МЕЖДУ МАЛЫМИ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ

Приведен алгоритм расчёта космической линии связи, а также удобная формула максимально возможной скорости передачи данных канала связи.

***Ключевые слова:** линия связи, малогабаритный космический аппарат, CubeSat.*

Введение

При создании малогабаритных космических аппаратов (МКА) необходимо обеспечить качественный канал связи на сотни километров в условиях серьезных ограничений энергетики и массогабаритных параметров. Под МКА принимаются в первую очередь аппараты типа CubeSat. Именно поэтому энергетические и массогабаритные параметры являются ключевыми при проектировании подобных систем.

Орбитальные группировки (кластеры) МКА на низкой орбите применяются, например, для решения задач дистанционного зондирования Земли, контроля природных чрезвычайных ситуаций, экологического мониторинга, исследования ионосферы. Для оперативного

решения указанных задач необходима надёжная передача данных по линии радиосвязи между любыми МКА группировки. Предполагается, что эти группировки случайным образом расположены друг относительно друга в некоторой области пространства, произвольно ориентированы, а текущая ориентация МКА неизвестна. Поэтому для обеспечения связи МКА–МКА и МКА–Земля целесообразно применение слабонаправленных антенн с круговой диаграммой направленности. На рисунке 1 представлено схематичное изображение ситуации.



Рисунок 1 — Схематичное представление трассы

Предполагается, что в состав системы связи МКА входят устройство сопряжения, микроконтроллер, приёмопередатчик, фидерный тракт, переключатель, антенна. Устройство сопряжения обеспечивает согласование физического уровня линии связи между микроконтроллером и подсистемами МКА. Микроконтроллер через устройство сопряжения обеспечивает сбор данных от подсистем и их передачу в приёмопередатчик и обратно, а также управление системой связи МКА. Приёмопередатчик обеспечивает формирование и приём радиосигналов на частоте f с заданным типом модуляции. Радиосигналы от антенны к приёмопередатчику и обратно поступают через фидерный тракт и переключатель. Особенностью системы связи МКА является использование одной антенны на приём и передачу.

В данной работе под расчётом линии связи между МКА группировки понимается вычисление потенциально достижимой скорости передачи данных при заданных условиях.

Технические ограничения на систему связи МКА приведены в таблице 1.

Цель работы — изложить подход и результаты расчёта линии связи между любой парой МКА группировки и предложить наиболее

подходящие приёмопередатчики для практической реализации системы связи.

Таблица 1 — Исходные данные

Параметр	Обозначение	Величина
Мощность излучения передатчика	P_{tr}	0,1–1 Вт
Несущая частота	f	433/868/915 МГц
Коэффициент усиления антенны	G_i	0 дБ
Коэффициент передачи по мощности от антенны до приемника (КПД)	η_{rec}	–0,5 дБ
Коэффициент передачи по мощности от передатчика до антенны (КПД)	η_{tr}	–0,5 дБ

Рассматривается система, в которой неизвестна ориентация МКА либо возможна различная ориентация при выполнении своих основных задач. Для обеспечения таких систем устойчивой связью рассмотрим использование всенаправленных антенн с коэффициентом усиления $G_i = 0$ дБ.

Потери в тракте от приемника до антенны и от антенны до передатчика одинаковы, так как антенная система на МКА одинакова. Типовое значение ослабления η на подобных трактах составляет 0,5 дБ.

Подход к расчёту линии связи между МКА группировки

Сначала рассчитывается уровень принимаемого сигнала на основе ослабления радиоволны в свободном пространстве и поглощения радиоволн в ионосфере. Поглощение в ионосфере определяется путём определения погонного ослабления на основе справочных данных.

Затем рассчитывается эквивалентная шумовая температура антенны системы связи МКА. По эквивалентной шумовой температуре определяется спектральная плотность мощности эквивалентного шума в полосе сигнала, пренебрегая шумами приёмного тракта. Считается, что шум имеет равномерную спектральную плотность в полосе приёма сигнала.

На последнем этапе выводится выражение для битовой скорости передачи данных с учётом уровня принимаемого сигнала и спектральной плотности мощности эквивалентного шума в полосе сигнала.

Ослабление сигнала на трассе

Рассмотрим канал связи между двумя МКА, находящимися в ионосфере, например орбиту МКС (400 км). Ослабление сигнала на трассе распространения оценим при дальности действия системы связи $d = 1\,000\,000$ м [3]:

$$L_{tr} = \frac{G_i S_a \eta_{rec} \eta_{tr}}{4\pi d^2 L_0}, \quad (1)$$

где S_a — эффективная площадь приемной антенны

$$S_a = \frac{G_i \lambda^2}{4\pi}. \quad (2)$$

Важным элементом расчета является дополнительное ослабление L_0 на трассе, которое для выбранных частот определяется в основном ослаблением в ионосфере. Расчет L_0 выполнен, опираясь на данные Рекомендации МСЭ-R. 618-13, которые аппроксимированы уравнением вида

$$L_0 = 0,0098 f^{-2,0095} [\text{дБ}]. \quad (3)$$

Суммарное ослабление радиоволн в ионосфере согласно формуле (3) приведено на рисунке 2 для угла места с Земли на МКА, равно-го 30° (рекомендации МСЭ-R. 618-13).

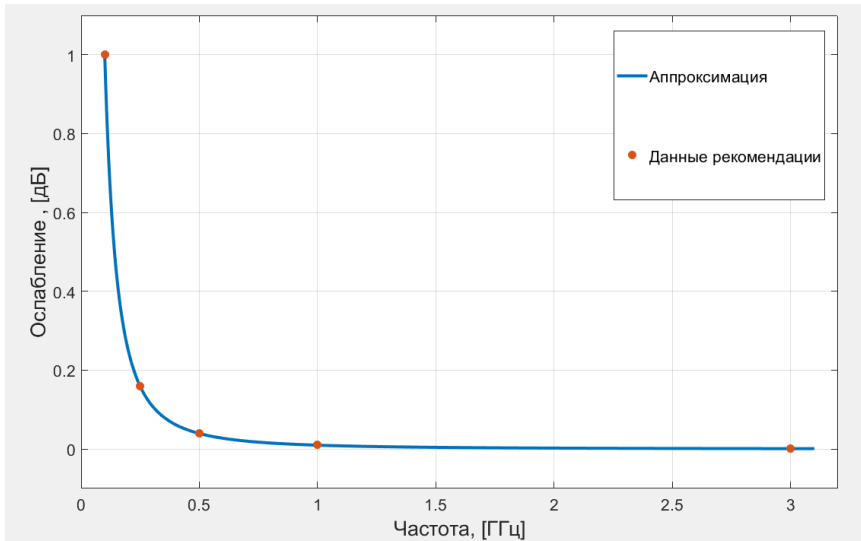


Рисунок 2 — Ослабление сигнала в ионосфере при угле места 30°

При расчете нефиксированной дальности действия системы удобно говорить о погонном ослаблении на 1 м. Данные же из Рекомендации ослабления в ионосфере приведены для угла места, равного 30° . Приняв высоту начала ионосферы в 100 км и ее завершение в 600 км, вычислено погонное ослабление. Схематичное изображение трассы распространения приведено на рисунке 3.

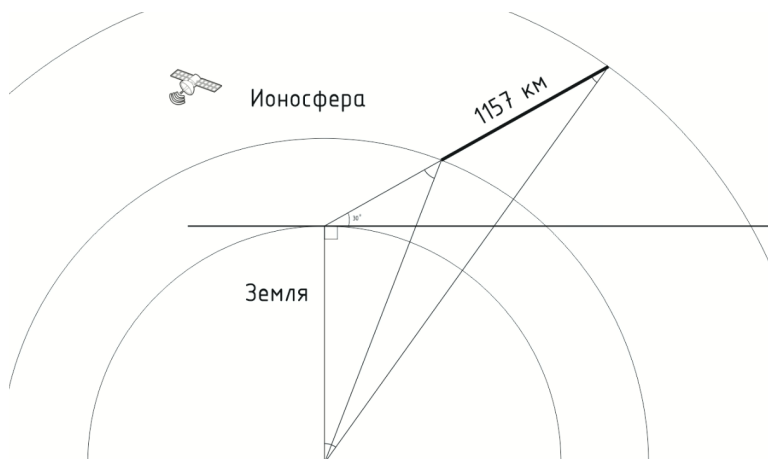


Рисунок 3 — Траектория распространения радиосигнала из рекомендации МСЭ-R. 618-13

Для частот 433, 868 и 915 МГц погонное ослабление составляет $4,55 \cdot 10^{-5}$, $1,12 \cdot 10^{-5}$ и $1,01 \cdot 10^{-5}$ дБ/км соответственно.

Суммарное ослабление на трассе МКА–МКА протяженностью в 1000 км составит $-145,8$ дБ, $-151,8$ дБ, $-152,3$ дБ для частот 433, 868 и 915 МГц соответственно. График зависимости ослабления сигнала от расстояния между МКА представлен на рисунке 4.

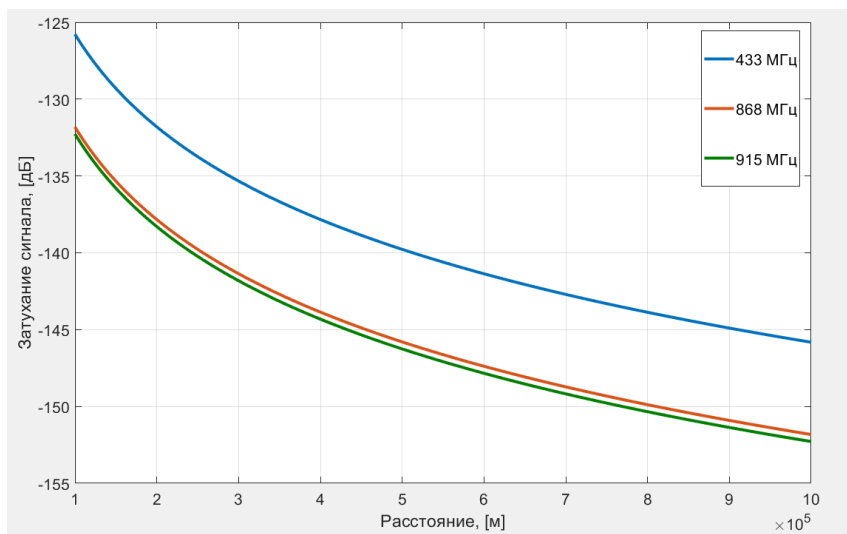


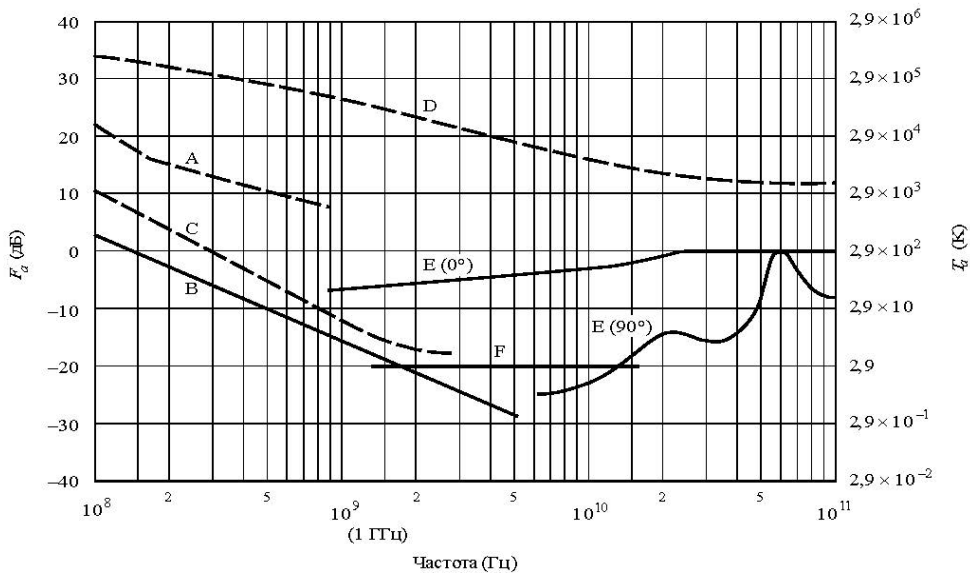
Рисунок 4 — Ослабление сигнала на линии связи МКА–МКА протяженностью 1000 км

Эквивалентная шумовая температура

Эквивалентная шумовая температура T_{ya} определена суммарно согласно Рекомендации Международного союза электросвязи [1]. В качестве членов ряда учтены медианное значение промышленного шума в деловой зоне, галактический шум (рисунок 5). Спокойное Солнце оказывает существенное влияние при использовании узконаправленных антенн по направлению на него. При использовании же всенаправленных антенн яркостная температура Солнца стремится к 0 К:

$$T_S = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} T_{S_n}(\alpha, \beta) d\alpha d\beta, \quad (4)$$

где T_{S_n} — яркостная температура Солнца, равная $2,8 \cdot 10^5$ К в пределах углового размера Солнца $0,5^\circ$ и 0 вне этих пределов.



- A : оценка медианного значения промышленного шума в деловой зоне
- B : галактический шум
- C : галактический шум (антенна, ориентированная к центру галактики, с бесконечно узким лучом)
- D : спокойное Солнце (ширина луча $\frac{1}{2}^\circ$ в направлении Солнца)
- E : шум неба за счет кислорода и паров воды (антенна с очень узким лучом);
верхняя кривая, угол места – 0° , нижняя кривая, угол места – 90°
- F : черное тело (космический фон), 2,7 К
минимальный ожидаемый уровень шума

Р.0372-03

Рисунок 5 — Зависимость эквивалентной шумовой температуры от частоты [1]

Эквивалентная шумовая температура составляет 3848, 1961 и 1860 К для частот 433, 868 и 915 МГц соответственно.

Расчёт максимальной скорости передачи данных

В цифровой связи в качестве критерия качества принято использовать отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума в полосе E_b / N_0 :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_{tr} \tau L_0}{N_0 k_f}, \quad (5)$$

где τ — длительность передачи одного символа, рассчитывается по формуле

$$\tau = \frac{1}{Btr}; \quad (6)$$

N_0 — спектральная плотность шума

$$N_0 = kT_{ya}, \quad (7)$$

где k — постоянная Больцмана.

От критерия качества канала зависит битовая вероятность ошибки. Для различных вариантов помехоустойчивого кодирования и модуляции передаваемого сигнала требуется различное качество канала, чтобы обеспечить одну и ту же битовую вероятность ошибки (рисунок 6):

$$Btr = \frac{P_{tr}}{\frac{E_b}{N_0} N_0 k_f L_{tr}}, \quad (8)$$

или в децибелах

$$Btr = 10P_{tr} - N_0 - k_f + L_{tr} - \frac{E_b}{N_0}, \quad (9)$$

где $N_0 = kT_{ya}$; k_f — шумовой коэффициент антенной системы.

Использование частоты 433 МГц значительно превосходит в энергетическом плане более высокие частоты (868 и 915 МГц).

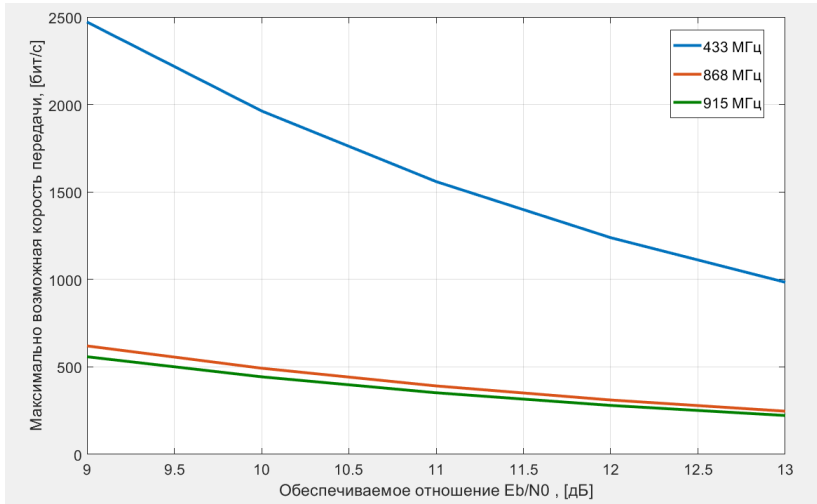


Рисунок 6 — Зависимость максимальной скорости передачи от требуемого качества канала при заданной битовой вероятности ошибки

Микросхемы приёмопередатчиков для МКА

Рассмотрим варианты микросхем приёмопередатчиков для МКА, имеющего жесткие ограничения на массогабаритные параметры (таблица 2).

Таблица 2 — Варианты микросхем приёмопередатчиков

Производитель	Наименование	Несущая частота, МГц
Texas Instruments	cc1201	164–190; 410–475; 820–950
RFColutions	ZETA-433 RF Transceiver	433; 850–870; 915
STMicroelectronics	S2-LPQTR	430–470; 860–940
Analog Devices	ADF7024	431–435; 862–928
Semtech	SX1231	424–510; 290–340; 862–1020

Все указанные микросхемы способны работать на интересующих нас частотах — 433, 868, 915 МГц. Отдельно рассмотрим характеристики микросхем на частоте 433 МГц, так как ослабление радиоволн на этой частоте меньше, чем на частотах 868 и 915 МГц (таблица 3).

Высокую чувствительность имеют лишь микросхемы с применением модуляции FSK и GFSK.

Примем вероятность битовой ошибки равной стандартному значению $P_b = 10^{-4}$. Минимальное отношение E_b / N_0 определим из рисунка 7 [2].

Таблица 3 — Характеристики микросхем приемопередатчиков на частоте 433 МГц

Наименование микросхемы	Чувствительность, дБм	Тип модуляции	Скорость передачи данных, кбит/с
Texas Instruments cc1201	-120	2FSK	1,2
Texas Instruments cc1201	-111	2GFSK	38,4
STMicroelectronics S2-LPQTR	-128	2GFSK	0,3
STMicroelectronics S2-LPQTR	-122	2GFSK	1,2
Analog Devices ADF7024	-107,5	FSK, GFSK	38,4
Semtech SX1231	-118	FSK	1,2

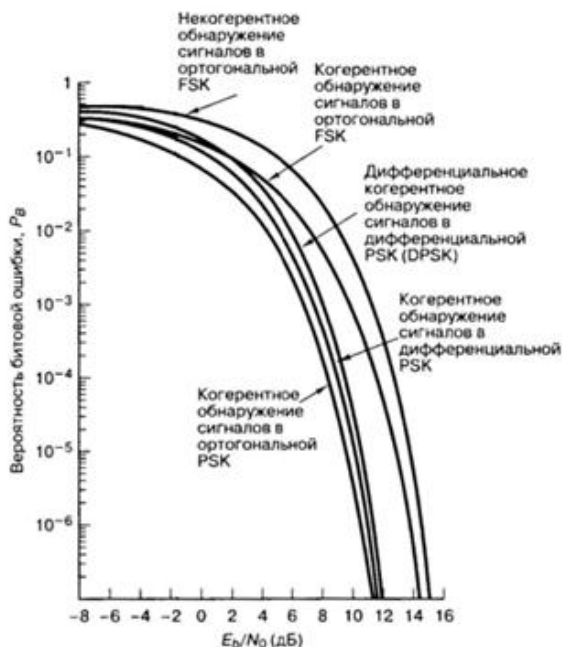


Рисунок 7 — Вероятность P_b появления ошибочного бита для бинарных систем

Для обеспечения необходимой вероятности битовой ошибки отношение E_b / N_0 должно составлять не менее 13 дБ. Тогда битовую скорость передачи информации удобно рассчитать по формуле

$$B = 10^{0,1 \left(P_{tr} - kT_{ya} - k_f + L_{tr} - \frac{E_b}{N_0} \right)}, \quad (10)$$

в которой все члены уравнения выражены в децибелах; k_f принято равным 4 дБ.

Результаты расчёта по формуле (10) представлены в таблице 4.

Таблица 4 – Максимально возможная скорость передачи данных на трассе протяженностью 1000 км

Частота, МГц	433	868	915
Скорость передачи, бит/с	983	246	222

Заключение

Представлен подход для количественной и качественной оценки параметров линии связи системы нескольких МКА на низкой круговой орбите в условиях технических ограничений, накладываемых на мощность излучения приёмопередатчика, габариты антенной системы и ее низкую пространственную избирательность. В подходе учитывается ослабление радиоволн в свободном пространстве, затухание радиоволн в ионосфере и эквивалентная шумовая температура антенны линии связи.

Ожидается, что скорость передачи данных между МКА на расстоянии до 1000 км и центральных частотах излучения 433, 868 и 915 МГц может достигать значений 1000 бод/с для средней мощности излучения не более 1 Вт.

Литература

1. Рекомендация МСЭ-R P.618-13 // Электронная публикация. Женева, 2017.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. Е.Г. Грозы, В.В. Марченко, А.В. Назаренко. М. : Вильямс, 2007. 1104 с.
3. Дудко Б.П. Космические радиотехнические системы : учеб. пособие. М. : Томск, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 291 с.
4. Исследование качества передаваемого сигнала по различным линиям связи с использованием лабораторного стенда комплекта «Телекоммуникационные линии связи» / М.Э. Апаков [и др.] // Технологии инженерных и информационных систем. 2020. № 4. С. 43–55.
5. Патент № 2684199 С1 Российская Федерация, МПК H04W 88/06, H04W 72/04. Сигнализация восходящей линии связи и/или

нисходящей линии связи, относящаяся к различным технологиям радиодоступа : № 2018121098 / Бальдемайр Р., Парквалль С., Мильдх Г.; заявитель ТЕЛЕФОНАКТИЕБОЛАГЕТ ЛМ ЭРИКССОН (ПАБЛ) ; заявл. 10.11.15 ; опубл. 04.04.19.

Ярков Кирилл Алексеевич – инженер, лаборатория распространения радиоволн, Научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kgemn00@gmail.com

Захаров Фёдор Николаевич – зав. лабораторией, Научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru

Algorithm for Calculating the Communication Line between Small Spacecraft

The article presents an algorithm for calculating a space communication line. It also provides a convenient formula for the maximum possible data transmission rate of a communication channel.

Keywords: *communication line; small spacecraft; CubeSat.*

Yarkov Kirill Alekseevich – Engineer, Laboratory of Radio Wave Propagation, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kgemn00@gmail.com.

Zakharov Fedor Nikolaevich – Head of Laboratory, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.

В.Р. Газизянов, Ф.Н. Захаров

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РЕТРАНСЛЯТОРЕ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ПО СТАНДАРТУ GMR-1

Рассмотрена разработка программного модуля, имитирующего цифровую обработку данных в передатчике спутника-ретранслятора по стандарту GMR-1 в среде программирования MatLab/Simulink.

Ключевые слова: *приемопередающий тракт, ретранслятор спутниковой мобильной связи, сигнал/шум.*

В нашем информационном веке важную роль в современной жизни занимает информация, которая становится все более и более важной. Объемы информации постоянно растут, следовательно, необходимо увеличивать объём накопителей. Кроме того, требуются более надежные каналы связи с высокой скоростью передачи данных. Но увеличение объема носителей и скорости передачи по линиям технически сложно и экономически затратно. Следовательно, перед тем как модернизировать системы передачи данных, целесообразно провести моделирование работы таких систем для определения их возможностей и минимизации затрат.

Спутниковые ретрансляторы повторно передают все получаемые сообщения (с переносом на несущую частоту) с регенерацией сообщения или без неё. Регенеративные (цифровые) ретрансляторы перед повторной передачей регенерируют, т.е. демодулируют и восстанавливают, цифровую информацию, заложенную в принятый сигнал. Нерегенеративные ретрансляторы только усиливают и повторно передают сообщение.

Обработка сигналов во временной области широко используется в современной электронной технике и цифровых осциллографах. Для представления сигналов в частотной области используются цифровые анализаторы спектра. Для изучения математических аспектов обработки сигналов было решено использовать математический пакет MatLab/Simulink.

Схема функциональной модели цифровой обработки данных по стандарту GMR-1 [1] представлена на рисунке 1.

Информационные и служебные потоки данных формируются из случайных двоичных чисел с распределением Бернулли.

1. Канал трафика

Кодирование при передаче данных со скоростью 9,6 кбит/с. Каждые 5 мс на вход кодера поступает битовый поток, организованный в блоки по 60 бит (кадр данных). Восемь таких кадров обрабатываются вместе в процессе кодирования, на выходе — $\{d(0), \dots, d(479)\}$.

Перед сверточным кодером к блоку данных из 480 добавляются дополнительные нулевые биты. Эти биты пользовательских данных кодируются сверточным кодером со скоростью $\text{Rate} = 1/2$. Для данного кодирующего устройства длина ограничения равна 5, а порождающие полиномы определяются как

$$\begin{aligned}g_0(D) &= 1 + D^3 + D^4, \\g_1(D) &= 1 + D + D^2 + D^4.\end{aligned}\tag{1}$$

После этого получаем блок, состоящий из 968 битов $\{b(0), \dots, b(967)\}$. После операции прокалывания количество бит в кадре будет составлять 648 $\{c(0), \dots, c(647)\}$. Используемые маски прокалывания для сверточного кодера со скоростью $\text{Rate} = 1/2$:

$$P(2; 3) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}.\tag{2}$$

Перемежение. Полученные 648 бит проходят операцию внутри-пакетного перемежения. Переупорядочиваются биты в строке матрицы 81×8 , затем переставляются столбцы, считывание блока данных происходит по столбцам. На выходе получаем блок $\{e(0), \dots, e(647)\}$.

Скремблирование, мультиплексирование и шифрование. Скремблирование блока данных $\{e(0), \dots, e(647)\}$: маскирующая последовательность генерируется линейным регистром сдвига с обратной связью на основе полинома

$$h(D) = 1 + D + D^{15}.\tag{3}$$

Начальное состояние регистра сдвига задается полиномом

$$i(D) = 1 + D + D^3 + D^6 + D^8 + D^{10} + D^{11} + D^{14}.\tag{4}$$

В начале каждой операции скремблирования регистр сдвига всегда сбрасывается в описанное формулой (2) начальное состояние.

После скремблирования биты мультиплексируются со служебными битами SACCH. Так как SACCH — это медленный канал управления, сообщение передается частями, а именно 20 пакетами. Поэтому к каждому информационному блоку данных прибавляется только 10 бит служебной информации из 200 возможных. Учитывая это, на выходе мультиплексора получаем блок данных $m(k)$, состоящий из 658 битов, который в результате проходит этап шифрования согласно алгоритму A5.

2. Служебный канал

Сообщение, передаваемое кодеру, имеет фиксированный размер 76 бит — $\{d(0), \dots, d(75)\}$.

Кодирование. 16-битный циклический код (CRC-16) применяется к блоку данных с целью обнаружения ошибок в приемнике. На выходе получаем блок данных, состоящий из 92 защищенных битов $\{u(0), \dots, u(91)\}$, который впоследствии кодируется сверточным кодером со скоростью $\text{Rate} = 1/2$. На выходе сверточного кодера 192 бита — $\{c(0), \dots, c(191)\}$.

Перемежение. Блок из 192 битов дополняется еще 8 битами. Блок данных $\{c'(0), \dots, c'(199)\}$ перемежается по строкам матрицы 10×20 , после переставляются столбцы и считывание происходит по столбцам матрицы [3].

Далее происходит мультиплексирование информационных и служебных данных и их шифрование.

В стандарте GMR-1 используется алгоритм шифрования A5 — поточный алгоритм шифрования, используемый для обеспечения конфиденциальности передаваемых данных между телефоном и базовой станцией. Этот шифр основан на побитовом сложении по модулю два генерируемой ПСП и шифруемой информации. Схема регистров в алгоритме представлена на рисунке 2.

ПСП реализуется с помощью трех линейных регистров сдвига с обратной связью длиной 19 (R1), 22 (R2) и 23 (R3) бита [3].

Полиномы обратных связей:

$$x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{14} + 1 \text{ для R1;}$$

$$x^{22} + x^{21} + 1 \text{ для R2;}$$

$$x^{23} + x^{21} + x^8 + 1 \text{ для R3.}$$

Далее происходит мультиплексирование зашифрованных данных с информационным кодированием по принципу Рида – Соломона [2].

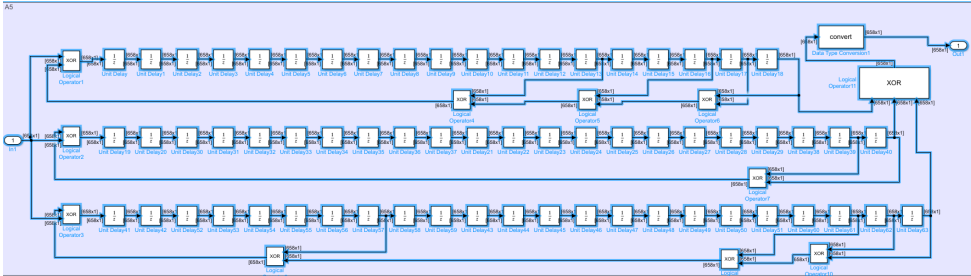


Рисунок 2 — Схема шифрования на основе регистров сдвига

Кодер (15, 9) Рида – Соломона вычисляет и добавляет символы коррекции ошибок (символов четности) к блоку информационных символов. Алгоритм кодирования может быть представлен регистром сдвига обратной связи, показанным на рисунке 3 [3].

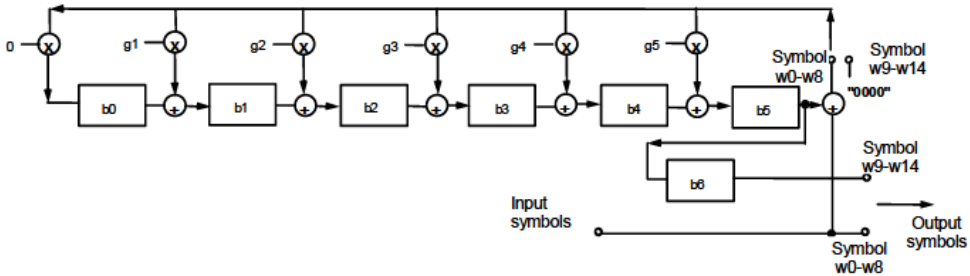


Рисунок 3 — Структурная схема кодера Рида – Соломона

Переключатели направляют символы входного сообщения на выход, а также в генератор четности для первых 9 символов. С 10-го по 15-й символы переключатель направляет в канал обратной связи 0s и перемещает символы исправления ошибок из регистра на выход. Операция сложения «+» и операция умножения «x» указывают на специальную арифметику GF (24).

Затем из всего этого потока данных сформировывается пакет.

Многие пакеты содержат шаблон битов, известный как уникальный шаблон слов, используемый для разрешения фазовых неоднозначностей, присущих модуляции. Пакеты NT9, описанные ниже, позволяют нескольким шаблонам для уникального слова отличать пакеты, содержащие сигнализацию (FACCH), от пакетов, содержащих информацию о пользователе (речь/данные).

Пакет обычного трафика с девятью слотами (NT9) содержит информацию, показанную в таблицах 1, 2 [2].

Таблица 1 — Определение пакета NT9

Полусимвольное число	Длина поля в половину символа	Содержание поля
0–4	5	Период безопасности в половине символов
5–56	52	Кодированные биты e0–e51
57–68	12	Уникальное слово
69–238	170	Кодированные биты e52–e221
239–244	6	Уникальное слово
245–394	150	Кодированные биты e222–e371
395–400	6	Уникальное слово
401–550	150	Кодированные биты e372–e521
551–556	6	Уникальное слово
557–696	140	Кодированные биты e522–e661
697–701	5	Период безопасности в половине символов

Таблица 2 — NT9 уникальное определение слова

Уникальный шаблон слов	Уникальные биты слов
Данные пользователя	(00-00-00-11-11-00---00-11-00---01-10-00---11-01-10)

Частота модулирующих символов составляет 23,4 кбит/с для всех типов пакетов. Период символа T определяется как $1/23,4$ мс.

Схема модуляции, используемая для всех каналов трафика и управления, за исключением двойного пакета поддержки (ДКАВ), ВАСН и FССН, не зависит от того, является ли он восходящей или нисходящей линией связи.

$\pi/4$ -CQPSK — когерентная квадратурная фазовая манипуляция, которая формируется импульсом с использованием корневого косинусного фильтра с коэффициентом свертки 0,35. Это используется ТСН9 [4].

Все передаваемые сигналы $s(t)$ представлены в виде комплексных сигналов основной полосы $x(t)$. Фактический передаваемый сигнал может быть получен из его представления в основной полосе следующим образом:

$$S(t) = \operatorname{Re} \left(x(t) e^{j2\pi ft} \right), \quad (5)$$

где f — несущая частота; Re — действительная часть комплексного числа.

На рисунке 4 представлен результат передачи информации по одному каналу. Первые два сигнала — от модуляции (передающая сторона), а два остальных — до демодуляции (принимающая сторона), наблюдается безошибочная передача бита. Исходя из этого можно сказать, что цифровая связь работает корректно.

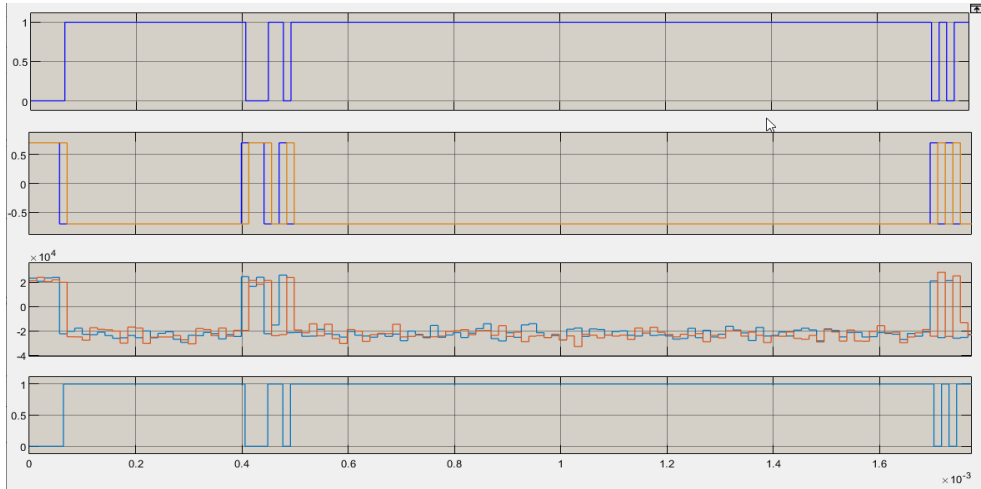


Рисунок 4 — Результат функциональной модели цифровой обработки данных по стандарту GMR-1

В цифровой связи в качестве критерия качества чаще используется нормированная версия отношения сигнал/шум, E_s/N_0 — отношение энергии информационного символа к спектральной плотности мощности шума. E_s — это энергия символа, её можно описать как мощность сигнала S , деленную на время передачи символа T_s . N_0 — это спектральная плотность мощности шума, её можно выразить как мощность шума N , умноженную на ширину полосы W . Поскольку время передачи и скорость передачи символов R_s взаимно обратны, T_s можно заменить на $1/R_s$.

Для имитации канала распространения радиоволн функциональная модель (см. рисунок 1) дополнена блоком канала AWGN, добавляющим к передаваемому сигналу шум. Была определена зависимость битовой вероятности ошибки от отношения сигнал/шум (таблица 3, рисунок 5).

На рисунке 5 показан классический «водопадоподобный» вид зависимости вероятности ошибки от энергии бита. В цифровых системах связи отправляются и принимаются символы путем передачи некоторого сигнала в течение конечного промежутка времени передачи символа — T_s . Применительно к одному информационному символу

мощность (усредненная по времени) зависит от скорости передачи. Для сигналов с дискретной структурой нужна достаточно хорошая метрика в пределах конечного промежутка времени. Более удобным параметром описания цифровых сигналов является энергия, т.е. мощность, проинтегрированная по времени.

Таблица 3 — Значения, полученные экспериментальным путем

$P_b, \%$	11	6,7	2,9	0,87	0,04	0,001	0
$E_s/N_0, \text{дБ}$	1	3	5	7	10	12	13

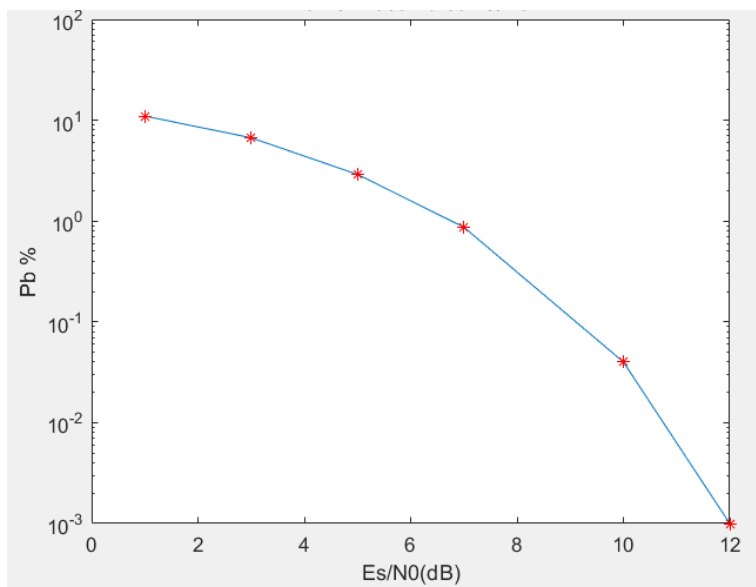


Рисунок 5 — Общий вид зависимости P_b от E_s/N_0

Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK) более сложна, но она удваивает скорость передачи данных (или достигает той же скорости передачи данных при вдвое меньшей ширине полосы частот).

Разработанная модель соответствует алгоритму цифровой обработки данных по стандарту GMR-1 для канала трафика TCH9 и служебного канала SACCH. Данная модель может использоваться как инженерами, решающими задачи проектирования систем мобильной связи, так и студентами, изучающими основы обработки сигналов в аппаратуре связи.

Литература

1. ETSI TS 101 376-5-1 V1.2.1 (2005-02). GEO-Mobile Radio Interface Specifications (Release 1); Part 5: Radio interface physical layer specifications; Sub-part 1: Physical Layer on the Radio Path: General Description; GMR-1 05.001.
2. ETSI TS 101 376-5-2 V1.2.1 (2002-04). GEO-Mobile Radio Interface Specifications; Part 5: Radio interface physical layer specifications; Sub-part 2: Multiplexing and Multiple Access; Stage 2 Service Description; GMR-1 05.002.
3. ETSI TS 101 376-5-3 V1.2.1 (2002-04). GEO-Mobile Radio Interface Specifications; Part 5: Radio interface physical layer specifications; Sub-part 3: Channel Coding; GMR-1 05.003.
4. ETSI TS 101 376-3-9 V1.1.1 (2001-03). GEO-Mobile Radio Interface Specifications; Part 5: Radio interface physical layer specifications; Sub-part 4: Modulation; GMR-1 05.004.
5. ETSI TS 101 376-5-5 V1.3.1 (2005-02). GEO-Mobile Radio Interface Specifications (Release 1); Part 5: Radio interface physical layer specifications; Sub-part 5: Radio Transmission and Reception; GMR-1 05.005.

Газизьянов Вилдар Рамилевич – студент, гр. 1В7, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: good_man98_98@mail.ru

Захаров Фёдор Николаевич – зав. лаб., Научно-исследовательский институт радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru

Digital Signal Processing in the Repeater Satellite Mobile Communication System According to the GMP-1 Standard

The article considers the development of a software module that simulates digital data processing in a satellite repeater transmitter according to the GMR-1 standard in the MATLAB/SIMULINK programming environment.

Keywords: *receiving and transmitting path, mobile satellite communications repeater, signal/noise.*

Gazizyanov Vildar Ramilevich – student of group 1B7, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenin Ave., Tomsk, 634050 Russia, e-mail: good_man98_98@mail.ru.

Zakharov Fedor Nikolaevich – Candidate of Technical Sciences, Head of Laboratory, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Moscow, st. Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.

Секция 4. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВУЗОВ С ПРЕДПРИЯТИЯМИ ОПК

УДК 378.016

Ю.О. Лобода, Н.С. Баулина, Н.С. Чмутова, А.Г. Бондаренко

МАРКЕТИНГ ПАРТНЕРСКИХ ОТНОШЕНИЙ ВО ВЗАИМОДЕЙСТВИИ БИЗНЕСА И УНИВЕРСИТЕТОВ

Рассматривается маркетинг партнерских отношений на примере взаимодействия компании «НейроМех» и студентов-участников ГПО ТУСУРа.

Ключевые слова: ГПО, нейроинтерфейс, ПО, КИБЭВС-1812, сотрудничество.

Для того чтобы создать инновационный продукт и ускоренно вывести его на рынок, необходимо разработать реалистичные маркетинговые стратегии и планы, а также использовать доступные и корректные методы и инструменты маркетинга на всех стадиях разработки и продвижения инновационного проекта.

Не последнюю роль в этом играют партнерские связи между университетами, предприятиями и научно-исследовательскими институтами: они способствуют обмену специалистами и учащимися для формирования компетенций выпускников университета с перспективными потребностями предприятия-партнера. Существуют различные виды взаимоотношений между предприятиями и университетами: это может быть научно-исследовательская деятельность, трудоустройство выпускников на неполный рабочий день, прохождение студентами производственных практик или же групповое проектное обучение (ГПО) по определенному направлению [1].

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники и компания «НейроМех» выстраивают взаимоотношения на базе группового проектного обучения. «НейроМех» как предприятие-партнер ведет проект КИБЭВС-1812 по направлению «Информационные технологии». Целью проекта является программирование андроида InMoov.

ТУСУР организует работу студентов, направленную на практическое закрепление знаний и навыков проектной, научно-исследовательской и организационно-управленческой деятельности на приме-

ре разработки инновационных проектов, ориентированных на их дальнейшее коммерческое использование [2]. Групповое проектное обучение позволяет обеспечить участие студентов в разработке реальных проектов на предприятиях, тем самым способствуя формированию у них личного портфолио работ и профессиональных компетенций, а именно:

- готовности применять основы программирования к проектированию, конструированию и тестированию программных продуктов;
- владения навыками использования различных технологий разработки программного обеспечения (ПО);
- владения стандартами и этапами жизненного цикла инновационного проекта.

В итоге выпускники университета конкурентоспособны на рынке труда, что способствует повышению позиции университета в мировых рейтингах.

Одной из основных задач ГПО проекта КИБЭВС-1812 является программирование человекоподобного робота. Оно осуществляется с помощью разработанного компанией «НейроМех» образца универсального программного обеспечения для управления мехатронными системами [5].

Данное программное обеспечение позволяет управлять роботизированными средствами с помощью нейроинтерфейса. Это достигается путем включения искусственного интеллекта в процесс интерпретации сигнала мозга и преобразования его в действие. Использование данного ПО имеет свои преимущества:

- исключает инвазивные средства приема-передачи сигнала: электроды, вживляемые в ткани тела человека или кору головного мозга;
- высокая точность считывания и передачи сигнала, благодаря чему становится доступным использование данного ПО для выполнения работ с высокой специфичностью;
- реализуется активное управление устройством с помощью специальной обработки сигналов нейроинтерфейса;
- благодаря преимуществам обучения с помощью используемого искусственного интеллекта значительно сокращается время обучения управлению устройством;
- управление устройством становится возможным без постоянной помощи специалиста, так как является простым и понятным в использовании.

Разработанное ПО не только делает использование мехатронных устройств доступным и понятным для студентов, но и позволяет плодотворно работать с ними, выполняя разнообразные и специфичные задачи.

Студенты, работая в рамках ГПО, проводят анализ и отладку, выявляют дефекты, исправляют ошибки и подготавливают отчет. В свою очередь, благодаря использованию студентами опытного образца ПО, компания «НейроМех» имеет возможность получать подробный анализ достоинств и недостатков своего продукта и предложения по его усовершенствованию, на основании которых можно определить вектор дальнейшего развития/разработки своего проекта.

Многие инновационные проекты завершаются на стадии опытного образца, так как после тестирования продукта может выясниться, что товар уже не может считаться инновацией, так как не выполняется одно или несколько основных свойств инновации, а именно технически невозможно реализовать товар, и/или затраты на реализацию слишком высоки, и/или к моменту производства опытного образца товар уже не является востребованным на рынке, и/или не считается научно-технически новым [3]. Компания «НейроМех» посредством ГПО сокращает время на разработку и отладку своего зарождающегося продукта. Благодаря работе студентов в рамках группового проектного обучения у руководителя формируется более ясное понимание дальнейшей судьбы проекта [6]. Перед выходом на новую стадию проекта принимается решение о его продолжении или прекращении (рисунки 1).

Проект компании «НейроМех» находится на «переломной» стадии большинства инновационных проектов – создание опытного образца, после выполнения которой необходимо принять решение: целесообразно ли выполнение следующего этапа инновационного проекта или проект необходимо закрыть, так как не выполняется одно или несколько свойств инноваций, о которых мы говорили ранее.

Каждый этап в процессе — от идеи к выведению товара на рынок — требует всё больше затрат, поэтому для малых инновационных предприятий сотрудничество с университетами является важной обоюдовыгодной стратегической задачей, благодаря которой снижается конечный риск для производимого компанией инновационного продукта [4].

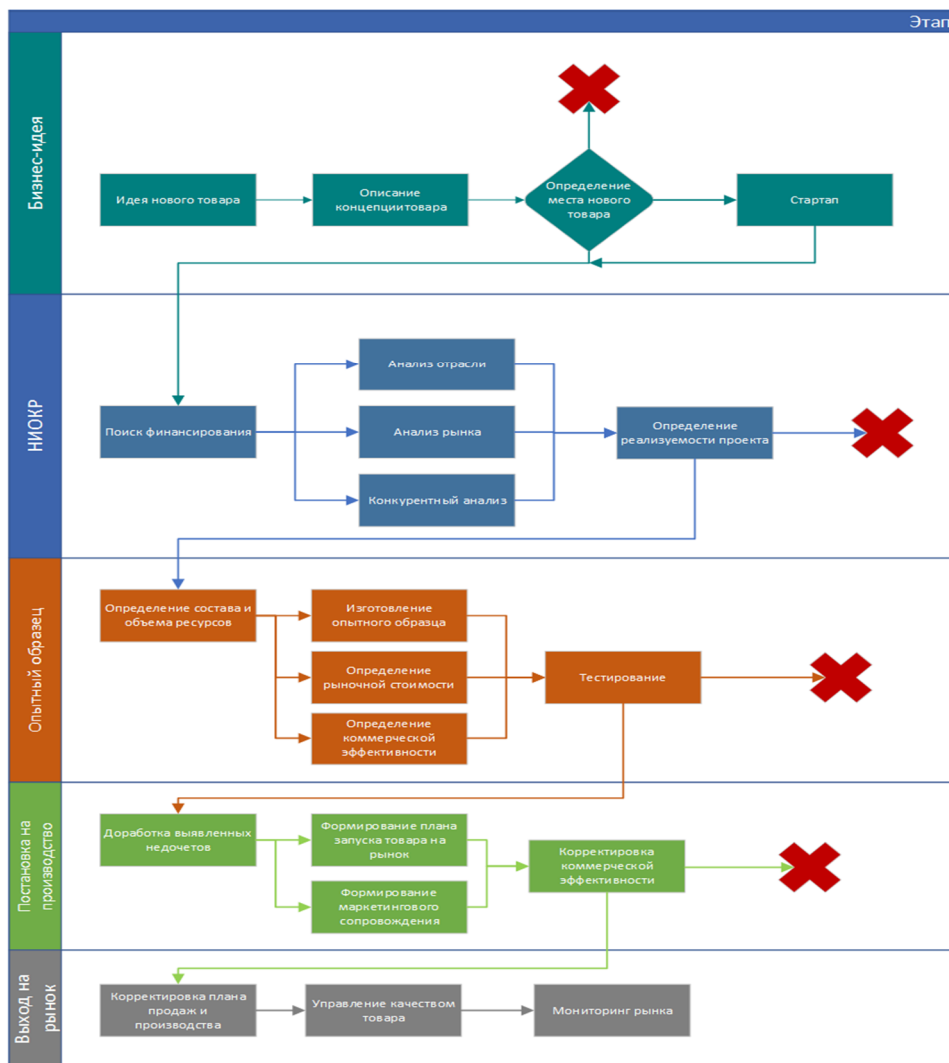


Рисунок 1 — Стадии инновационного проекта

Литература

1. Методическое пособие по взаимодействию вузов и промышленных предприятий / Клуб директоров по науке и инновациям. URL: <http://irdclub.ru/wp-content/uploads/2017/04/UI-collaboration-toolkit.pdf>.
2. Проекты ГПО. URL: <https://gpo.tusur.ru/>
3. Основные свойства и критерии инноваций. URL: https://studopedia.ru/7_6331_osnovnie-svoystva-i-kriterii-innovatsiy.html.

4. Инновационная деятельность и ее методика. 1.6 Модель «Ворота». URL: https://vuzlit.ru/1217488/model_vorota.

5. Управление мехатронными системами нейроинтерфейсом [Электронный ресурс] / Ю.О. Лобода [и др.]. 2017. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=30732464>.

6. Модель взаимодействия вуза с предприятиями на основе нейросети [Электронный ресурс] / В.В. Орлова [и др.]. Томск, 2020. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=44717499>.

Юлия Олеговна Лобода – доцент каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, доцент Института информационных технологий Томск. гос. пед. ун-та, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: yulloboda@gmail.com.

Наталья Сергеевна Баулина – магистрант 2-го курса факультета информационных технологий, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: Baulina-tasha217@yandex.ru.

Надежда Сергеевна Чмутова – студент 5-го курса факультета психологии, Томск. гос. ун-т, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36, e-mail: amdin@mail.ru.

Арина Геннадьевна Бондаренко – студент 4-го курса факультета безопасности, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: bag_013@list.ru.

Marketing of Partnerships in the Interaction of Business and Universities

The article deals with the marketing of partnerships in the sample of interaction between the company "NeuroMeh" and students-participants of the GPO TUSUR.

Keywords: *GPO, neural interface, SOFTWARE, KIBEVS-1812, cooperation.*

Julia Olegovna Loboda – Assoc. Professor of Integrated Information Security of Electronic Computing Systems of Omsk State University and Control Systems and Radioelectronics, Assoc. Professor of the Institute of Information Technologies of Tomsk State University Pedagogical University, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: yulloboda@gmail.com.

Natalia Sergeevna Baulina – 2nd year undergraduate student of the Faculty of Information Technologies of Tomsk State University of Control

Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, study group 010-M, e-mail: Baulina-tasha217@yandex.ru.

Nadezhda Sergeevna Chmutova – 5th year student of the Faculty of Psychology of Tomsk State University, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 36, study group 20750, e-mail: amdir.n@mail.ru.

Arina Bondarenko – 4th year student of the Faculty of Security of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, study group 738-1, e-mail: bag_013@list.ru.

УДК 378.14

Д.О. Ноздреватых, П.А. Полянских

ЦЕЛЕВОЕ ОБУЧЕНИЕ: ГАРАНТИЯ ИЛИ ВОЗМОЖНОСТЬ?

Рассматривается взаимодействие Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники с предприятиями оборонно-промышленного комплекса (ОПК) на примере кафедры радиотехнических систем. Затрагивается вопрос о целевом обучении. Показана модель «школа–вуз–предприятие».

Ключевые слова: *предприятия ОПК, целевая программа, обучение студентов, модель «школа–вуз–предприятие».*

С каждым годом все больше абитуриентов интересуются дополнительными способами поступления. Самым популярным из них остается поступление в пределах целевой квоты. Однако с целевым приемом связано много заблуждений. К примеру, некоторые школьники уверены, что, получив целевой контракт, можно расслабиться и поступить в престижный вуз даже с низкими баллами ЕГЭ.

«Целевой» подход к получению образования в нашей стране действует с 60-х годов XX века. Тогда отдаленные и труднодоступные регионы, небольшие населенные пункты сельской местности именно за счет «целевиков» обеспечивали себя грамотными специалистами. Расходы на обучение, проживание и отправку к месту работы такого выпускника полностью ложились на плечи государства.

Со сменой власти в России менялись и подходы к целевому обучению в вузах. В частности, постоянно корректируется процентное распределение квот по наиболее востребованным специальностям.

С 2019 года поиск потенциального работодателя полностью лег на плечи абитуриента и его семьи.

С 1 января 2021 года вступили в силу новые правила целевого обучения в вузах. Документ рассчитан на шесть лет (Постановление от 13 октября 2020 года № 16811) и имеет ряд нововведений:

- равная ответственность по трудоустройству выпускников вводится для организаций всех типов, включая образовательные;
- органы государственной власти конкретного региона согласовывают количество бюджетных мест, выделяемых для области или края на целевое обучение.

Какую специальность выбрать и сколько будет обучение длиться? Это два главных вопроса, которые интересуют выпускников школ, выбирающих подходящие программы в вузе. «Целевики» в этом смысле от обычных абитуриентов ничем не отличаются. Квоту на обучение можно получить по разным уровням подготовки.

Бакалавриат. В бакалаврских программах подготовки доля целевиков составляет от 10 до 50% из выделенных бюджетных мест. Максимальные 50% в 2021 году отданы нескольким творческим специальностям: «Социально-культурная деятельность», «Режиссура театрализованных представлений и праздников», «Хореографическое исполнительство», «Музыкально-инструментальное искусство», «Библиотечно-информационная деятельность» и другие.

Специалитет. Пять лет обучения, классическое образование и редкие направления подготовки, где все бюджетные места отданы под целевое обучение. Например, полностью «целевики» обучаются на специальностях «Противодействие техническим разведкам», «Техническая эксплуатация и восстановление электросистем и пилотажно-навигационных комплексов боевых летательных аппаратов», «Военная журналистика».

Магистратура. Цифры по подготовке «целевиков» идентичны — от 10 до 50%. На творческие профессии по-прежнему около половины бюджетных мест заняты квотами на целевое обучение: «Социально-культурная деятельность» (50%), «Музеология и охрана объектов культурного и природного наследия» (50%), «Библиотечно-информационная деятельность» (50%), «Музыкально-инструментальное искусство» (50%), «Народная художественная культура» (40%), «Спорт» (40%).

Аспирантура. Здесь, пожалуй, самый большой разброс процентного соотношения бюджетных мест, выделяемых под целевое обучение в вузе в 2021 году. Всего 5% отводится «целевикам» на изучение специальностей «Фармация» и «Искусствоведение». И полностью 100% — на изучение рыбного хозяйства.

Но не стоит забывать, что 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 [1].

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. Такому процессу сопутствуют определенные учебным планом научно-исследовательская работа и групповое проектное обучение, производственные практики на предприятиях, занятия на базовых кафедрах предприятий.

В настоящее время существуют различные формы взаимодействия высших учебных заведений и предприятий. По результатам исследования 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 [2].

Количественная оценка показателей показана на рисунках 1, 2.

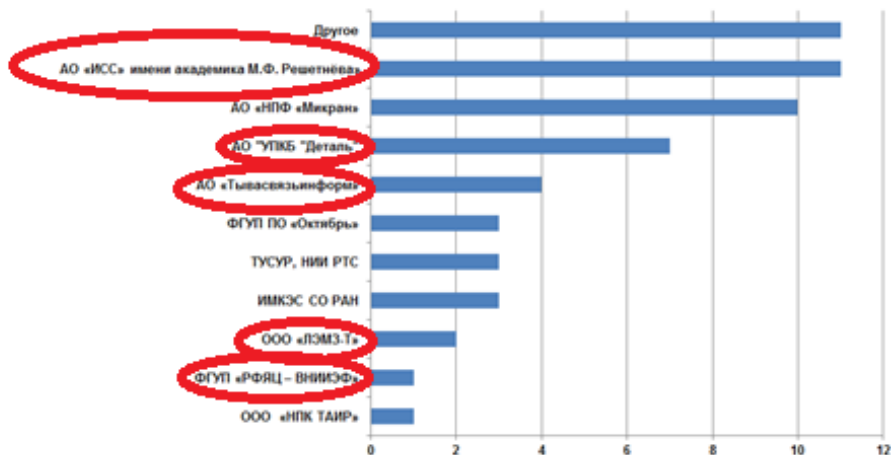


Рисунок 1 — Распределение студентов на производственную практику в 2019 году (очное обучение)

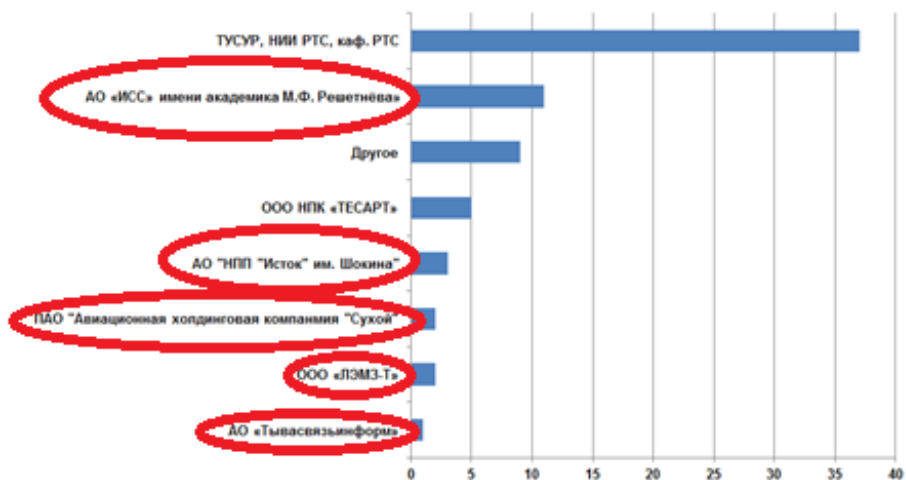


Рисунок 2 — Распределение студентов на производственную практику в 2020 году (очное обучение)

Из рисунков видно, что доля целевых студентов обеспечивает выполнение показателей по распределению студентов на предприятия

и дальнейшее трудоустройство. Эллипсами выделены предприятия-партнеры, предприятия ОПК.

Обучение в высшем учебном заведении по целевой программе возможно и в том случае, когда абитуриент уже стал студентом. Предприятие может заключить целевые контракты со студентами практически на тех же условиях, что с абитуриентом. Основная разница между двумя эти способами — в возможности более «мягких» условий в случае невыполнения сторонами, как правило обучающимся, своих обязанностей по условиям договора.

Поступление в вуз по целевой квоте должно быть взвешенным шагом абитуриента. вуз и предприятие должны в полном объеме донести всю информацию и все условия не только до абитуриента, но и до его родителей (законных представителей).

На практике нередки случаи, когда на 2–3-м курсе обучения студент понимает, что ошибся с выбором будущей специальности и не желает продолжать обучение, это приводит к его отчислению и в дальнейшем к штрафным санкциям согласно договору о целевом обучении.

Набор абитуриентов на места в пределах квоты целевого набора необходимо проводить совместно с предприятиями. Предоставление права на целевое обучение необходимо реализовывать только с теми абитуриентами, кто ознакомился со всеми нюансами и спецификой как будущей специальности, так и направленностью работы предприятия.

Поэтому стратегия кафедры РТС ТУСУРа направлена на дальнейшее расширение взаимодействия с предприятиями ОПК, при котором студенты обучаются по целевой технологии и для успешной трудовой деятельности получают набор необходимых компетенций в соответствии с профессиональными стандартами. Активная профориентационная работа на кафедре направлена на погружение абитуриентов, начиная с 8-го класса, в специфику специальностей кафедры РТС в частности и ТУСУРа в целом.

Литература

1. 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.

2. Куприц В.Ю., Мелихов С.В., Ноздреватых Д.О. Взаимодействие Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники с предприятиями оборонно-промышленного комплекса // Шарыгинские чтения – 2019. I всерос. науч. конф. ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации, Томск, 18–19 сентября 2019 г. : сб. тр. конф. Томск, 2019. С. 237–241.

Ноздреватых Дарья Олеговна – ст. преподаватель, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: daria.o.nozdrevatykh@tusur.ru

Полянских Петр Андреевич – ст. преподаватель, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: polyanskix@gmail.com

Targeted Training: A Guarantee or an Opportunity?

The article discusses the interaction of Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics with enterprises of the military-industrial complex (MIC) on the example of the Department of Radio Engineering Systems. The question of targeted training is raised. The model "school-university-enterprise" is shown.

Keywords: *Ddefense industry enterprises; target program; student training, the "school-university-enterprise" model.*

Nozdrevatykh Daria Olegovna – senior lecturer, Department of electronic systems, Tomsk state University of control systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: daria.o.nozdrevatykh@tusur.ru.

Polyanskikh Peter A. – senior lecturer, Department of electronic systems, Tomsk state University of control systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: polyanskix@gmail.com.

А.А. Булдаков

ПОДГОТОВКА ИНЖЕНЕРНЫХ КАДРОВ
ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ НА ОСНОВЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И АО «НПЦ «ПОЛЮС»

Рассматривается взаимодействие лаборатории печатного монтажа, изготовления фотошаблонов и автоматизации технологических процессов АО «НПЦ «Полюс» и кафедры телевидения и управления Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, ставящих перед собой задачу подготовки квалифицированных инженерных кадров для производства печатных плат.

Ключевые слова: целевой профиль, производственная практика, подготовка кадров, печатные платы.

В настоящее время производство печатных плат сталкивается с проблемой нехватки квалифицированных кадров, способных решать комплекс вопросов, связанных с разработкой и изготовлением печатных плат, качество которых удовлетворяло бы современным требованиям предприятий оборонно-промышленного комплекса (ОПК).

Акционерное общество «Научно-производственный центр «Полюс» (АО «НПЦ «Полюс») долгие годы плодотворно сотрудничает с Томским государственным университетом систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). Студенты, выпускники и аспиранты радиотехнического и радиоконструкторского факультетов успешно проходят производственные и преддипломные практики на предприятии и трудоустраиваются на нем. В последнее время особенно прочные связи возникли между лабораторией печатного монтажа, изготовления фотошаблонов и автоматизации технологических процессов АО «НПЦ «Полюс» и кафедрой телевидения и управления ТУСУРа. Студенты кафедры Гребенюк А.В. и Головина Д.Е. прошли преддипломную практику и совмещали работу на предприятии и обучение в ТУСУРе. После успешного завершения обучения и получения диплома они полноценно устроились на предприятии на должности инженеров-технологов лаборатории.

Гребенюк А.В. после трудоустройства на предприятие поступил в аспирантуру ТУСУРа на профиль «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», по договору, заключенному между АО «НПЦ «Полюс» и ТУСУРом, успешно сдал вступительные экзамены. По этому профилю сейчас он проходит обучение и готовит

диссертацию по теме, связанной с проектированием новых видов печатных плат с модальным резервированием, первые исследования которых представлены в кандидатской диссертации сотрудника АО «НПЦ «Полюс» В.Р. Шарафутдинова [1, 2]. По тому же профилю начал обучение в аспирантуре и начальник лаборатории Булдаков А.А., предполагаемая тема защиты — «Проектирование и создание многослойных печатных плат для критичной радиоэлектронной аппаратуры с учётом электромагнитной совместимости».

Сотрудники лаборатории обязаны успешно выявлять дефекты на стадии разработки печатной платы и предлагать способы их устранения конструкторским отделам АО «НПЦ «Полюс». Эти дефекты могут привести в дальнейшем к неисправимому браку, который возникнет на этапе изготовления печатных плат или монтажа элементов и в лучшем случае потребует их повторного изготовления, а в худшем — выявится во время полноценного функционирования аппаратуры, созданной для ОПК. Такие дефекты могут привести к большому числу человеческих жертв, материальным потерям и экологическим катастрофам, что совершенно недопустимо.

Специфика работы в лаборатории должна предусматривать наличие современных знаний у ее сотрудников в области проектирования печатной платы на этапах подбора элементной базы, разработки принципиальной электрической схемы, компоновки и трассировки рисунка печатной платы, экранирования, а также умения подобрать подходящие для нее материалы и технологию, по которой она будет изготавливаться. Все эти знания закладываются у студентов и аспирантов ТУСУРа на этапе их обучения и прохождения производственных преддипломных практик на предприятии.

Всего на данный момент в лаборатории работают пять человек, трое из которых непосредственно связаны с ТУСУРОм (обучались или проходят обучение). Взаимодействие между ТУСУРОм и АО «НПЦ «Полюс» носит взаимовыгодный характер, поскольку знания, которые получают студенты и аспиранты во время обучения в ТУСУРе, необходимо сначала отработать на практике и только в случае их успешной отработки можно внедрять в производство. Такую возможность дает предприятие в рамках плана новых технологий, который закладывается для инженеров-разработчиков, конструкторов и технологов научных подразделений на каждый год. Также предприятие ежегодно проводит научные секции молодых специалистов, которые позволяют выявлять недочеты и вносить улучшения в разработанные программы по внедрению в производство различных технологий и материалов.

Литература

1. Шарафутдинов В.Р., Газизов Т.Р. Анализ способов резервирования на основе модальной фильтрации // Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 3. С. 117–144. DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10307.

2. Шарафутдинов В.Р., Газизов Т.Р. Новый способ трёхкратного резервирования межсоединений // Доклады ТУСУР. 2019. Т. 22, № 2. С. 26–30.

Булдаков Алексей Александрович – начальник лаборатории печатного монтажа, изготовления фотошаблонов и автоматизации технологических процессов, Акционерное общество «Научно-производственный центр «Полюс», 634050, г. Томск, пр. Кирова, 56 «в», e-mail: alexeitomsk@yandex.ru.

УДК 37.07:004.043

Б.В. Илюхин

КАЧЕСТВО ПРИЕМА В ВУЗ КАК ОСНОВА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ С ПОТЕНЦИАЛЬНЫМИ РАБОТОДАТЕЛЯМИ

Вопросы реформирования, модернизации инженерного образования и качества подготовки технических специалистов неоднократно обсуждались на различных уровнях управления государством, в том числе на заседании Совета при Президенте по науке и образованию [1]. При этом неоднократно подчеркивалась важность приближения образовательного процесса к производству [2] и невозможность развития экономики нового технологического поколения, формирования цифровой экономики без достаточного количества инженерных кадров [3], способных создавать технику и разрабатывать передовые технологии мирового уровня. Умение использовать цифровые технологии стало необходимым для большинства специализаций и профессий. Количество рабочих мест, требующих от работников как минимум базового понимания информационно-коммуникационных и цифровых технологий, стремительно растет, а умение пользоваться ими становится основным требованием к принимаемым сотрудникам. При этом математика, физика, информатика и информационно-коммуникационные технологии (ИКТ) становятся базовыми предметами, необходимыми для освоения компетенций, востребованных цифровой экономикой.

Потребностям в квалифицированных инженерных кадрах был посвящен ряд исследований [4], которые показывают значительный дефицит таких специалистов по инженерным и естественно-научным специальностям. Не случайно количество бюджетных мест в вузах Российской Федерации ежегодно увеличивается именно на инженерные специальности и направления подготовки.

Анализ текущей ситуации

В [5] показана существенная диспропорция между долей выпускников 11-х классов, сдающих предметы ЕГЭ по выбору (кроме русского языка и математики (профиль)), и количеством бюджетных мест в вузах Российской Федерации, на которые эти результаты принимаются как предмет вступительных испытаний. Наиболее явно диспропорция проявляется на гуманитарных предметах (обществознание, литература), где количество сдающих в разы превышает количество бюджетных мест в вузах на те направления подготовки и специальности, на которые принимаются результаты ЕГЭ по данным предметам. Напротив, количество бюджетных мест в вузах Российской Федерации, связанных с результатами ЕГЭ по физике, примерно соответствует числу выпускников, выбирающих данный предмет (рисунок 1).

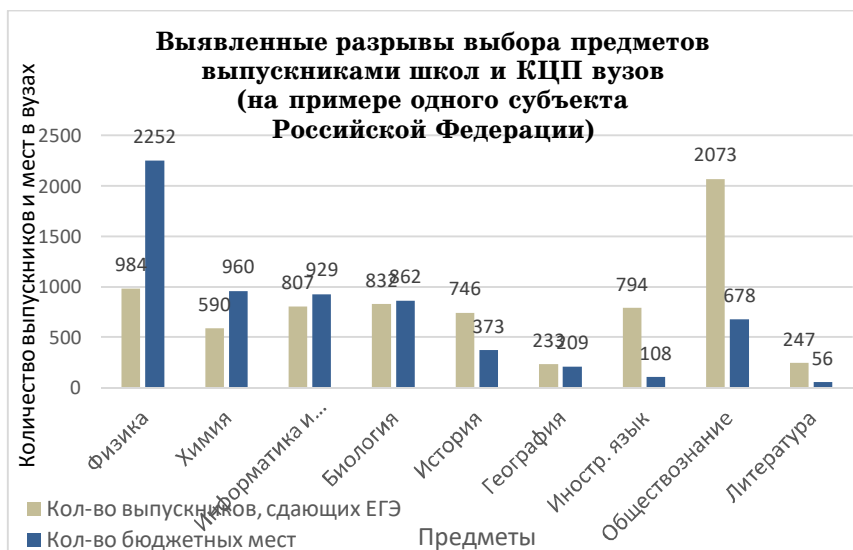


Рисунок 1 — Выявленные разрывы выбора предметов на ЕГЭ и контрольными цифрами приема на направления подготовки и специальности

При этом в 2016–2019 годах была выявлена существенная диспропорция между выбором отдельных предметов для сдачи ГИА-9 выпускниками 9-х классов и выбором предметов ЕГЭ выпускниками 11-х классов (рисунок 2).



Рисунок 2 — Выявленные разрывы выбора предметов на ОГЭ и ЕГЭ

К сожалению, существующие контрольные цифры приема в организации высшего и среднего профессионального образования Российской Федерации не могут удовлетворить спрос на подготовку кадров, востребованных цифровой экономикой. Выявлен ряд проблем, связанных с приемом на направления подготовки, относящиеся к цифровой экономике (далее — ИТ специальности).

1. Действующий Приказ Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации от 21.12.2020 № 729 утверждает методики расчета показателей федерального проекта «Кадры для цифровой экономики» национальной программы «Цифровая экономика Российской Федерации». По расчетам, сделанным согласно методике, нехватка специалистов составляет более 150 000 человек ежегодно.

2. Действующий Приказ Министерства науки и высшего образования Российской Федерации от 6 августа 2021 г. № 722 (Об утверждении перечня вступительных испытаний при приеме на обучение по образовательным программам высшего образования — программам бакалавриата и программам специалитета) допускает прием на отдельные ИТ-специальности по результатам вступительных испытаний

по следующим предметам: обществознание, история, иностранные языки, география, химия и пр.

3. Действующий Порядок приема на обучение по образовательным программам высшего образования — программам бакалавриата, программам специалитета, программам магистратуры (утвержден Приказом Министерства науки и высшего образования РФ от 21.08.2020 г. № 1076) [6] позволяет самому абитуриенту выбирать лучший результат ЕГЭ по предметам из Перечня, установленного Приказом от 06.08.2021 г. № 722.

Такое расширение прав абитуриентов является весьма формальным и не учитывает различий в шкалах оценивания ЕГЭ по разным предметам. Например, баллы, полученные школьниками на ЕГЭ по информатике и ИКТ, значимо (в среднем на 15 тестовых баллов) выше, чем баллы этих же школьников на ЕГЭ по физике (сопоставление проводилось по результатам ЕГЭ, сдававшихся в 2021 году) (рисунок 3).

Действительно, во многих российских регионах уже созданы социально-экономические условия для устойчивого развития как самих регионов, так и инновационной деятельности, осуществляемой в них. С другой стороны, фиксируется низкий интерес выпускников общеобразовательных школ к освоению технических специальностей, необходимых для развития экономики регионов в условиях всеобщей цифровизации.

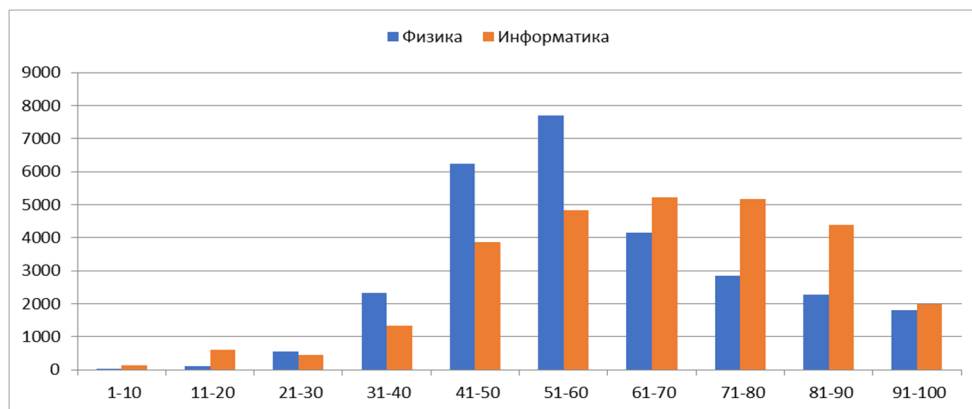


Рисунок 3 — Тестовый балл ЕГЭ по физике, информатике и ИКТ выпускников 2021 года, сдавших оба предмета

Некоторая доля выпускников школ не планировала поступление после окончания 11 классов ежегодно. Для государственной итоговой аттестации они выбирали только обязательные предметы (русский

язык и математику). Доля таких выпускников отличается в городских и сельских школах (рисунок 4).

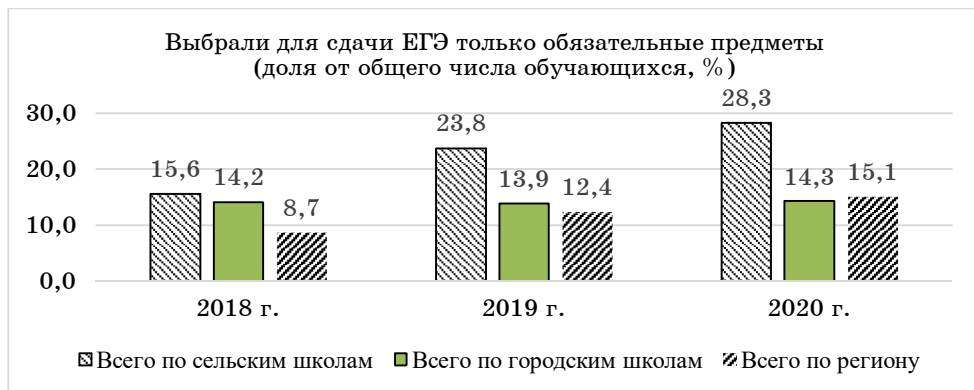


Рисунок 4 — Выбор выпускниками только русского языка и математики

Таким образом, в среднем по региону 15% (по Российской Федерации 10,3%) обучающихся не рассматривали изначально в 2020 году поступление в вуз по окончании 11-го класса как свою дальнейшую жизненную траекторию (см. рисунок 4). В сельских школах таких обучающихся почти 30%. При этом в разрезе муниципальных образований доля обучающихся, не планирующих поступление в высшие учебные заведения (т.е. не выбирающих предметы ЕГЭ), в сельских школах варьируется от 8% до 41%.

Изменения, внесенные в порядок проведения ГИА-11, позволили выпускникам 11-х классов в 2020 году закончить освоение программ среднего общего образования и получить аттестат без прохождения ГИА в форме ЕГЭ или ГВЭ. У выпускников появилась возможность отказаться от ранее выбранных отдельных предметов в форме ЕГЭ, а также совсем отказаться от сдачи ЕГЭ по всем предметам и получить аттестат по текущим и итоговым отметкам [10]. Следует отметить, что максимальное увеличение количества выпускников, отказавшихся от дальнейшего обучения в вузах, произошло в сельских школах (рисунок 5). Доля детей, которые решили просто получить аттестат, возросла с 28,3% до 42,6%. Причем в отдельных муниципальных образованиях эта доля возросла до 81% (т. е. почти в 2 раза по сравнению с периодом до пандемии COVID-19). В ряде сельских школ доля таких детей достигла 100% [8].

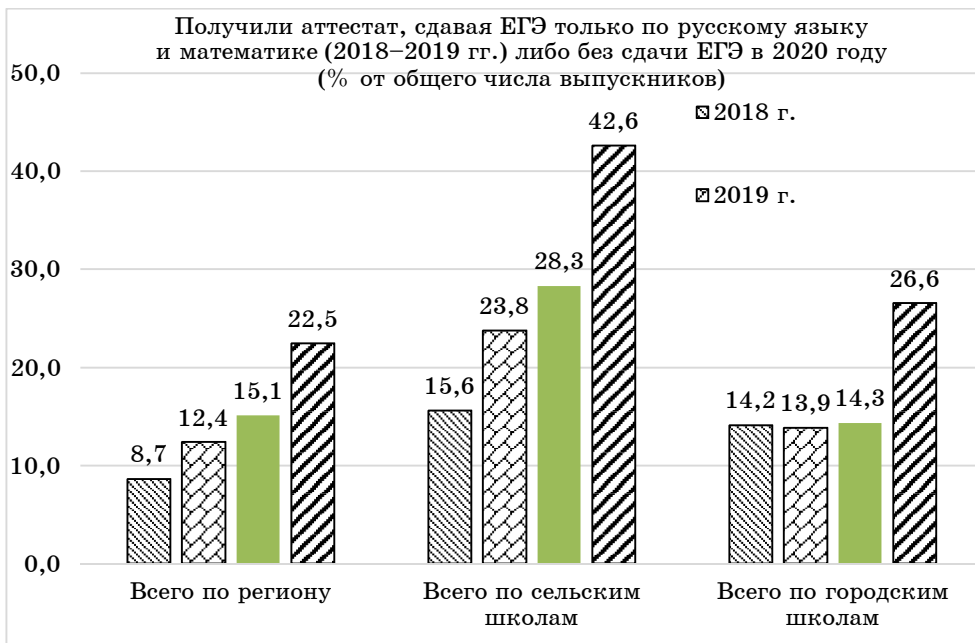


Рисунок 5 — Доля выпускников, не планирующих получать
высшее образование в год окончания школы

На этом фоне снижается количество участников ЕГЭ по физике (174 000 в 2019 году, 167 000 в 2020 году и 151 000 в 2021 году соответственно) и доля выпускников 11-х классов, выбирающих ЕГЭ по данному предмету. Это происходит на фоне роста числа выпускников 11-х классов в Российской Федерации в целом. Среди причин такого явления — общее старение (рост среднего возраста) учителей физики, отсутствие квалифицированных преподавателей физики в ряде школ, нехватка лабораторной базы (несмотря на развитие системы «точек роста» и кванториумов) [9]. Помимо этого, значимой причиной снижения доли выпускников, выбирающих ЕГЭ по физике, является постепенное уменьшение вузами (до 2020 года включительно) количества бюджетных мест по направлениям подготовки и специальностям, в качестве результатов вступительных испытаний на которые принимались результаты ЕГЭ по физике (согласно Приказу Министерства науки и высшего образования РФ от 30 августа 2019 г. № 666 «Об утверждении перечня вступительных испытаний при приеме на обучение по образовательным программам высшего образования — программам бакалавриата и программам специалитета» [6] вуз имел право, помимо обязательного вступительного испытания (ВИ) по русскому языку и ВИ по профильному предмету, установить одно или два ВИ по предметам из перечня). При этом предмет «Физика» в дан-

ном перечне, как правило, сочетается с предметом «Информатика и информационно-коммуникационные технологии». В подавляющем большинстве случаев вузы РФ устанавливают три вступительных испытания, т.е. включают в Правила приема только один из предметов по выбору. Таким образом, дефицит абитуриентов, имеющих ЕГЭ по физике, восполнялся вузами до 2020 года за счет замены ВИ по физике на ВИ по информатике и ИКТ, поскольку действовавший Порядок приема в вузы РФ не позволял вузам предоставлять абитуриенту право выбора предмета ЕГЭ в качестве ВИ.

Измененный порядок приема в вузы [7] позволяет самому абитуриенту выбирать лучший результат ЕГЭ по предметам из Перечня [6]. Такое расширение прав абитуриентов является весьма формальным и не учитывает того обстоятельства, что кривая распределения результатов ЕГЭ (тестового балла) по предмету «Информатика и ИКТ» существенно смещена вправо относительно аналогичной кривой распределения результатов ЕГЭ по предмету «Физика» (см. рисунок 3). ЕГЭ по данным предметам содержит разное количество заданий, а также отличается числом заданий повышенного и высокого уровня сложности. Анализ возможного распределения тестовых баллов по физике, а также информатике и ИКТ не проводился.

Соотнесение кривых распределения результатов ЕГЭ по отдельным субъектам Российской Федерации, проведенное научно-исследовательским центром систем оценки и управления качеством образования ФИРО РАНХиГС показало, что баллы участников ЕГЭ по информатике и ИКТ существенно выше баллов ЕГЭ по физике (от 4 до 10 тестовых баллов). В результате абитуриент, имеющий результаты ЕГЭ по информатике и ИКТ, получит преимущества в конкурсной ситуации по отношению к абитуриенту с результатами ЕГЭ по физике на одну и ту же специальность (направление подготовки). Данное обстоятельство неизбежно приведет к дальнейшему снижению доли выпускников, выбирающих физику в качестве предмета ЕГЭ.

Выводы

1. Необходимо изменить формулировку абзаца 5 п. 15 пп. 1 Порядка приема в вузы (Приказ Министерства науки и высшего образования РФ от 21 августа 2020 г. № 1076), позволяющего вузу использовать результаты ЕГЭ по предметам по выбору выпускника (физика либо информатика и пр.).

2. Целесообразно включить долю выпускников, успешно сдавших ОГЭ по естественно-научным предметам (физика, биология, химия), в показатели мотивирующего мониторинга Министерства просвещения Российской Федерации.

Литература

1. <http://www.kremlin.ru/events/president/news/45962> (дата обращения: 25.08.2021).
2. <https://rg.ru/2014/06/23/kadri-site.html> (дата обращения: 25.08.2021).
3. https://ksid.spbstu.ru/userfiles/files/pdf/news/2017_0523/2017_0523-Kniga-Inzhenerное-obrazovanie.pdf (дата обращения: 25.08.2021).
4. https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/41964/1/978-5-91256-312-6_2016.pdf (дата обращения: 25.08.2021).
5. Илюхин Б.В., Кацман Ю.Я., Лепустин А.В. Использование результатов педагогических измерений для решения задач управления в образовании (на примере Томской области) // Педагогические измерения. 2019. № 2. С. 108–117.
6. <https://www.garant.ru/products/ipo/prime/doc/72662942/> (дата обращения: 25.08.2021).
7. <https://www.garant.ru/products/ipo/prime/doc/74441661/> (дата обращения: 25.08.2021).
8. Анализ внешнего контекста общеобразовательных организаций, значимо влияющего на образовательные результаты, в региональных системах управления образованием / Е.А. Бенкс [и др.] // Перспективы науки и образования. 2021. № 5 (53). С. 495–512.
9. Савиных Г.П., Илюхин Б.В., Машарова Т.В. О состоянии внутренних систем оценки качества образования в школах России // Перспективы науки и образования. 2021. № 2 (50). С. 501–512. doi: 10.32744/pse.2021.2.35.
10. Schools Clustering in Russian Regions for the Correct Comparison of the National Exam Results / B. Ilyukhin [et al.] // Edulearn21 : Proceedings. 2021. P. 4355–4362.

Илюхин Борис Валентинович – директор научно-исследовательского центра систем управления и оценки качества образования ФИРО РАНХиГС. Вернадского пр-т, д. 82, стр. 1, г. Москва, Российская Федерация, 119571. ORCID 0000-0002-9439-9942. Тел.: +7 (915) 12-12-722. e-mail: baruch371@gmail.com.

Boris V. Ilyukhin – Head of the center. Research center for educational quality assessment and management systems, Federal Education Development Institute RANEPА, Vernadsky av., 82, b.1, Moscow, Russia, 119571. ORCID (0000-0002-9439-9942). Phone: +7 (915) 12-12-722. Email: baruch371@gmail.com.

Е.В. Булдакова

**НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТРУД,
КЛАССИФИКАЦИЯ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИХ
И ОПЫТНО-КОНСТРУКТОРСКИХ РАБОТ**

Рассматривается понятие научно-исследовательского труда (НИТ), его характерные черты и структура. Описана основная и дополнительная классификация научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ.

Ключевые слова: *научно-исследовательский труд, наука, структура НИТ, нормирование НИТ, классификация научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ.*

Согласно Линкину А.С.: «За последние десятилетия развитие науки и техники набирает феноменальные обороты. Каждый год наука становится все более продвинутой, а техника может сделать намного больше, чем ее предшественники» [1]. Высокий темп развития науки и техники, который предполагает значительные затраты финансовых ресурсов, выводит на новый уровень решение таких задач, как нормирование труда, эффективное управление финансовыми ресурсами, трудоемкость работ, нормы труда в организациях, занимающихся научными исследованиями, и предприятий, изготавливающих высокотехнологичные изделия.

Для более полного понимания сложности нормирования научно-исследовательского труда необходимо прежде всего разобраться с основными понятиями и определениями науки и научного труда. По определению академика С.Г. Струмилина, наука — это и процесс выработки знаний, и сама совокупность знаний, проверенных практикой, представляющих объективную истину [2].

Если рассматривать науку как систему, можно выделить следующие ее элементы: теория, методика и методология науки, практическое внедрение результатов научного исследования. Содержанием науки являются познание, практика и внедрение разработок на основе уже накопленных знаний и исследований.

Вопрос нормирования научно-исследовательского труда привлёк внимание учёных в 70–80 гг. XX в. Этот период представлен теоретическими и практическими разработками ученых В.К. Беклешова, А.П. Павленко, А.А. Звягина, П.Н. Завлина, В.К. Чернявского, В.И. Белоцерковского. Ими было предложено более 40 методов

изучения трудоемкости научного труда, и часть этих методов используется в наше время.

Так, согласно определению С.Г. Струмилина, научно-исследовательский труд — это профессиональный труд, основанный на высоком нерегламентированном мыслительном процессе работника, предполагающий наличие у научного работника высоких аналитических способностей.

Полагаем, что трактовка академика С.Г. Струмилина характеризует научно-исследовательский труд с одной стороны, обращая большее внимание на способности работника.

Кудаев М.М. считает, что научно-исследовательский труд — деятельность творческого характера, которая характеризуется оригинальностью мысли, ее новизной и основана на двух видах труда — интеллектуальном и эвристическом [3].

Согласно О.А. Феоктистовой, *научно-исследовательский труд* — это целесообразная деятельность, направленная на получение и применение новых знаний, создание научных и научно-технических результатов [4].

Трактовка О.А. Феоктистовой наиболее точно отражает суть понятия НИТ, поэтому такого определения будем придерживаться далее.

НИТ характеризуется такими видами деятельности, как генерирование новых идей, изобретение новых методов, использование известных методов и средств в новых нестандартных условиях, он связан с поиском и переработкой разнообразной информации [5].

На наш взгляд, процесс НИТ отличается от любого другого трудового процесса, поскольку он предполагает высокий уровень концентрации внимания, значительную нервно-эмоциональную нагрузку и значительный уровень аналитических умений, направленных на получение результатов.

Аккумулируя мнения авторов [4–6], делаю вывод — существенными субъективными факторами, повышающими продуктивность НИТ, являются:

- творческий интерес работника к решению конкретной поставленной задачи;
- уникальный уровень компетенции работника, который способен получить результат в короткие сроки (такой результат, который в обычных условиях получит группа специалистов в течение длительного времени);
- продолжительность официально учтённого рабочего времени не отражает действительных затрат умственного труда работника.

Общепринятым является утверждение о том, что особенность НИТ заключается в сложности оценки затрат труда на выполнение

работы, а также в том, что он не всегда имеет предсказуемый результат.

Исходя из понимания сущности научно-исследовательской деятельности, делаем вывод, что основная сложность нормирования НИТ состоит в наличии как повторяющихся элементов деятельности, так и творческой составляющей.

Существуют различные классификации структуры НИТ, главной составляющей в которых выделяется творческий труд научного работника. В рамках оценки видов работ воспользуюсь структурой НИТ, предложенной А.Г. Чернявским в 1984 году [6], которая актуальна и сегодня:

- познавательный труд — заключается в поиске, чтении и усвоении необходимой (научной, технической, статистической, аналитической и пр.) информации. Целью познавательного труда является получение знания, необходимого для решения поставленных в научно-исследовательских и опытно-конструкторских работах (НИОКР) задач и достижения результатов;

- творческий труд — заключается в анализе, переработке, отборе и оценке полученной информации, а также в определении зависимостей, факторов, в создании моделей, алгоритмов, методик, методов и пр. в рамках поставленных в НИОКР целей и задач;

- формальный труд — это процесс, в котором формализуются результаты познавательного и творческого труда (описания, расчеты, регистрация и т.д.);

- технический труд — заключается в различных физических действиях, направленных на вычерчивание, копирование и размножение элементов, изготовление макетов, образцов и их элементов;

- управляющий труд — заключается в действиях по организации и управлению проектом или его отдельными структурными компонентами (этапами, задачами, видами работ).

Исходя из условий современности (цифровизации, компьютеризации всего окружающего), можно описать смену уровня нагрузки на каждый элемент приведенного перечня.

Познавательный труд по смыслу остался прежним, однако современные технологии ускорили поиск и сбор информации за счет электронных библиотек и ресурсов.

Формальный труд также претерпел информационные изменения. Ввод и формирование отчетов и прочей сопутствующей документации занимают значительно меньше времени, как и последующее редактирование.

Технический труд претерпел те же изменения, что и формальный труд.

Творческий труд остался прежним, более того, уровень нагрузки на данный компонент лишь растёт с каждым годом ввиду наличия научной новизны в проектах.

Управленческий труд также претерпел значительные изменения: разрабатываются и внедряются новые методики управления персоналом.

Отметим, что доля творческого труда в зависимости от направленности НИОКР может меняться.

Для этого разделяем понятия.

НИР — это научная работа, связанная с исследованиями, экспериментами, обобщением и анализом данных и информации. В качестве результата научной работы обычно является отчет о НИР (выполняется по [7]). Он, как правило, содержит цели и задачи научных исследований, оценку состояния решаемой научной проблемы, новизны, сущность научной работы, методику и основные результаты исследований.

ОКР — комплекс мероприятий, направленных на разработку конструкторской и технологической документации, изготовление по ним опытного образца, а также проведение испытаний опытного образца изделия с последующей корректировкой документации и принятием решения о возможности серийного изготовления продукции.

Не вызывает сомнения, что в НИР доля познавательного и творческого труда больше. В ОКР же преобладает доля формального и технического труда.

Для решения практических задач, связанных с определением трудоемкости, М.Р. Зайнуллина рекомендует использовать основную классификацию работ в НИОКР (таблица 1). Каждый тип этой пятичленной классификации определяется особенностями организации процесса исследования и сферой проявления эффекта от внедрения его результатов: дальнейшее развитие собственно науки, отдельных отраслей экономики или промышленности [5].

Анализируя основную классификацию, делаем вывод, что она не даёт полной информации о научно-техническом уровне предполагаемой работы, масштабе работ, перспективности, масштабе внедрения и результатов работ, о продолжительности выполнения работы.

С целью более полного описания научной деятельности необходима дополнительная классификация НИОКР по более частным признакам (таблица 2).

Таблица 1 — Основная классификация в НИОКР по целевому назначению

Типы работ	Характеристика
Фундаментальные	<p>Результаты исследований являются основой для новых фундаментальных, поисковых, прикладных исследований и разработок.</p> <p>Качественно новый уровень и глубина исследования.</p> <p>Высокий внутринаучный эффект, определяющий возникновение нового направления в развитии науки и техники.</p> <p>Высокий уровень неопределенности в момент начала работы.</p> <p>Предоставленное время — неопределенное и, как правило, длительное.</p> <p>Выход научной деятельности в виде публикаций, докладов, сообщений.</p> <p>Конечная цель — открытие</p>
Поисковые	<p>Результаты поисковых исследований могут быть использованы в дальнейших поисковых и прикладных исследованиях и разработках.</p> <p>Высокий уровень новизны и глубины исследований.</p> <p>Меньший по сравнению с фундаментальными исследованиями общенаучный эффект.</p> <p>Меньший по сравнению с фундаментальными исследованиями, но относительно высокий уровень неопределенности результатов.</p> <p>Время выполнения работы — длительное, но регламентированное.</p> <p>Возможность оценки технико-экономической целесообразности исследования.</p> <p>Возможность расчета экономического эффекта от внедрения результатов исследования</p>
Прикладные	<p>Направленный характер исследований, что является основой для развития конкретных разработок.</p> <p>Новизна в постановке, решении задач и научный приоритет или патентоспособность.</p> <p>Малый уровень неопределенности в достижении результатов.</p> <p>Время на выполнение исследований регламентировано.</p> <p>Результатом работы являются макеты, методики, схемы и т.д., которые могут быть использованы в начале разработок.</p> <p>Рекомендуется расчет экономического эффекта от внедрения результатов исследования</p>

Окончание таблицы 1

Типы работ	Характеристика
Разработки	Наличие материального конечного результата. Ориентация на внедрение в производство и эксплуатацию. Результат должен быть технически лучше, чем тот, что имеется в стране и за рубежом. Обязателен расчет экономического эффекта от внедрения результатов разработки. Порядок и сроки проведения исследований регламентированы
Опытно-конструкторские	Ориентированы на создание новых образцов техники (процессов), внедряемых на производстве в эксплуатацию. Обязателен расчет экономического эффекта от внедрения результатов ОКР в народном хозяйстве. Содержание и порядок работы унифицированы и регламентированы. К ОКР относятся: создание образцов новой техники, комплексов и систем машин, агрегатов, станков, приборов, отвечающих заданным требованиям; модернизация существующих образцов; механизация и автоматизация основных и обеспечивающих процессов на предприятиях и т.д.

Таблица 2 — Дополнительная классификация НИОКР по частным признакам

Признак	Качество признака	Характеристика
Научно-технический уровень предполагаемых или достигнутых разработок	Превышает мировые достижения	Получение принципиально новых результатов, неизвестных науке, разработка новых теорий, открытие закономерностей, создание принципиально новых устройств, веществ, способов
	Находится на уровне мировых достижений	Установление некоторых общих закономерностей, разработка новых устройств, методов, способов, алгоритмов, принципиальное усовершенствование
	Приближается к мировым достижениям	Положительное решение поставленных задач на основе простых обобщений, анализ связей между факторами, распространение неизвестных принципов на новые объекты, воспроизводство устройств, агрегатов

Продолжение таблицы 2

Признак	Качество признака	Характеристика
	Тривиальный	Описание отдельных элементарных факторов, реферативные обзоры, передача и распространение опыта
Перспективность	Первостепенные	Имеющие значение для прогресса всей сферы науки во всех странах, обеспечивающие пропорциональность развития науки в стране
	Важные	Способствующие повышению общественной производительности труда в будущем, удовлетворяющие возникшие потребности
	Полезные	Способствующие повышению производительности труда, но перспективы применения не ясны
Возможный масштаб внедрения	Народно-хозяйственный	Могут использоваться в нескольких отраслях народного хозяйства, имеют значение для развития сопряженных наук
	Отраслевой	Могут использоваться только в масштабе одной отрасли
	Внутри-университетский или институтский	Могут использоваться только в масштабе конкретной организации
Степень вероятности успеха	Большая	Успех весьма возможен, имеются прецеденты
	Умеренная	Предложения технически осуществимы
	Малая	Теоретически осуществимо, рискованная идея
Источники финансирования	Госбюджетные	Научные работы, выполняющиеся по государственному заказу и финансирующиеся за счет средств государственного бюджета
	Хоздоговорные	Научные работы, проводимые за счет поступления средств по договорам с заказчиками
Продолжительность выполнения работ	Долгосрочные	Более двух лет
	Среднесрочные	Один-два года
	Оперативные	Менее одного года

Продолжение таблицы 2

Признак	Качество признака	Характеристика
Масштаб работ	Научное (научно-техническое) направление	Наиболее крупная научная работа, имеющая самостоятельный характер и посвященная решению важной задачи развития данной отрасли науки и техники. Решение того или иного научного направления возможно усилиями ряда научных учреждений. Целесообразно, чтобы координацию осуществляли региональные центры или центры экономических районов
	Научная тема	Часть проблемы, которая решается, как правило, в пределах научного учреждения, является основной единицей тематического плана при финансировании, планировании и учете работ. Цель темы — эффективное решение конкретной задачи исследования, патентных или экономических работ и т.д.
	Научная (научно-техническая) проблема	Научная работа может решаться в виде целевой научно-технической программы, которая является комплексом взаимосвязанных по ресурсам, исполнителям, срокам работ, или в виде мероприятий, направленных на решение крупной проблемы развития науки и техники. Координацию должны проводить головные научные учреждения
	Этап осуществления темы	Раздел темы, имеющий самостоятельное значение, являющийся иногда объектом планирования и финансирования. В некоторых случаях сдается в научной организации или заказчику отдельно. Ответственными за решение этапа темы являются научные отделы института или университета
	Подэтап осуществления темы (научный вопрос)	Часть этапа темы, представляющая объект внутреннего планирования. Ответственными за решение являются отдельные лаборатории, научные работники (группы работников)

Окончание таблицы 2

Признак	Качество признака	Характеристика
Характер работ	Исследовательские	Работы, включающие все виды исследований (ФИ, ПИ), которые решают задачи, соответствующие данной отрасли науки
	Информационные	Работы, направленные на улучшение поиска и совершенствование анализа научной (и научно-технической) информации. Важнейшей составной частью информационных работ являются патентные исследования
	Конструкторские, технологические, опытные работы. Организационно-экономические	Часть работ, входящих в процесс выполнения ОКР. Научные работы, направленные на совершенствование организации и планирование производства, разработку методов организации труда и управления, классификации и оценки эффективности научных работ и т.д.

Фактически данная классификация представляет собой систематизированный перечень видов работ, всегда имеющих ограниченный объем и признаки их классификации. Делаем вывод, что процесс нормирования обусловлен характером технологии выполнения научной работы.

Согласно Указу Президента РФ от 1 декабря 2016 г. № 642 «О Стратегии научно-технологического развития Российской Федерации»: «... Россия исторически является одной из мировых научных держав: отечественные научная и инженерная школы эффективно решали задачи социально-экономического развития и обеспечения безопасности страны, внесли существенный вклад в накопление человечеством научных знаний и создание передовых технологий. Во многом этому способствовала адекватная времени и структуре экономики система организации исследований и разработок... В настоящее время российская наука продолжает играть важную роль в обеспечении безопасности страны и развитии мировой науки... Большие вызовы создают существенные риски для общества, экономики, системы государственного управления, но одновременно представляют собой важный фактор для появления новых возможностей и перспектив научно-технологического развития Российской Федерации. При этом наука и технологии являются одним из инструментов для ответа на эти вызовы, играя важную роль не только в обеспечении устойчивого

развития цивилизации, но и в оценке рисков и возможных опасностей для человечества» [8].

Осознавая всю важность развития науки, техники и новых технологий в условиях больших вызовов, необходимо совершенствовать и расширять знания в нормировании труда, бережливом и эффективном управлении финансовыми ресурсами. В связи с этим следует рассмотреть существующие методы нормирования труда, их возможности и ограничения, оценить эффективность применения в реальных условиях научно-исследовательского института, разработать подход к нормированию труда в научно-исследовательских организациях, а также рекомендации по его применению.

Литература

1. Линкин А.С. Развитие науки и техники и его влияние на человечество [Электронный ресурс] // Молодой ученый. 2019. № 2 (240). С. 399–401. URL: <https://moluch.ru/archive/240/55400/> (дата обращения: 08.09.2021).

2. Струмилин С.Г. Наука и развитие производительных сил // Вопросы философии. 1954. № 3. С. 46–61.

3. Кудавев М.М. Проблемы нормирования научно-исследовательского труда профессорско-преподавательского состава [Электронный ресурс]. URL: <http://dx.doi.org/10.21686/2413-2829-2020-2-85-92> (дата обращения: 23.09.2021).

4. Феоктистова О.А. Нормирование научно-исследовательского труда: методологические подходы // Научно-исследовательский финансовый институт. Интернет-журнал «Науковедение». 2014. № 5.

5. Зайнуллина М.Р. Организация и нормирование труда в отраслях непромышленной сферы. Казань: Казанский федеральный университет, 2013.

6. Чернявский А.Г. Совершенствование нормирования трудоемкости научно-исследовательских работ : дис. ... канд. экон. наук. Таганрог, 1984. 216 с.

7. ГОСТ 7.32-2001. Отчет о научно-исследовательской работе. Структура и правила оформления. М. : Стандарт-информ, 2008.

8. О Стратегии научно-технологического развития Российской Федерации : Указ Президента РФ от 1.12.2016 г. № 642.

Булдакова Екатерина Васильевна – магистрант, каф. экономики, зам. директора Научно-исследовательского института радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиозлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: Ekaterina.v.buldakova@main.tusur.ru.

Research Work, Classification of Research and Development Work

The article discusses the concept of research work, the characteristic features and structure of research work. The main and additional classification of research and development work is described.

Keywords: *scientific research work (SRW), science, structure of SRW, regulation of SRW, classification of research and development work.*

Buldakova Ekaterina Vasilievna – Master's student of the Department of Economics, Deputy Director of the Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: niirts@main.tusur.ru.

УДК 378.14

Д.О. Ноздреватых, В.Ю. Куприц, Б.Ф. Ноздреватых

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ И НЕЙРОСЕТЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ОБРАЗОВАТЕЛЬНОМ ПРОЦЕССЕ

Рассмотрены актуальность и особенности преподавания дисциплин, связанных с интеллектуальными системами и нейросетевыми технологиями, студентам радиотехнических специальностей. Приведен пример изучения нейросетевых технологий студентами кафедры радиотехнических систем Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

Ключевые слова: *интеллектуальные системы, нейронные сети, обучение студентов, радиотехнические системы.*

Образование меняется: разрабатываются новые методики и подходы, появляются свежие исследования, достижения научно-технического прогресса становятся частью обучения. В таких обстоятельствах опираться на парадигму образования начала XX века, когда знания усваивались раз и навсегда, а сам набор знаний был твёрдо фиксирован, бессмысленно — она устарела.

Технологии позволяют объединить и применить современные подходы к обучению. Можно надеяться, что с их помощью в системе образования случится прорыв и детям, да и взрослым не придётся больше корпеть над учебниками годами. Их обучение станет не только более увлекательным, но и более эффективным.

С каждым годом растёт уровень технического и информационного обеспечения человеческой деятельности, следствием чего является

огромный объем информации, с которым приходится сталкиваться в повседневной работе специалистам различного профиля и уровня компетенции. Это напоминает ситуацию, когда человек попал в бурный поток и единственно, что он реально может сделать, это постараться удержаться на поверхности, никакие другие проблемы его не интересуют. Современный уровень информационного потока зачастую не дает возможности для наработки «опыта» — продукта длительного осмысления полученной информации. В этих условиях ключевое значение для принятия решений (выживания организации) имеет стратегическое планирование [1].

Развитие информационных технологий в последнее время, их реализация в различных сферах жизни привели к тому, что сегодня ИТ-инфраструктура присутствует практически во всех производственных и образовательных организациях. Исходя из терминологии, искусственный интеллект (ИИ) — это программа, способная, обучаясь, эффективно выполнять определенную задачу. За последние десятилетия было создано множество интеллектуальных компьютерных систем, которые выполняют различного рода задачи. Термины «ИИ» и «нейронная сеть» различаются, поскольку ИИ описывает в большей степени конкретную технологию, а не инструмент или средство. Термин «нейронные сети» отражает конечный результат — способность учиться и использовать изученный контент. Термин «нейронная сеть» описывает только способы программирования. Искусственные нейронные сети (ИНС) реализуют структуры, которые могут состоять из большого количества элементов и каждый из которых выполняет относительно простые функции [2].

Нейронные сети вначале рассматривались в основном для решения проблем классификации, группировки и распознавания образов, но дальнейшее развитие этого направления значительно расширило сферу их применения. В настоящее время присутствует устойчивая тенденция — расширение применений ИНС в радиотехнических системах. Например, с развитием систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), в том числе РЛС с высокой разрешающей способностью, оперативное и достоверное распознавание изображений осуществляется с применением нейрокомпьютерных алгоритмов распознавания [3]. Их структура задается из аналогий с гипотетическими биологическими нейронными сетями. Обучение нейрокомпьютерных систем проводится на основе предъявления большого числа случайных обучающих образцов процессов или объектов известных классов. Статистические закономерности этих объектов априорно, как правило, не анализируют, а автоматически учитывают в процессе обучения. В процессе обучения ИНС последовательно предъявляются элементы обучающей выборки и вычисляется величина ошибки, т.е.

отклонения фактического отклика сети на входной вектор обучающей выборки от ожидаемого отклика. Синаптические связи ИНС корректируются пропорционально величине этого отклонения. Далее предьявляется следующий образ и т.д. Процедуры обучения, таким образом, реализуют нахождение минимума некоторого функционала ошибки методом градиентного спуска. Отличаются эти процедуры друг от друга выбранным функционалом ошибки и реализацией метода градиентного спуска [6].

Таким образом, актуальной задачей становится изучение дисциплин, связанных с принципами построения и работы интеллектуальных систем и нейронных сетей, студентами радиотехнических специальностей. При формировании рабочих программ таких дисциплин необходимо выбрать основные компетенции, которые студенты получают в результате обучения. Например, они могут быть сформулированы следующим образом.

Знать:

- определение интеллектуальных систем,
- структуру статических и динамических экспертных систем;
- теоретические основы построения и функционирования прикладных интеллектуальных систем и систем поддержки принятия решений;
- ключевые направления применения новых нейронных систем в радиоэлектронике;
- методы построения, эксплуатации и разработки интеллектуальных систем;
- теорию технологий искусственного интеллекта;
- архитектуру и методы проектирования экспертных систем;
- модели представления знаний;
- современные системы искусственного интеллекта и принятия решений;
- возможности интеллектуальных систем и имеющихся программных продуктов;
- основные источники научно-технической информации по основным направлениям, методам, моделям и инструментальным средствам конструирования интеллектуальных систем.

Уметь:

- разрабатывать постановку задач для решения проблем в радиотехнических системах путем применения технологий нейронных сетей;
- формулировать цели и задачи применения нейронных систем в радиотехнических системах;
- применять интеллектуальные системы для решения задач оценки и прогнозирования состояния объектов;

- разрабатывать и программировать диалоги взаимодействия ЭВМ и человека, решать оптимизационные задачи с помощью генетических алгоритмов;
- применять различные модели представления знаний при реализации экспертных систем на ЭВМ.

Владеть:

- терминологией, навыками поиска и использования научно-технической информации по профессиональной тематике;
- современными методами применения прикладных интеллектуальных систем и нейросетевых технологий;
- построением моделей представления данных, подходами и техникой решения задач искусственного интеллекта с применением нейронных сетей.

Кроме выбора компетенций, большое значение имеет выбор программной среды, в которой будут реализовываться нейронные сети. В результате анализа многочисленных публикаций по этой тематике можно сделать вывод, что лучше всего для разработки нейронных сетей подходит Python [4].

Несмотря на то что Python является языком общего назначения, он нашел применение в самых сложных технологиях, таких как искусственный интеллект, машинное обучение, глубокое обучение и так далее. На рисунке 1 показаны основные причины, по которым Python является одним из лучших для разработчика нейронных сетей, разработчика данных, инженера по машинному обучению и т. д. [5]:

- меньше кода: реализация ИИ требует множества алгоритмов (благодаря поддержке Python для предопределенных пакетов нам не нужно кодировать алгоритмы);
- готовые библиотеки: в Python есть сотни готовых библиотек для реализации различных алгоритмов машинного обучения и глубокого обучения, поэтому каждый раз, когда вы хотите запустить алгоритм для набора данных, все, что вам нужно сделать, это установить и загрузить необходимые пакеты с помощью одной команды (примеры готовых библиотек — NumPy, Keras, Tensorflow, Pytorch и т.д.);
- простота обучения: Python использует очень простой синтаксис, который можно использовать для реализации простых вычислений, таких как добавление двух строк к сложным процессам, например к построению модели машинного обучения;
- независимость от платформы: Python может работать на нескольких платформах, включая Windows, MacOS, Linux, Unix и т. д. (при переносе кода с одной платформы на другую можно использовать такие пакеты, как PyInstaller, которые позаботятся о любых проблемах с зависимостями);

– массовая поддержка сообщества: у Python огромное сообщество пользователей, которое всегда помогает, когда мы сталкиваемся с ошибками кодирования.

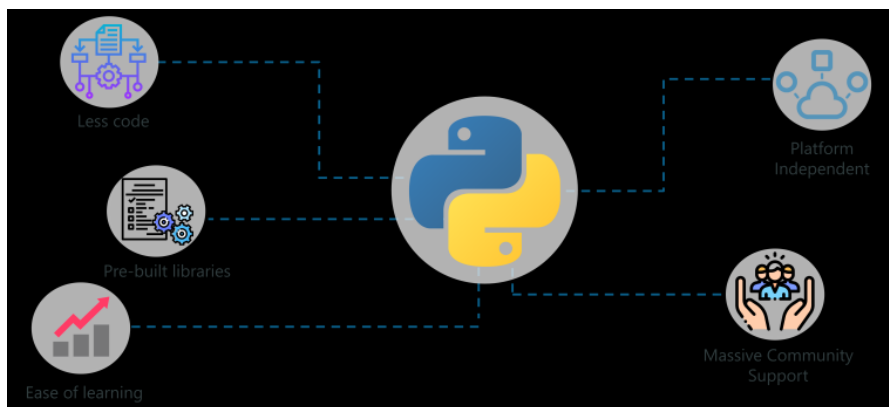


Рисунок 1 — Основные преимущества применения Python при разработке нейронных сетей

На кафедре радиотехнических систем в рамках подготовки магистров по магистерской программе 11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»: «Радиоэлектронные системы передачи информации» введена дисциплина «Интеллектуальные системы в радиоэлектронике». Объем дисциплины и виды учебной деятельности представлены в таблице 1.

Таблица 1 — Объем дисциплины и виды учебной деятельности

Вид учебной деятельности	1-й семестр	Всего	Единицы
Лекционные занятия	18	18	ч
Практические занятия	18	18	ч
Лабораторные занятия	16	16	ч
Самостоятельная работа	56	56	ч
Подготовка и сдача экзамена/зачета	36	36	ч
Общая трудоемкость	144	144	ч
	4	4	З.Е.

Обучающие должны освоить следующие компетенции:

ПКР-1: Способен использовать современные достижения науки и передовые инфокоммуникационные технологии, методы проведения теоретических и экспериментальных исследований в научно-исследовательских работах в области ИКТиСС, ставить задачи исследования,

выбирать методы экспериментальной работы с целью совершенствования и создания новых перспективных инфокоммуникационных систем;

ПКР-2: Способен самостоятельно выполнять экспериментальные исследования для решения научно-исследовательских и производственных задач с использованием современной аппаратуры и методов исследования.

В дисциплине «Интеллектуальные системы в радиоэлектронике» изучаются основы машинного и глубинного обучения. Анализ данных, или машинное обучение, — это наука, изучающая способы извлечения закономерностей из ограниченного количества информации. При освоении материалов этой дисциплины студенты на конкретных примерах знакомятся с различными методами обучения. В качестве примера можно перечислить следующие виды задач обучения с учителем [6]:

1. $Y = \{0, 1\}$ — бинарная классификация;
2. $Y = \{1, \dots, K\}$ — многоклассовая (multi-class) классификация;
3. $Y = \{0, 1\}^K$ — многоклассовая классификация с пересекающимися классами (multi-label classification);
4. Частичное обучение (semi-supervised learning) — задача, в которой для одной части объектов обучающей выборки известны и признаки, и ответы, а для другой — только признаки. Также рассматривается класс задач обучения без учителя, где ответы неизвестны или вообще не существуют и требуется найти некоторые закономерности в данных лишь на основе признаковых описаний.

Под обучающей выборкой здесь понимается совокупность обучающих объектов, которые характеризуются признаковым описанием. Признаки могут быть очень разными: бинарными, вещественными, категориальными (принимают значения из неупорядоченного множества), ординальными (принимают значения из упорядоченного множества), многозначными (set-valued, значения являются подмножествами некоторого универсального множества) [6]. Признаки могут иметь сложную внутреннюю структуру: так, в качестве признака для конкретного объекта в задаче распознавания, его принадлежности к какому-либо классу может служить его изображение. Разумеется, изображение можно представить и как некоторое количество бинарных или вещественных признаков, каждый из которых кодирует соответствующий пиксель изображения. Однако работа с изображением как с одной сложной структурой позволяет вычислять по нему различные фильтры, накладывать требование инвариантности ответа к сдвигам и т.д. [6]. В настоящее время активно развивается специализирующееся по работе со сложными данными глубинное обучение (deep learning), с

основами которого также знакомятся студенты при изучении этой дисциплины.

Среди студентов кафедры РТС, и в частности магистрантов, был проведен опрос по поводу интереса к интеллектуальным системам и нейросетевым технологиям. Результаты опроса представлены на рисунках 2–4.

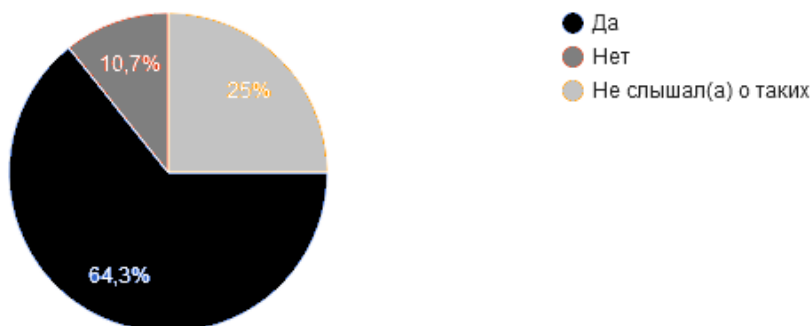


Рисунок 2 — Результаты ответов на вопрос «Интересны ли вам интеллектуальные системы и нейросетевые технологии?»

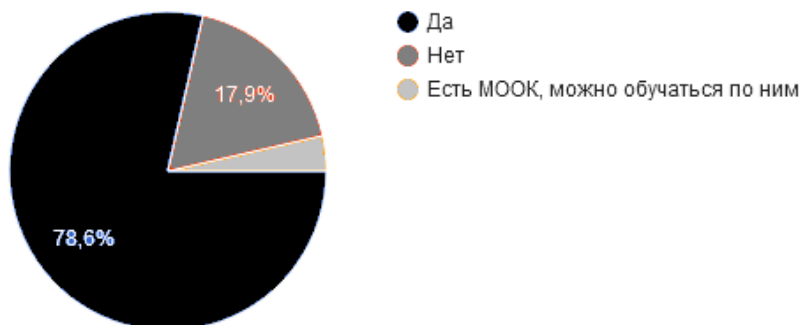


Рисунок 3 — Результаты ответов на вопрос «Хотелось бы вам изучать интеллектуальные системы и нейросетевые технологии в рамках вашего обучения?»

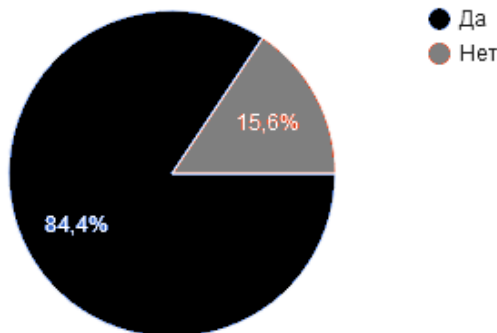


Рисунок 4 — Результаты ответов на вопрос «Знаком ли вам язык программирования Python?»

Многие респонденты оставляли комментарии. Некоторые приведены ниже:

«Хотелось бы иметь дисциплины по одному и/или нескольким направлениям: искусственный интеллект (AI), машинное обучение (Machine/Deep learning) и нейросетевые технологии в рамках тематики систем связи. Данные направления могут быть полезны для оптимизации алгоритмов, генерирования и обработки сигналов в системах связи, статистического анализа сигналов/параметров и пр.», «Хотелось бы более детального изучения, так как изучается всё бегом (понятно, что всё упирается в образовательные часы)» и т.д.

Из опроса видно, что обучающиеся активно следят за новыми технологиями и желают видеть их внедрение в современный образовательный процесс.

Важной составляющей процесса обучения студентов является их участие в научно-исследовательской работе, непосредственно связанной с направлением подготовки и специализации. На кафедре радиотехнических систем ТУСУРа активно привлекают студентов различных курсов к научно-исследовательской деятельности в рамках выполнения хозяйственных работ с промышленными предприятиями. Например, несколько студентов активно работают над созданием программы, реализующей нейросеть, позволяющей обнаруживать и распознавать объекты на радиолокационном изображении, полученном с помощью радиолокатора с синтезированной апертурой [3]. Эта работа связана с применением нейрокомпьютерных алгоритмов распознавания, которые относятся к одноэтапным алгоритмам с условной оптимизацией. Условием для их реализации является частично заданная структура, которая определяется из аналогий с гипотетическими биологическими нейросистемами (нейросетями). Экспериментальные достижения в этой области часто трактуют как проявления искусствен-

ного интеллекта. В этом случае обучение (адаптация) нейрокомпьютерных систем (алгоритмов) проводится на основе предъявления большого числа случайных обучающих образцов процессов или объектов известных классов. Статистические закономерности последних заранее, как правило, не анализируют, а автоматически учитывают в процессе обучения.

Основной целью внедрения информационных технологий в образовательный процесс должно явиться повышение качества подготовки специалистов. В представленной работе были изучены возможности применения искусственных нейронных сетей в качестве инструмента для решения задач повышения интеллектуального и профессионального уровня специалистов. Выбор ИНС в качестве инструмента для решения поставленной задачи объясняется тем, что нейросетевой подход особенно эффективен в задачах экспертной оценки, так как сочетает в себе способность компьютера к обработке чисел и способность человека к обобщению и распознаванию. Обобщая результаты, полученные в ходе исследования, можно констатировать следующее:

- 79% респондентов оценили свою заинтересованность проблемой ИНС по пятибалльной системе оценкой 5 или 4;
- 71% опрошенных считает, что ИНС пригодятся им в профессиональной деятельности;
- ИНС предоставляют преподавателю широкие возможности для создания ситуации: актуальности; успеха у студентов, испытывающих затруднения в учебе; познавательности; новизны;
- ИНС позволяют (используя терминологию Выготского) работать с учащимся в зоне ближайшего развития.

На основании данных проведенного исследования опубликовано три учебно-методических пособия, создана регламентирующая документация, разработана методическая база для преподавания ряда предметов с применением технологии ИНС.

Заключение

В настоящее время в программу обучения студентов радиотехнических специальностей необходимо добавить дисциплины по изучению интеллектуальных систем и нейросетевых технологий. Кроме того, студентам нужно осваивать современные программные средства для реализации нейронных сетей, где одним из лучших является Python.

Литература

1. Руанет В.В., Хетагурова А.К. Нейросетевые технологии как средство организации образовательного процесса // Образовательные технологии и общество. 2005. Т. 8, № 4. С. 296–317.

2. Rosellini W., D’Haese P.-F. Data is driving the future of neurotechnology with cranialcloud // ONdrugDelivery. 2017. Vol. 81. P. 44–47.

3. Обнаружение и распознавание объектов на радиолокационном изображении, полученном с помощью радиолокатора с синтезированной апертурой / В.И. Вебер [и др.] // 31-я междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’ 2021), Севастополь, 5–11 сентября 2021 г. 2021. Вып. 3. С. 464–466.

4. [Электронный ресурс]. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Python> (дата обращения: 30.08.2021 г.).

5. Руководство по искусственному интеллекту с Python [Электронный ресурс]. URL: <http://cyberguru.tech/программирование/искусственныйинтеллект-с-python> (дата обращения: 01.09.2021 г.).

6. Соколов Е.А. Курс «Машинное обучение» [Электронный ресурс]. URL: <https://github.com/esokolov/ml-course-hse> (дата обращения: 03.09.2021 г.).

Ноздреватых Дарья Олеговна – ст. преподаватель, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: daria.o.nozdrevatykh@tusur.ru

Куприц Владимир Юрьевич – доцент, каф. радиотехнических систем, канд. техн. наук, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladimir.i.kuprits@tusur.ru

Ноздреватых Борис Федорович – ст. преподаватель, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: boris.f.nozdrevatykh@tusur.ru

Intelligent Systems and Neural Network Technologies in the Educational Process Annotation.

The article discusses the relevance and features of teaching disciplines related to intelligent systems and neural network technologies to students of radio engineering specialties. An example of the study of neural network technologies by students of the Department of Radio Engineering Systems of Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics is given.

Keywords: *intelligent systems, neural networks, student education, radio engineering systems.*

Nozdrevatykh Daria Olegovna – senior lecturer, Department of electronic systems, Tomsk state University of control systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: daria.o.nozdrevatykh@tusur.ru.

Cupric Vladimir Yur'evich – associate Professor, Department of electronic systems, Ph. D., Tomsk state University of control systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladimir.i.kuprits@tusur.ru.

Nozdrevatykh Boris Fedorovich – Senior Lecturer, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: boris.f.nozdrevatykh@tusur.ru.

Содержание

ПЛЕНАРНОЕ ЗАСЕДАНИЕ

Кориков А.М.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ – СИСТЕМНЫЙ
ФАКТОР СТАНОВЛЕНИЯ И РАЗВИТИЯ НОВЫХ НАУЧНЫХ
НАПРАВЛЕНИЙ: К 90-ЛЕТИЮ ФЕЛИКСА ИВАНОВИЧА
ПЕРЕГУДОВА 5

Лебедев В.Ю., Захаров Ф.Н.

КЛЮЧЕВЫЕ РАБОТЫ НИИ РТС ТУСУРа ЗА ПОСЛЕДНИЕ
ДЕСЯТЬ ЛЕТ 14

Секция 1. РАДИОФИЗИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Красненко Н.П., Д.С. Раков, А.С. Раков

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ
ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ ВОЗДУХА НА ОСНОВЕ
ТЕЛЕВИЗИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ ЗА ИСТОЧНИКОМ
ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ 31

Бузько В.Ю., Удодов С.А., Иванин С.Н., Горячко А.И., Чариков Г.Ю.

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ
БЕТОННЫХ КОМПОЗИЦИЙ 37

Бузько В.Ю., Литвинов А.Е., Удодов С.А., Шуткин И.Ю., Горячко А.И.

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ
ПОЛИМЕРНЫХ КОМПОЗИТОВ ABS-МИКРОПОРОШКИ СтЗ 42

Колесников А.В., Федосов Д.В., Николаев А.В.

ОПТИМАЛЬНЫЕ ЧАСТОТЫ ЛИНИЙ ПОДЗЕМНОЙ
БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ ЧЕРЕЗ ПОРОДУ 47

Суторихин В.А., Малютин Н.Д., Поздняков В.С., Арутюнян А.А.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕВЗАИМНОГО
ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ВОЛН МИЛЛИМЕТРОВОГО
ДИАПАЗОНА КРИСТАЛЛАМИ НИОБАТА ЛИТИЯ ПРИ
ВОЗБУЖДЕНИИ В НИХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ УПРУГИХ
КОЛЕБАНИЙ 52

Полянских П.А., Денисов В.П., Крутиков М.В., Мещеряков А.А.

ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОСИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ
ОТ ЭЛЕМЕНТОВ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ НА ТРАССЕ
«СКАНИРУЮЩАЯ ИМПУЛЬСНАЯ РЛС – ФАЗОВЫЙ
РАДИОПЕЛЕНГАТОР» 63

Секция 2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Воронцов Н.И.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ
АНТЕННЫХ РЕШЕТОК РАЗНОЙ ГЕОМЕТРИИ 71

Куулар Ч.М.

СРАВНЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ
РЕШЕТКИ, РАССЧИТАННОЙ В РАЗНЫХ ПРОГРАММНЫХ
МОДУЛЯХ 76

Зайков К.Д., Лукьянова Ю.В.

МЕТОДЫ УЧЁТА ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ЕЁ ДИАГРАММУ
НАПРАВЛЕННОСТИ 82

Куулар Ч.М., Захаров Ф.Н.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ВЗАИМОСВЯЗИ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИАГРАММЫ
НАПРАВЛЕННОСТИ 94

Носов А.В., Карри С., Суровцев Р.С.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КОЛИЧЕСТВА ВИТКОВ СО СЛАБОЙ
СВЯЗЬЮ НА ФОРМУ НАПРЯЖЕНИЯ В КОНЦЕ ВИТКА
ЗАЩИТНОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ 100

Демаков А.В., Николаев И.И., Комнатнов М.Е.

СРАВНЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИЛОВЫХ ПИН ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ
СО СПИРАЛЬНОЙ И ПРЯМОУГОЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИЯМИ
ПОПЕРЕЧНОГО СЕЧЕНИЯ 107

Лукьянова Ю.В., Зайков К.Д.

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕ ЦЕЛЕЙ
В ЗАДАЧЕ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ЛЧМ-РАДАРА 113

Ярков К.А.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО КОЛИЧЕСТВА ЭЛЕМЕНТОВ
РЯДА КОТЕЛЬНИКОВА ПРИ ВОССТАНОВЛЕНИИ ФОРМЫ
ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ 120

Игумнова А.А., Игумнова Н.А.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ НЕЛИНЕЙНОГО ЛОКАТОРА
ПРИ ОДНОЧАСТОТНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ 126

Игумнова А.А., Игумнова Н.А.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ НЕЛИНЕЙНОГО
РАДИОЛОКАТОРА ПРИ ДВУХЧАСТОТНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ 132

Голиков А.М., Воронцов Н.И., Ляхов Г.И., Лоскутникова А.В.,

Шинкевич Е.А., Федько О.Г.

ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ
СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ 136

<i>Зима Д.Н., Спектор А.А.</i>	
ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ СИГНАЛЫ И ПОМЕХИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ЦИФРОВЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ.....	148
<i>Мурасев А.А., Спектор А.А.</i>	
ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ В РЛС С ПЛОСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ В УСЛОВИЯХ АКТИВНЫХ ПОМЕХ	154
<i>Саинский А.Г., Тудупова Д.Б., Солдаткин В.С.</i>	
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРОЖЕКТОР ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В УСЛОВИЯХ НЕДОСТАТОЧНОЙ ВИДИМОСТИ ВСЛЕДСТВИЕ ПОВЫШЕННОГО КОЛИЧЕСТВА АТМОСФЕРНЫХ АЭРОЗОЛЕЙ	161
<i>Голиков А.М., Воронцов Н.И.</i>	
РАЗРЕЖЕННАЯ ФРАКТАЛЬНАЯ АФАР МИМО РЛС	167
<i>Голиков А.М.</i>	
ЭФФЕКТИВНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ НА ТРАССАХ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СВЧ-РАДИОВОЛН.....	174
<i>Вебер В.И., Курниц В.Ю.</i>	
АЛГОРИТМ КЛАСТЕРИЗАЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ, ПОЛУЧЕННОМ ПРИ ПОМОЩИ РСА	179
<i>Аржевикин И.В., Газитов С.Р., Захаров Ф.Н.</i>	
РАДИОВЫСОТОМЕР С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ.....	185
<i>Якушевич Г.Н.</i>	
АЛГОРИТМ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА ШЕСТИПОЛЮСНИКОВ ДЕЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ	196
Секция 3. СЕТИ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ	
<i>Аржевикин И.В.</i>	
ОБЗОР ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ.....	202
<i>Мелихов С.В.</i>	
ОБ ОСОБЕННОСТЯХ СПЕКТРА SC-FDMA-РАДИОСИГНАЛА.....	207
<i>Игумнова Н.А., Игумнова А.А.</i>	
BFSK-МОДУЛЯЦИЯ ПРИ НЕОРТОГОНАЛЬНОМ ЧАСТОТНОМ РАЗНЕСЕНИИ	214
<i>Игумнова Н.А., Игумнова А.А.</i>	
4FSK-МОДУЛЯЦИЯ ПРИ НЕОРТОГОНАЛЬНОМ ЧАСТОТНОМ РАЗНЕСЕНИИ	220

<i>Хворостяная Ю.С., Якушевич Г.Н.</i>	
СИСТЕМА АРУ ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ВЧ-ТРАКТА ПРИЕМНИКА МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ	226
<i>Кураленко А.И., Мавлютова В.Р.</i>	
ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ПОДСИСТЕМ ЖУРНАЛИРОВАНИЯ СОБЫТИЙ НА ОСНОВЕ ПРАВИЛ НОРМАЛИЗАЦИИ И КОРРЕЛЯЦИИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СОБЫТИЯМИ ИБ MaxPatrol SIEM	232
<i>Ярков К.А., Захаров Ф.Н.</i>	
АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ЛИНИИ СВЯЗИ МЕЖДУ МАЛЫМИ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ.....	237
<i>Газизянов В.Р., Захаров Ф.Н.</i>	
ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РЕТРАНСЛЯТОРЕ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ПО СТАНДАРТУ GMR-1	248
Секция 4. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВУЗОВ С ПРЕДПРИЯТИЯМИ ОПК	
<i>Лобода Ю.О., Баулина Н.С., Чмутова Н.С., Бондаренко А.Г.</i>	
МАРКЕТИНГ ПАРТНЕРСКИХ ОТНОШЕНИЙ ВО ВЗАИМОДЕЙСТВИИ БИЗНЕСА И УНИВЕРСИТЕТОВ	258
<i>Ноздреватых Д.О., Полянских П.А.</i>	
ЦЕЛЕВОЕ ОБУЧЕНИЕ: ГАРАНТИЯ ИЛИ ВОЗМОЖНОСТЬ?	263
<i>Булдаков А.А.</i>	
ПОДГОТОВКА ИНЖЕНЕРНЫХ КАДРОВ ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ НА ОСНОВЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И АО «НПЦ «ПОЛЮС».....	269
<i>Илюхин Б.В.</i>	
КАЧЕСТВО ПРИЕМА В ВУЗ КАК ОСНОВА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ С ПОТЕНЦИАЛЬНЫМИ РАБОТОДАТЕЛЯМИ	271
<i>Булдакова Е.В.</i>	
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТРУД, КЛАССИФИКАЦИЯ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИХ И ОПЫТНО- КОНСТРУКТОРСКИХ РАБОТ	279
<i>Ноздреватых Д.О., Куприц В.Ю., Ноздреватых Б.Ф.</i>	
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ И НЕЙРОСЕТЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ОБРАЗОВАТЕЛЬНОМ ПРОЦЕССЕ	289

Научное издание

ШАРЫГИНСКИЕ ЧТЕНИЯ

**Третья международная 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 Шарьгина**

Материалы конференции

Подписано в печать 28.12.2021. Формат 70×100 1/16.
Усл. печ. л. 24,51. Тираж 100 экз. Заказ 364.

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

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