

ISSN 2588-0454
ISSNe 2588-0462

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

VOL. 3, № 3
2019



Ural Radio Engineering Journal

2019, Vol. 3, No. 3

Scientific and Technical Journal

Established in **2017**
Published **quarterly**

The articles are published in Russian and English

Issued in Russia

Founded by Ural Federal University
named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Ekaterinburg, 620002, Russia



Ural Radio Engineering Journal

2019, Т. 3, № 3

Научно-технический журнал

Журнал основан в 2017 г.
Выходит четыре раза в год

Статьи публикуются на русском и английском языках

Издается в России

Учредитель — Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Ural Radio Engineering Journal

2019, Vol. 3, No. 3

Editor in Chief

Sergey T. Knyazev, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Editorial council

Igor I. Abramov, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Bakytzhan S. Akhmetov, Abai Kazakh National Pedagogical University, Almaty, Republic of Kazakhstan

Yuri P. Akulinichev, Tomsk State University of Control Systems and Technology, Tomsk, Russia

Stanislav N. Darovskikh, South Ural State University, Chelyabinsk, Russia

Leonid G. Dorosinskiy, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Yuriy B. Gimpilevich, Sevastopol State University, Sevastopol, Russia

Vladlen I. Gusevskij, National Research University MPEI, Moscow, Russia

Nalik T. Isemenbergenov, Kazakh National Research Technical University after K.I. Satbayev, Almaty, Republic of Kazakhstan

Vyacheslav E. Ivanov, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Reinhard Klette, Auckland University of Technology, Auckland, New Zealand

Victor G. Kobernichenko, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Vladislav Ya. Noskov, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Eugenij Ochin, Maritime University of Szczecin, Szczecin, Poland

Boris A. Panchenko, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Vladimir V. Sazonov, Moscow Institute of Physics and Technology (State University), Moscow, Russia

Sergey N. Shabunin, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Nikolaj I. Vojtovich, South Ural State University, Chelyabinsk, Russia

Managing editor

Nataliya V. Papulovskaya, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Ural Radio Engineering Journal

2019, Т. 3, № 3

Главный редактор

Князев Сергей Тихонович, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Редакционный совет

Абрамов Игорь Иванович, Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Акулиничев Юрий Павлович, Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия

Ахметов Бакытжан Сражатдинович, Казахский национальный
педагогический университет имени Абая, Алматы, Республика
Казахстан

Войтович Николай Иванович, Южно-Уральский государственный
университет, Челябинск, Россия

Гимпилевич Юрий Борисович, Севастопольский государственный
университет, Севастополь, Россия

Гусевский Владлен Ильич, Национальный исследовательский
университет «МЭИ», Москва, Россия

Даровских Станислав Никифорович, Южно-Уральский
государственный университет, Челябинск, Россия

Доросинский Леонид Григорьевич, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Иванов Вячеслав Элизбарович, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Исембергенов Налик Турегалиевич, Казахский национальный
технический университет им. К. И. Сатбаева, Алматы, Республика
Казахстан

Клемте Рейнхард, Оклендский технологический университет,
Окленд, Новая Зеландия

Коберниченко Виктор Григорьевич, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Носков Владислав Яковлевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Очин Евгений, Морской университет Щецина, Щецин, Польша

Панченко Борис Алексеевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Сазонов Владимир Васильевич, Московский физико-технический
институт (национальный исследовательский университет),
Москва, Россия

Шабунин Сергей Николаевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Управляющий редактор

Папуловская Наталья Владимировна, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Ural Radio Engineering Journal**2019, Vol. 3, No. 3****CONTENTS**

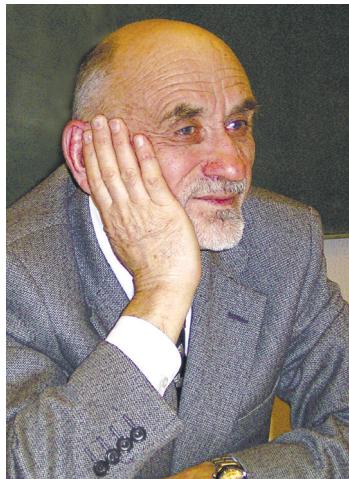
A Whole Life Devoted to Science	223
<i>Musin A. M., Shabunin S. N., Knyazev S. T.</i>	
Surface electromagnetic waves on a conductive screen with a dielectric coating having ohmic losses	229
<i>Posnyi O. A., Dolgushev S. V., Posnaya E. A.</i> The input protective circuit of receiver radio frequency path with fixed restriction level.....	
	243
<i>Lagovsky B. A., Samokhin A. B.</i> Impulse functions of the mutual coupling of the elements of the antenna arrays when emitting UWB pulses	
	251
<i>Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Shaydurov K. D.</i> Determination of autodynes dynamic parameters beat method	
	261
<i>Zaitsev B. D., Semyonov A. P., Fedorov F. S., Teplykh A. A., Borodina I. A., Grebenko A. K., Nasibulin A. G., Filkov G. I., Trofimenko A. V.</i> Gas sensor based on the piezoelectric lateral electric field resonator and a gas-sensitive chitosan film	
	286
<i>Zaitsev B. D., Teplykh A. A., Borodina I. A., Semyonov A. P.</i> Liquid sensor based on a piezoelectric resonator with a lateral electric field made of piezo-ceramics PZT.....	
	296
<i>Galenitsky A. V., Kazantsev A. A., Tyutuypkin A. E.</i> Radar imaging of stabilized ballistic targets	
	306
Publication Ethics	328

Ural Radio Engineering Journal**2019, Т. 3, № 3****СОДЕРЖАНИЕ**

<i>Жизнь, отданная науке</i>	223
<i>Мусин А. М., Шабунин С. Н., Князев С. Т.</i> Поверхностные электромагнитные волны на плоском проводящем экране с диэлектрическим покрытием, обладающим омическими потерями	229
<i>Посны О. А., Долгушев С. В., Посная Е. А.</i> Входная защитная цепь радиочастотного тракта приемника с заданным уровнем ограничения.....	243
<i>Лаговский Б. А., Самохин А. Б.</i> Импульсные функции взаимовлияния элементов при излучении сверхкоротких импульсов антенными решетками	251
<i>Носков В. Я., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.</i> Определение динамических параметров автодинов методом биений	261
<i>Зайцев Б. Д., Семенов А. П., Федоров Ф. С., Теплыkh А. А., Бородина И. А., Гребенко А. К., Насибулин А. Г., Фильков Г. И., Трофименко А. В.</i> Газовый датчик, основанный на пьезоэлектрическом резонаторе с поперечным электрическим полем и газочувствительной пленке хитозана	286
<i>Зайцев Б. Д., Теплыkh А. А., Бородина И. А., Семенов А. П.</i> Жидкостный датчик на основе пьезоэлектрического резонатора с поперечным электрическим полем, выполненного из пьезокерамики ЦТС	296
<i>Галеницкий А. В., Казанцев А. А., Тютюкин А. Е.</i> Синтезирование радиолокационных изображений стабилизованных баллистических объектов	306
Публикационная этика	331

Редакционная статья / Editorial

Жизнь, отданная науке



15 сентября 2019 года на 86 году ушел из жизни профессор департамента радиоэлектроники и связи, доктор технических наук, заслуженный деятель науки Российской Федерации, Почетный профессор УГТУ-УПИ Борис Алексеевич Панченко.

В течение всей своей жизни Б. А. Панченко активно занимался научной деятельностью. Автор более 250 научных трудов, он опубликовал 14 монографий по технической электродинамике, теории и технике антенн, радиофизике и теории дифракции. Под его руководством защищено 9 докторских и более 30 кандидатских диссертаций.

Б. А. Панченко является основателем научной школы прикладной электродинамики на Урале. Возглавляемой им научной школе присвоен статус ведущей научной школы Уральского федерального университета. Члены школы продолжают активно работать в области высокочастотной радиотехники, антенн, дифракции электромагнитного поля и распространения радиоволн.

Б. А. Панченко имеет множество наград, в том числе медаль «За доблестный труд», знаки «Почетный радиостроитель» и «Заслуженный работник высшего образования».

Коллектив института радиоэлектроники и информационных технологий, коллеги, друзья и ученики понесли невосполнимую утрату. Светлая память о Борисе Алексеевиче Панченко, уникальном человеке и талантливом ученом, навсегда останется в наших сердцах.

A Whole Life Devoted to Science

Boris Alekseevich Panchenko, Professor of the Department of Radioelectronics and Communication, Doctor of Technical Science, Honoured Master of Sciences of Russian Federation, the Emeritus Professor of the USTU-UPI, died on September 15, 2019, at the age of 86.

All his life long Boris Alekseevich Panchenko was deeply involved into scientific activities. He is the author of more than 250 scientific treatises including 14 monographs on technical electrodynamics, antenna theory and technology, radiophysics and diffraction theory. Under his direction 9 doctoral and more than 30 candidate dissertations were defended.

Boris Alekseevich Panchenko is the founder of the Ural scientific school of applied electrodynamics. The scientific school headed by him

was awarded the status of a Leading Scientific School of Ural Federal University. The members of the Scientific School continue to work actively in the field of high-frequency radio engineering, antennas, electromagnetic field diffraction and radio wave propagation.

Boris Alekseevich Panchenko has many awards, including the medal “For Valorous Labour”, the Plaque of Honour “Honored Radio Operator” and “Honored Worker of Higher Education”.

The staff of the Institute of Radioelectronics and Information Technologies, colleagues, friends and students bear the bereavement. Cherished memory of Boris Alekseevich Panchenko, a unique person and a talented scientist, will forever be in our hearts.

Ушел из жизни великий ученый, человек самых разносторонних интересов, воспитавший целую плеяду последователей и учеников. Сложно писать о нем, наверное, будет лучше, если читатель узнает о Борисе Алексеевиче из первоисточника – сокращенной автобиографии, написанной им в 2006 году.

Родился 6 июня 1934 года в г. Джетыгора Кустанайской области в семье служащего.

В 1952 году я окончил среднюю школу № 2 города Челябинска, без медали, но с хорошими оценками. В том же году поступил на радиотехнический факультет УПИ. Учился в институте легко, почти все годы получал повышенную стипендию. Оставалось время для занятия спортом и на развлечения.

После окончания вуза в 1957 году был распределен для работы в п/я 79, (теперь АО «Уральское производственное предприятие «Вектор»). Работал в ОКБ инженером-исследователем в антенной лаборатории, ездил в командировки, осваивал новую оборонную технику, писал отчеты, занимался настройкой, между делом учил английский язык. Связи с родным факультетом не терял. В 1960 году декан РТФ В. В. Мельников предложил поехать учиться в аспирантуру, в Москве. В октябре 1960 года, сдав вступительные экзамены, стал аспирантом кафедры антенн и распространения радиоволн Московского энергетического института – МЭИ. Кафедрой заведовал в то время ведущий в стране специалист по технической электродинамике профессор Марков Григорий Тимофеевич. Началась тяжелая, но полезная и увлекательная работа – лучшие в стране библиотеки, семинары и конференции, общение с единомышленниками. Рабочий день длился 10–12 часов, выходных не было.

Освоил еще одно полезное дело во время учебы – работал внештатным референтом во Всесоюзном институте информации. За почти 40 лет работы через мои руки прошло около 100 000 научных статей по специальности, в основном на английском язы-

ке. Польза двойная – во-первых, язык, читаю и перевожу с листа. Во-вторых, копии статей составили обширную научную библиотеку кафедры.

В ноябре 1963 года, защитил кандидатскую диссертацию. Работа была посвящена исследованию влияния высокотемпературной плазмы на характеристики бортовых антенн. К тому времени появились первые публикации в научных журналах. Первая статья в журнале «Известие вузов – Радиотехника» опубликована совместно с Григорием Тимофеевичем Марковым и была посвящена тензорным функция Грина.

Вернулся в г. Свердловск на факультет и началась рядовая для преподавателя работа – старший преподаватель, доцент. В 1969 году был избран на заведование кафедрой радиопередающих устройств. Продолжал научное направление, начатое в г. Москве, следил за отечественными и зарубежными публикациями. Быстрое развитие получали новые антенны с дополнительными возможностями – фазированные антенные решетки. Переключился на это направление, результаты исследований опубликовались без задержки в ведущих академических и вузовских журналах, регулярно участвовал в конференциях. К концу 1970 года была оформлена диссертация на тему «Взаимодействие элементов в антенных и дифракционных решетках». Намерения защищать докторскую диссертацию было неожиданным для факультета и ректората УПИ. Защита – только в г. Москве, в МЭИ. Работа тяжелая: каждые две недели поездки в г. Москву, переговоры с оппонентами, подготовка к защите, неизбежные в этих случаях осложнения. Тем не менее, защита состоялась в январе 1971 года. Дополнительная экспертиза работы проводилась в ВЦ МГУ, положительное заключение подписал академик Александр Николаевич Тихонов.

После защиты докторской диссертации меня избрали деканом радиотехнического факультета. Работа сложная и тяжелая, и не по моему характеру. Я искал благовидный предлог уйти из деканата. Такой предлог представился осенью 1972 года. В то время в моде была техническая и научная помощь так называемая «развивающимся» странам Африки и Азии. В УПИ пришла из министерства разнарядка на преподавание цикла дисциплин, связанных с электромагнитным полем, ехать в Гвинею, преподавать на французском языке. Снова в г. Москве, в институте иностранных языков им. Мориса Тореза, на ускоренных курсах. Метод «погружения»: 12–14 часов в день с языком, в классе, в наушниках, на выставках, в кино, в хоре и т. д. Ровно через шесть месяцев в самолете – Москва (температура минус 20°), Алжир (плюс 20°), Дакар (плюс 30°), Конакри (плюс 35°, влаж-

ность 100 %). Учебная нагрузка – 20 часов в неделю без переводчика, аудитория – негроидная, но благодарная. Заведую кафедрой. Живу в российской колонии, один, без семьи, на берегу Атлантического океана, долгота – Гринвич, широта – экватор.

В общей сложности я проработал за границей около семи лет, три командировки в период с 1973 по 1989 год. Но и за десять тысяч километров от дома я продолжал заниматься любимым делом – наукой. После защиты докторской диссертации у меня появились аспиранты. Назову тех, кто работал или продолжает работать на кафедре: Дайлис Самуил Юльевич, Баранов Сергей Анатольевич, Князев Сергей Тихонович, Шабунин Сергей Николаевич, Семенов Борис Владимирович, Соболев Борис Сергеевич, Сабирзянов Фридрих Харрасович.

Все годы работы в вузе занимался важным делом подготовки и аттестации научных кадров. Первая должность – ученый секретарь совета по защите на электрофаке под председательством замечательного педагога Михаила Мироновича Акодиса (1964), будучи деканом – председатель совета, десять лет – член совета в Новосибирском институте связи. Сейчас председатель двух советов – докторского и кандидатского.

К наградам и поощрениям отношусь вполне спокойно. Есть правительственные награды, Почетный радиостроитель, заслуженный работник высшего образования и др. Но самые дорогие для меня – «Заслуженный деятель науки Российской Федерации» (1998) и Почетный профессор УГТУ-УПИ (2005).

В публикациях и разговорах можно услышать: Б. А. Панченко – основатель и научный руководитель уральской школы прикладной электродинамики. Может быть... Наверное... Я автор около десятка монографий, учебников, учебных пособий. Более двухсот научных статей, из них более половины без соавторов, еще половина – с аспирантами. Практическое использование научных разработок и мое непосредственное участие привело к созданию ряда устройств радиоэлектроники специального применения с улучшенными тактико-техническими характеристиками. Еще о научных школах. В 2000 году Миннауки был объявлен федеральный конкурс на номинацию научных школ. Из УГТУ-УПИ было направлено более пятидесяти заявок, получено три гранта, в том числе по технической электродинамике.

Я горжусь своими учениками, они не только преподаватели: С. Т. Князев, Б. В. Семенов – деканы факультетов, С. Н. Шабунин – ученый секретарь кафедры. Два моих ученика – Вячеслав Элизбарович Иванов и Сергей Тихонович Князев – защищили докторские диссертации. Три моих аспиранта, кандидаты наук работают в США.

Мне за семьдесят, я продолжаю работать. Мои теперешние аспиранты занимаются современными проблемами. Сергей Козлов за 2,5 года учебы в аспирантуре написал и защитил диссертацию о влиянии излучения сотового телефона на пользователя. Марат Гизатуллин занимается новыми аспектами дифракции электромагнитных волн на неоднородных тела. Саша Никитин занят задачами СВЧ-диагностики.

Это было написано в далеком 2006-м. Много было сделано профессором Б. А. Панченко позже. Написаны монографии и статьи, были новые защиты докторских и кандидатских диссертаций, получены гранты и награды, достигнуты новые научные результаты.

Борис Алексеевич явился вдохновителем и прародителем нового научного направления, связанного с техникой и технологией дистанционного метеозондирования. Результатами исследований явилось создание радиометеозонда. Системы аэрологического зондирования продолжают разрабатываться и в настоящее время под руководством профессора, д.т.н. В. Э. Иванова. Среди последних реализованных проектов – комплекс радиозондирования атмосферы «Полюс» с использованием сигналов глобальных навигационных систем ГЛОНАСС и GPS, мобильный аэрологический комплекс МАК, успешно используемый на космодроме «Восточный».

Б. А. Панченко адаптировал аппарат тензорных функций Грина к многослойным магнито-диэлектрическим средам. Это позволило решить широкий класс задач, таких как расчет постоянных распространения в микрополосковых линиях, расчет волнового сопротивления, расчет характеристик связанных линий. Результаты вошли в кандидатскую диссертацию С. А. Баранова.

С. Т. Князев решал под руководством профессора Б. А. Панченко электродинамические задачи излучения печатных и щелевых антенных решеток на базе микрополосковой технологии. Был предложен оригинальный метод расчета взаимных сопротивлений излучателей в составе решеток, исследованы эффекты «ослепления» микрополосковых антенных решеток. Результаты исследований вошли в его кандидатскую диссертацию.

Еще один ученик профессора Б. А. Панченко С. Ю. Дайлис, ныне работающий в США, занимался исследованием дуговых щелей в волноводах, затем активно увлекся исследованием радиально-неоднородных структур и задача-

ми излучения печатных одиночных антенн и в составе антенных решеток на цилиндрической поверхности. Успешно была защищена и эта научная работа.

С появлением сотовых телефонов актуальными стали оценка их воздействия на человека, а также влиянием человека на излучение антенн мобильных аппаратов. Для решения этой электродинамической задачи Б. А. Панченко разработал теорию радиально-неоднородных структур в сферической системе координат и создал электродинамическую модель головы человека. С появлением первых результатов исследований свойств метаматериалов и их применением в радиотехнических устройствах Б. А. Панченко адаптировал аппарат тензорных функций Грина к средам с отрицательным коэффициентом рефракции. Были исследованы свойства оболочек антенн малых электрических размеров из метаматериалов и методы их согласования с окружающей средой. Успешно этой тематикой занимался Н. С. Князев.

В последние годы Б. А. Панченко увлекся решением задач дифракции электромагнитных волн на сферических многослойных телах. Одним из приложений явилась разработка электродинамической теории линз Люнеберга на основе тензорных функций Грина сферических неоднородных сред. Компьютерные программы, созданные с использованием этого подхода, позволили выполнять расчеты диаграмм направленности антенн на 2–4 порядка быстрее, чем широко применяемые в настоящее время программы электродинамического моделирования типа *CST Microwave Studio*, *HFSS*, *FEKO*. В этом направлении успешно трудились и защищили свои диссертации М. Г. Гизатуллин, Е. В. Комарова и Д. В. Денисов. Всего под руководством Б. А. Панченко более 30 человек защищили кандидатские диссертации.

Уральский федеральный университет удостоил научную школу прикладной электродинамики звания ведущей научной школы. Последователи и ученики Б. А. Панченко продолжают результативно работать в области теоретической электродинамики, антенн, электромагнитного поля и устройств СВЧ.

Память о Борисе Алексеевиче сохранится в наших сердцах, в достижениях его многочисленных учеников.

Сергей Шабунин

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.3.001

УДК 621.396.969.34

Поверхностные электромагнитные волны на плоском проводящем экране с диэлектрическим покрытием, обладающим омическими потерями

А. М. Мусин✉, С. Н. Шабунин, С. Т. Князев

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32

✉ andrmm@uralweb.ru

Аннотация

При падении электромагнитных волн на плоский экран с диэлектрическим покрытием возбуждаются и распространяются поверхностные электромагнитные волны. В настоящей работе изложены определения моментов появления поверхностных волн с учетом потерь в материале покрытия приближенным и строгим методами. Численные результаты сравнены.

Ключевые слова

поверхностные волны, трансцендентные уравнения, комплексные корни, метод вариации фазы

Для цитирования

Мусин А. М., Шабунин С. Н., Князев С. Т. Поверхностные электромагнитные волны на плоском проводящем экране с диэлектрическим покрытием, обладающим омическими потерями. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):229–242. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.001

Surface electromagnetic waves on a conductive screen with a dielectric coating having ohmic losses

A. M. Musin✉, S. N. Shabunin, S. T. Knyazev

Ural Federal University named after first President of Russia B. N. Yeltsin, 32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia

✉ andrmm@uralweb.ru

Abstract

This paper focuses on solving transcendental equations to determine the parameters of surface electromagnetic waves on a planar conductive screen with a dielectric coating with ohmic losses. Since the coating has ohmic losses, the transcendental equations have complex roots. Previously, we solved the equations by numerical selection of roots, which gave approximate results. In this paper we propose the solution of transcendental

equations by the phase variation method, which gives accurate results. Both methods are described in detail for the use in computer calculations. In conclusion we demonstrate the distinctive features of the methods of solving transcendental equations in comparison with each other and the known method of solving without taking into account ohmic losses, when the roots have real values.

Keyword

surface waves, transcendental equations, complex roots, phase variation method

For citation

Musin A. M., Shabunin S. N., Knyazev S. T. Surface electromagnetic waves on a conductive screen with a dielectric coating having ohmic losses. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):229–242. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.001

Введение

При падении электромагнитных волн с плоским фронтом на плоский проводящий экран с диэлектрическим покрытием в общем случае имеет место возбуждение поверхностных электромагнитных волн (ПЭВ) наряду с пространственными (ПрЭВ). Возможность возбуждения ПЭВ в такой структуре показана в [1–3], но в этих работах рассматриваются случаи, когда диэлектрическое покрытие не обладает омическими потерями.

В работе [4] авторами проведено аналитическое исследование влияния ПЭВ на характеристики рассеяния проводящей сферы с однослойным диэлектрическим покрытием, в частности определены диапазоны частот, на которых возбуждаются ПЭВ на плоском проводящем экране с диэлектрическим покрытием: при стремлении радиуса сферы к бесконечности, ее поверхность «вырождается» в плоский экран. Для нахождения частот возбуждения ПЭВ на плоском экране с диэлектрическим покрытием решаются трансцендентные уравнения [2; 3].

Решение трансцендентных уравнений в [4] найдено путем численного подбора корней, такое решение дает приближенный результат, в связи с чем диапазоны частот, на которых возбуждаются ПЭВ разных типов, определены также приближенно и, возможно, неверно. Также в [4] приведено лишь количество корней уравнений в исследуемых диапазонах частот, так как целью было определение наличия, количества и типов поверхностных волн, в рассматриваемом диапазоне частот и сравнение с результатами расчета коэффициентов отражения. В настоящей работе дано строгое решение трансцендентных уравнений: найденные корни уравнений идентифицированы методом вариации фазы [5], также определены значения корней в исследу-

емом диапазоне частот. Результаты настоящей работы сравнены с результатами в [4], соответственно, и параметры покрытия взяты такими же, как и в [4].

Все алгоритмы поиска корней трансцендентного уравнения в [4] и в настоящей работе выполнены в программной среде MATLAB.

Цели исследования

1. Определить в диапазоне частот 0,1–5 ГГц *наличие, количество и типы ПЭВ на плоском проводящем экране с однослойным диэлектрическим покрытием*. Для этого решены трансцендентные уравнения [2; 3], корни идентифицированы методом вариации фазы [5; 6]. При этом учтены омические потери в материале покрытия, соответственно, трансцендентные уравнения имеют комплексные переменные.

2. Сравнение результатов, полученных с помощью строгого решения трансцендентных уравнений в настоящей работе, и результатов, полученных авторами в работе [4] с помощью численного подбора корней, дающих приближенный результат. Отдельно приведено описание методов решения трансцендентных уравнений, использованных в [4] и в настоящей работе.

Геометрия задачи

Геометрия задачи представлена на рис. 1. Рассмотрим случаи, когда электромагнитная волна с плоским фронтом падает перпендикулярно к поверхности экрана (рис. 1, I) и под углом к ней (рис. 1, II). Как видно на рисунке, вектор Пойтинга падающей волны $\vec{\Pi}_{\text{пад}}$ направлен перпендикулярно поверхности

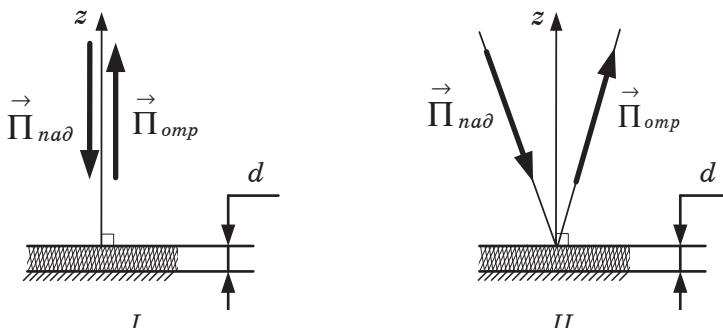


Рис. 1. Геометрия задачи: I – падение волны на плоский экран с покрытием в перпендикулярном направлении; II – падение волны на плоский экран с покрытием под углом к нормали

Fig. 1. The image of task: I – the incidence of a wave on plane conducting screen perpendicularly; II – the incidence of a wave on plane conducting screen at an angle

экрана, соответственно, согласно закону Снеля [1], преломление в покрытии отсутствует, и вектор Пойтинга отраженной волны \vec{P}_{opt} также перпендикулярен поверхности экрана. Так как векторы Пойтинга падающей \vec{P}_{pad} и отраженной волны \vec{P}_{opt} не имеют составляющих, направленных вдоль поверхности экрана, то нет переноса энергии в этом направлении. При падении под углом (рис. 1, II) часть энергии переносится в направлении, параллельном поверхности экрана, и происходит преломление волны в материале покрытия, что говорит о возможности возбуждения ПЭВ только при падении волны под углом.

Трансцендентные уравнения и нахождение корней

Для определения частот, соответствующих возбуждению ПЭВ в плоском экране с диэлектрическим покрытием толщиной d (рис. 1), комплексной относительной диэлектрической проницаемостью материала покрытия ϵ и относительной магнитной проницаемостью $\mu = 1$, решаются системы трансцендентных уравнений [2]:

$$\begin{cases} t_v^e = \frac{r_v^e}{\epsilon} \operatorname{tg}(r_v^e) \\ t_v^e = \sqrt{h \cdot d^2 - (r_v^e)^2} \end{cases} \quad \text{для волн типа } LM, \quad (1)$$

$$\begin{cases} t_v^h = -r_v^e \operatorname{ctg}(r_v^h) \\ t_v^h = \sqrt{h \cdot d^2 - (r_v^h)^2} \end{cases} \quad \text{для волн типа } LE, \quad (2)$$

где $h = k_0^2(\epsilon - 1)$; k_0 – постоянная распространения в свободном пространстве:

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f}{c};$$

λ_0 – длина волны в свободном пространстве; f – частота волны. Через корни уравнений r_v^e , r_v^h , t_v^e и t_v^h определяются параметры ПЭВ, такие как волновое число, скорость убывания амплитуды и т. д. [3]. Индексом v обозначен порядковый номер поверхностных волн: например волнам LM_2 соответствуют корни r_2^e и t_2^e а LE_2 – r_2^h и t_2^h . Решение уравнения для волн типа LM найдено, если в выражении (1) разность уравнений (в особенности разность между правыми частями уравнений) равна нулю, для волн типа LE – в выражении (2).

Решение уравнений путем численного подбора корней, результаты которого изложены авторами в [4]: корни уравнения находятся перебором значений r_v^e и r_v^h , их подстановкой в (1) и (2) соответственно и нахождением значения разности между правыми частями уравнений. Корни уравнений считаются найденными, если выполняются следующие условия:

$$\left| \sqrt{h \cdot d^2 - r^2} - \frac{r}{\varepsilon} \cdot \operatorname{tg}(r) \right| = 0 \quad \text{для волн типа } LM, \quad (3)$$

$$\left| \sqrt{h \cdot d^2 - r^2} + r \cdot \operatorname{ctg}(r) \right| = 0 \quad \text{для волн типа } LE. \quad (4)$$

Значения r подобраны в виде $|r| \cdot e^{-j\varphi}$ исходя из условий $|r| \leq |h \cdot d^2|$ и $0 \leq \varphi \leq \pi/2$ на каждой частоте рассматриваемого диапазона. В общем случае составляется массив значений r по выражению:

$$r_{nm} = \frac{|h \cdot d^2| \cdot (n-1)}{N} \cdot e^{-j \frac{\pi m-1}{2M}}, \quad (5)$$

где n принимает значения $1 \div N + 1$, а $m = 1 \div M + 1$. Значения N и M взяты в [4] 4000 и 900 соответственно. Далее вычисляются значения модулей разности Δt_{nm} по выражениям:

$$\Delta t_{nm} = \left| \sqrt{h \cdot d^2 - (r_{nm})^2} - \frac{r_{nm}}{\varepsilon} \cdot \operatorname{tg}(r_{nm}) \right| \quad \text{для волн типа } LM, \quad (6)$$

$$\Delta t_{nm} = \left| \sqrt{h \cdot d^2 - (r_{nm})^2} + r_{nm} \cdot \operatorname{ctg}(r_{nm}) \right| \quad \text{для волн типа } LE. \quad (7)$$

Значение r_{nm} и, соответственно Δt_{nm} , изменяются дискретно, вследствие чего целесообразно задать пороговое значение Δt_{nop} и если модуль разности $\Delta t_{nm} \leq \Delta t_{nop}$, то считается, что условия (3) и (4) выполняются, а количество областей значений r_{nm} , при которых $\Delta t_{nm} \leq \Delta t_{nop}$, равно количеству корней уравнений в (1) или (2). Пороговое значение в [4] выбрано $\Delta t_{nop} = 0,01$.

При таком решении имеется ряд факторов, ограничивающих применение метода, а также точность и достоверность полученных результатов:

1. Значение переменной r_{nm} изменяется дискретно, и возможно «упустить» те значения, которые являются решением уравнений в (1) или (2).

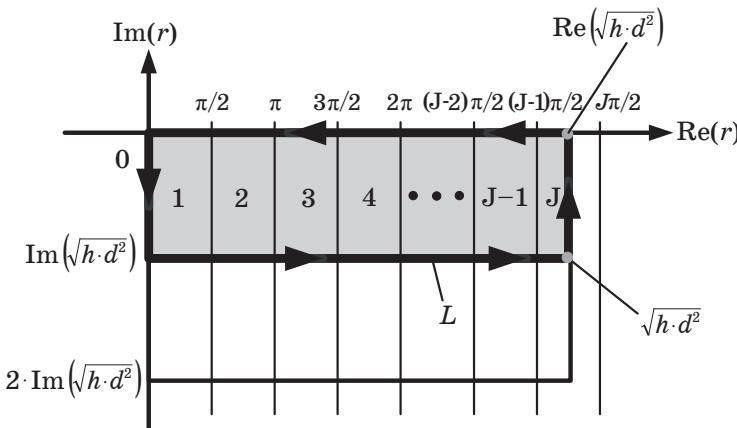
2. Вследствие задания порогового значения Δt_{nop} возможно получить не отдельное значение корня r_{nm} , а область значений, при которых $\Delta t_{nm} \leq \Delta t_{nop}$, тогда с увеличением области значений увеличивается погрешность определения корня.

3. Корни уравнения считаются найденными, если значение $\Delta t_{nm} \leq \Delta t_{nop}$, что может привести к нахождению ложных корней.

4. Для увеличения точности необходимо уменьшить значение Δt_{nop} и увеличить значения M и N , что приведет к значительному увеличению объема вычислений и, соответственно, временных затрат.

В настоящей работе при целенаправленном поиске комплексных корней уравнения использован метод вариации фазы [5] для однозначного определения наличия корней в выбранной области значений r .

Для начала необходимо определить область допустимых значений r , в которой необходимо осуществлять поиск корней уравнения. Уравнения (1.2) и (2.2) определяют допустимые значения r и t . Через найденные корни t вычисляется волновое число ПЭВ, которое, в свою очередь, определяет скорость их распространения [1]. Скорость распространения ПЭВ не должна превышать скорость распространения ПрЭВ во внешнем пространстве и должна быть не ниже скорости распространения ПрЭВ в материале покрытия. Также материал покрытия в общем случае обладает потерями, значит, мнимая часть волнового числа ПЭВ должна быть не больше 0. Тогда значение вещественной части t $0 \leq \operatorname{Re}(t) \leq \operatorname{Re}(\sqrt{h \cdot d^2})$, при этом мнимая часть должна быть отрицательной или отсутствовать $\operatorname{Im}(t) \leq 0$. Исходя из этих условий выбирается область допустимых значений r . Для выполнения этих условий в общем случае достаточно выбрать область значений r , показанную на рис. 2, она закрашена серым цветом. В частных случаях требуется расширение контура, об этом изложено ниже.

Рис. 2. Область допустимых значений r Fig. 2. The range of valid values of r

Для поиска корней уравнений с комплексными переменными в [6] предложен **комбинированный метод поиска решений дисперсионных уравнений**, сочетающий в себе метод Мюллера, используемый для поиска корней, и метод вариации фазы, используемый для проверки истинности найденных корней. При реализации алгоритма поиска корней систем уравнений (1) и (2) метод не дал достоверных результатов: находились ложные корни в области допустимых значений r , либо истинные корни за пределами допустимой области (рис. 2), а при искусственном ограничении области значений для поиска корней выводится не-

определенное значение (в программе MATLAB такие значения обозначены *NaN*).

Для поиска корней в настоящей работе использован метод вариации фазы с разбиением области допустимых значений r на подобласти. Опишем способ поиска корней, примененный в настоящей работе.

Для определения частот появления и параметров ПЭВ решаются уравнения, полученные из систем уравнений (1) и (2) с помощью приравнивания правых частей входящих в них уравнений:

$$f_{LM}(r) = \sqrt{h \cdot d^2 - r^2} - \frac{r}{\varepsilon} \cdot \operatorname{tg}(r) = 0 \text{ для волн типа } LM, \quad (8)$$

$$f_{LE}(r) = \sqrt{h \cdot d^2 - r^2} + r \cdot \operatorname{ctg}(r) = 0 \text{ для волн типа } LE. \quad (9)$$

Наличие корней уравнений в (8) и (9) и их количество в области допустимых значений r определяется методом вариации фазы. Метод заключается в следующем [5]: область допустимых значений r на комплексной плоскости ограничивается контуром L (рис. 2), вычисляется логарифмический вычет функций $f_{LM}(r)$ и $f_{LE}(r)$ при положительном обходе контура L (на рис. 2 положительное направление указано стрелками) с использованием принципа аргумента:

$$K - P = \frac{1}{2\pi} \operatorname{var} [\arg(f(r))]_{L^+}, \quad (10)$$

где K – количество нулей функции $f(r)$, P – количество полюсов функции $f(r)$, в качестве функции $f(r)$ выступают как $f_{LM}(r)$ так и $f_{LE}(r)$ в зависимости от того какое уравнение решается. У рассматриваемых функций нули и полюса простые, поэтому нет необходимости вычислять их кратности. При этом контур L выбирается исходя и требований: функция $f(r)$ аналитическая и не обращается в нуль в любой точке контура L .

Функции (8) и (9) имеют особенности, которые позволяют уменьшить объем вычислений при поиске корней. В функцию $f_{LM}(r)$ входит функция $\operatorname{tg}(r)$, полюса которой и обусловливают полюса всей функции, соответственно, полюса функции $f_{LM}(r)$ появляются в точках

$$r = \frac{\pi}{2} + k\pi,$$

где k – любое целое число. Аналогично полюса функции $f_{LE}(r)$ появляются в точках $r = k\pi$, где k – любое целое число. Если вещественная часть r находится в диапазоне значений

$$\frac{\pi}{2} + (k-1)\pi \leq \operatorname{Re}(r) \leq k\pi,$$

то вещественная часть правой части (1.1)

$$\operatorname{Re}\left(\frac{r}{\varepsilon} \cdot \operatorname{tg}(r)\right) \leq 0,$$

в то время как вещественная часть правой части (1.2)

$$\operatorname{Re}\left(\sqrt{h \cdot d^2 - r^2}\right) \geq 0,$$

что говорит об отсутствии корней уравнения (8) в данных подобластих. На рис. 2 такие подобласти обозначены четными числами (2 и 4) – четные подобласти. Аналогичным образом установлено, что корни уравнения в (9) отсутствуют в нечетных подобластих (рис. 2). Таким образом, с учетом перечисленных особенностей, корни уравнения в (8) r_v^e локализуются в нечетных подобластих, а корни уравнения в (9) r_v^h – в четных (рис. 2). Распределение корней r_v^e и r_v^h , происходит аналогично распределению корней уравнений в [2; 3], но, так как в этих работах не учтены омические потери в материале покрытия, корни лежат на оси $\operatorname{Re}(r)$ (рис. 2). При уменьшении потерь в материале покрытия, и соответственно, мнимой части относительной диэлектрической проницаемости, уменьшается модуль мнимой части корней r_v^e и r_v^h , и их значения стремятся к оси $\operatorname{Re}(r)$ на комплексной плоскости (рис. 2).

С учетом локализации корней уравнений область допустимых значений r разбивается на подобласти, как показано на рис. 2, и в каждой подобласти, в зависимости от ее номера, находится корень уравнения (8) или (9). Как видно на рис. 2, количество подобластей равно

$$J = \frac{\operatorname{Re}(\sqrt{h \cdot d^2})}{\pi / 2}$$

с округлением в большую сторону. Такое разделение на подобласти позволяет избежать «захвата» полюсов контуром, ограничивающим подобласть, при реализации алгоритма в программе MATLAB при вычислении значения функции $f_{LM}(r)$ при достижении значения

$$r = \frac{\pi}{2} + k\pi$$

и $f_{LE}(r)$ при достижении $r = k\pi$ в рамках контура, ограничивающего подобласть, не происходит разрыва функции. Таким образом в рассматриваемых подобластих значений r отсутствуют полюса функций ($P = 0$ в (10)) и имеется по одному корню уравнения (8) или (9) ($N = 1$ в (10)), что подтверждается проверкой методом вариации фазы.

Подобласть под номером J на рис. 2 далее названа *крайней подобластью*. С ростом частоты f увеличивается значение $\operatorname{Re}(\sqrt{h \cdot d^2})$ и, соответственно, ширина крайней подобласти

$$\operatorname{Re}(\sqrt{h \cdot d^2}) - (J-1) \cdot \frac{\pi}{2} \text{ (рис. 2).}$$

Корень уравнения в подобласти, обозначенной серым цветом (рис. 2), может отсутствовать на определенных частотах. Это связано с локализацией корней за пределом выбранных подобластей, но в пределах допустимых значений корня r . В таком случае подобласть для поиска корня следует расширить. Если подобласть не является крайней, то ее следует расширить «вниз» (в сторону мнимой части), как показано на рис. 2, и максимальное значение модуля мнимой части r составляет $|2 \operatorname{Im}(\sqrt{h \cdot d^2})|$. Если подобласть крайняя, ее следует расширить как вниз, так и «вправо» (в сторону вещественной части), до значения $J \cdot \frac{\pi}{2}$ (рис. 2), тогда значение $\operatorname{Re}(r) \geq \operatorname{Re}(\sqrt{h \cdot d^2})$, при этом значение t остается в пределах допустимого. Расширенная область может содержать два корня уравнений, один из которых ложный.

Далее каждая подобласть делится на подобласти, и каждая из них проверяется на наличие в ней корней уравнения, в свою очередь подобласти, в которых локализован корень, далее делятся на подобласти и т. д., пока размер подобласти, в которой локализован корень уравнения, не удовлетворяет требованиям по допустимой погрешности δ . На рис. 3 представлена подобласть значений r , в которой локализован корень. Контур, ограничивающий подобласть, проходит через точки r_1, r_2, r_3 , и r_4 , $r_v^{e,h}$ – истинный корень уравнения (8) или (9), локализованный в подобласти, r_k – среднее значение между r_1, r_2, r_3 , и r_4 , принятое за корень уравнения. Дальнейшее деление подобласти прекращается а корнем уравнения считается значение r_k , если выполняется условие $\delta \geq |f(r_k)|$. Допустимая погрешность δ в рамках настоящей работы задана 0,001.

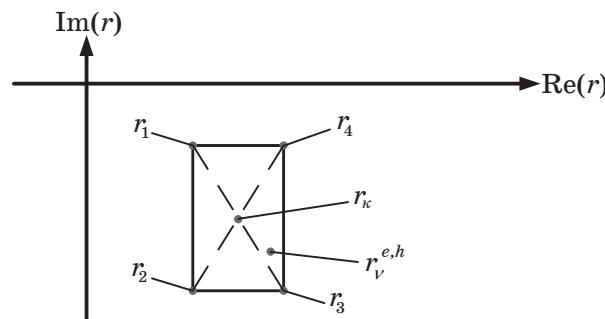


Рис. 3. Локализация корня уравнения

Fig. 3. Location of the equation root

При таком методе поиска корней находятся и однозначно идентифицируются все истинные корни уравнений. Предвари-

тельное ограничение области значения r исключает возможность появления корней, не соответствующих реальным параметрам ПЭВ. Уменьшение допустимой погрешности δ для большей точности результата не приводит к существенному увеличению объема вычисления и, соответственно, временных затрат при поиске корней уравнений.

Корни уравнений (1) и (2), приведенных в [2; 3], соответствуют ПЭВ, возбуждаемым микрополосковой антенной. В работе [1] приведены системы уравнений, корни которых соответствуют ПЭВ, возбуждаемым падающей волной, эти системы уравнений идентичны системам уравнений (1) и (2). Тогда через корни уравнений (1) и (2) находятся параметры ПЭВ, возбужденных как микрополосковой антенной, так и падающей волной.

Материалы покрытия

Для исследований взяты такие же материалы, как и в [4], их параметры приведены в табл. 1. Для простоты изложения каждому материалу присвоен порядковый номер. Как и в [4] покрытия взяты толщиной $d = 15$ мм (рис. 1).

Таблица 1. Параметры материалов покрытия

Table 1. The parameters of the coating materials

№ n/n	Комплексная относительная диэлектрическая проницаемость ϵ'	Тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta$	Комплексная относительная магнитная проницаемость μ'
1	$15-5i$	$\approx 0,33$	1
2	$9,84-4,95i$	$\approx 0,5$	1
3	$4,48-1,87i$	$\approx 0,42$	1
4	$2,754-0,129i$	$\approx 0,047$	1

Некоторые численные результаты

В диапазоне от 0,1 до 5 ГГц решены трансцендентные уравнения, соответствующие возбуждению ПЭВ. Уравнения составлены для покрытий из материалов из табл. 1 толщиной $d = 15$ мм (рис. 1).

Разберем результаты решения уравнений на примере покрытия из материала 1 (табл. 1). На рис. 4 и 5 приведены графики частотной зависимости вещественных и мнимых частей корней уравнений (1) и (2). На рис. 4 также приведен график зависимости $\operatorname{Re}(\sqrt{h \cdot d^2})$ от частоты. Как видно на рис. 4, II, выполняется условие $0 \leq \operatorname{Re}(t) \leq \operatorname{Re}(\sqrt{h \cdot d^2})$, на рис. 5 приведен график зависимости модуля мнимых частей корней уравнения, но найденные корни имеют отрицательную мнимую часть во всем диапазоне частот. Это говорит о корректности найденных корней.

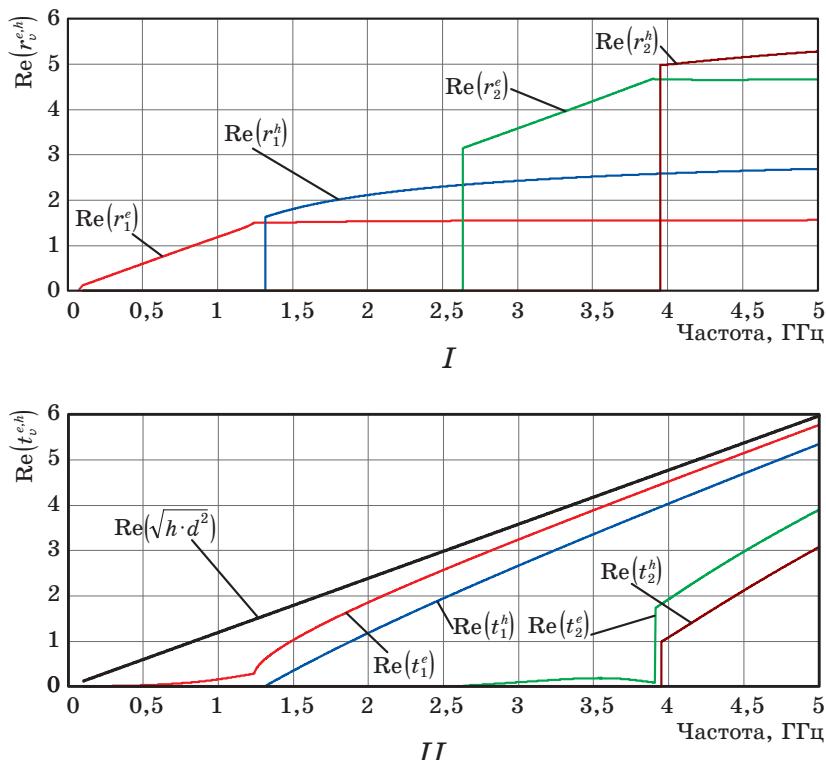


Рис. 4. Вещественная часть корней уравнений: I – $\text{Re}(r_v^{e,h})$; II – $\text{Re}(t_v^{e,h})$
 Fig. 4. Real parts of the equation roots: I – $\text{Re}(r_v^{e,h})$; II – $\text{Re}(t_v^{e,h})$

Отдельно рассмотрим диапазоны частот, на которых возбуждаются ПЭВ. ПЭВ низшего типа (LM_1) возбуждаются во всем диапазоне, начиная с нижней частоты (согласно [1] должны возбуждаться с нулевой частоты). Следующий тип волн – LE_1 – возбуждается с частоты 1317 МГц, что соответствует значению

$$\text{Re}(\sqrt{h \cdot d^2}) = \frac{\pi}{2}.$$

Далее возбуждаются ПЭВ LM_2 с частоты 2633 МГц, что соответствует значению $\text{Re}(\sqrt{h \cdot d^2}) = \pi$, и LE_2 с частоты 3949 МГц, что соответствует

$$\text{Re}(\sqrt{h \cdot d^2}) = \frac{3\pi}{2}.$$

Приведенные в настоящей работе численные результаты качественно совпадают с графическим решением трансцендентных уравнений в [1], но вследствие учета омических потерь и, соответственно, комплексных значений корней имеют место резкие изменения значений корней при изменении частоты (разрывы функции).

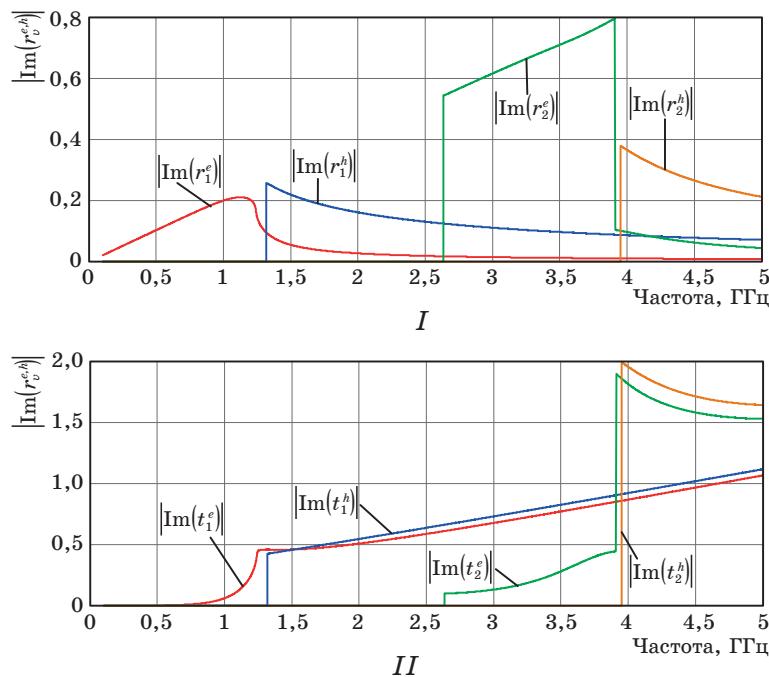


Рис. 5. Модуль мнимой части корней уравнений:

I – $|Im(r_v^{e,h})|$; II – $|Im(t_v^{e,h})|$

Fig. 5. Imaging parts of the equation roots: I – $|Im(r_v^{e,h})|$; II – $|Im(t_v^{e,h})|$

Сравнение и обсуждение результатов

Определены области частот, на которых возбуждаются ПЭВ, в пределах исследуемого диапазона (100 МГц – 5 ГГц). В табл. 2 приведены результаты в сравнении с результатами из [4].

Таблица 2. Диапазоны частот, на которых возбуждаются ПЭВ

Table 2. Frequency ranges at which plane waves are excited

Материал покрытия	Тип ПЭВ	Диапазон частот, определенный в настоящей работе	Диапазон частот, определенный в [4]
1	LM1	100–5000 МГц	825–1810 МГц
	LM2	2633–5000 МГц	1050–1325 МГц
	LE1	1317–5000 МГц	1304–2381 МГц
	LE2	3949–5000 МГц	–
2	LM1	100–5000 МГц	1000–2300 МГц
	LM2	3247–5000 МГц	1270–1690 МГц
	LE1	1625–5000 МГц	1600–2980 МГц
	LE2	4781–5000 МГц	–
3	LM1	100–5000 МГц	1548–3350 МГц
	LE1	2595–5000 МГц	2560–4400 МГц
4	LM1	100–5000 МГц	2210–6420 МГц
	LE1	3772–5000 МГц	3900–6870 МГц

Как видно из данных табл. 2, области частот, на которых возбуждаются ПЭВ, определенные в настоящей работе, принципиально отличаются от областей частот, определенных в работе [4]. Это связано с различиями в методах решения трансцендентных уравнений (1) и (2). Результаты, полученные в настоящей работе, коррелируются с результатами, получаемыми при решении трансцендентных уравнений с допущением, что в материале покрытия отсутствуют омические потери.

Заключение

Предложенный в настоящей работе метод решения трансцендентных уравнений позволяет найти и однозначно идентифицировать корни уравнений с допустимой погрешностью. Примененный метод позволяет точнее определить параметры ПЭВ по сравнению с корнями, найденными в [4], при этом также учитываются омические потери в материале покрытия.

Наряду с однозначной идентификацией найденных корней уравнений, предложенный метод требует значительно меньшего объема вычислений и, соответственно, временных затрат.

По сравнению с известными ранее решениями трансцендентных уравнений в (1) и (2), не учитывающих омические потери в материале покрытия, усложняется определение допустимых значений корней уравнений, так как необходимо контролировать значения не только вещественной, но и также мнимой части корней.

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01396).

Acknowledgments

This research is supported by grant No. 14-19-01396 from the Russian Science Foundation.

Список литературы

1. Марков Г. Т., Чаплин А. Ф. *Возбуждение электромагнитных волн*. 2-е изд. перераб. и доп. М.: Радио и связь; 1983.
2. Панченко Б. А., Нефедов Е. И. *Микрополосковые антенны*. М.: Радио и связь; 1986.
3. Шабунин С. Н. Электродинамика плоских и цилиндрических магнитодиэлектрических слоистых структур: дис. ... д-ра техн. наук. Екатеринбург: Уральский государственный технический университет – УПИ; 2006.
4. Князев С. Т., Мусин А. М., Панченко Б. А. Влияние поверхностных волн на характеристики рассеяния выпуклых тел содержащих диэлектрической покрытие. *Электромагнитные волны и электронные системы*. 2016;21(6):32–39.

5. Раевский А. С., Раевский С. Б. *Комплексные волны*. М.: Радиотехника; 2010.
6. Малахов В. А., Попков К. В., Раевский А. С. Комбинированный метод поиска решений дисперсионных уравнений волн направляющих электродинамических структур на комплексной плоскости одного из волновых чисел. *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. 2014;17(2):13–17.

References

1. Markov G. T., Chaplin A. F. *Excitation of electromagnetic waves*. 2nd ed. Moscow: Radio and communication; 1983. (In Russ.)
2. Panchenko B. A., Nefedov E. I. *Microstrip antennas*. Moscow: Radio and communication; 1986. (In Russ.)
3. Shabunin S. N. *Electrodynamics of plane and cylindrical magnetodielectric layered structures: Diss. ... d-RA tekhn. sciences'*. Ekaterinburg: Ural state technical University – UPI; 2006. (In Russ.)
4. Knyazev S. T., Musin A. M., Panchenko B. A. The influence of plane waves on the scattering characteristics of a convex body with a dielectric coat. *Electromagnetic Waves and Electronic Systems*. 2016;21(6):32–39. (In Russ.)
5. Raevskii A. S., Raevskii S. B. *Complex wave*. Moscow: Radio Engineering; 2010. (In Russ.)
6. Malakhov V. A., Popkov K. V., Raevsky A. S. The combined method of finding solutions to the dispersion equation for waveguide electrodynamic structures on the complex plane of one of the wave numbers. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*. 2014;17(2):13–17.

Информация об авторах

Мусин Андрей Маликович, аспирант, Уральский федеральный университет, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32; e-mail: andrmm@uralweb.ru.

Шабунин Сергей Николаевич, доктор технических наук, профессор, Уральский федеральный университет, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32.

Князев Сергей Тихонович, доктор технических наук, проректор по учебной работе, Уральский федеральный университет, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32.

Information about the authors

Andrey M. Musin, Post-graduate student, Ural Federal University, 32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia; e-mail: andrmm@uralweb.ru.

Sergey N. Shabunin, Dr.Sc. (Tech.), Professor, Ural Federal University, 32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia.

Sergey T. Knyazev, Dr.Sc. (Tech.), Vice-rector for Academic Affairs, Ural Federal University, 32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia.

Поступила / Received: 26.09.2019

Принята в печать / Accepted: 10.10.2019

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.3.002

УДК 621.37

Входная защитная цепь радиочастотного тракта приемника с заданным уровнем ограничения

О. А. Посны́й¹ , С. В. Долгушев¹, Е. А. Посная²¹ АО «КБ радиосвязи», Россия, 299053, г. Севастополь,
Фиолентовское шоссе, 1/2, корпус «А» литер «М»² Севастопольский государственный университет,
Россия, 299053, г. Севастополь ул. Университетская, 33 posnyi@rambler.ru**Аннотация**

Представлены результаты разработки входной защитной цепи, предназначеннной для ограничения сигналов большой мощности, которые могут наводиться в антенну и поступать в радиочастотный тракт коротковолнового приемника. Входная защитная цепь интегрируется в радиочастотный тракт и предохраняет чувствительные узлы приемника от перегрузки и выхода из строя. Проведены успешные практические испытания опытных образцов входной защитной цепи, установленной на входе серийно выпускаемого коротковолнового приемника. Обоснован экономический эффект от внедрения разработки.

Ключевые слова

защитная цепь, радиоприем, коротковолновый диапазон частот, радиочастотный тракт

Для цитирования

Посны́й О. А., Долгушев С. В., Посная Е. А. Входная защитная цепь радиочастотного тракта приемника с заданным уровнем ограничения. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):243–250. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.002

The input protective circuit of receiver radio frequency path with fixed restriction level

O. A. Posnyi¹ , S. V. Dolgushev¹, E. A. Posnaya²¹ OJSC «Radio Design», 1/2 Fiolentovskoe Rd, Sevastopol, 299053, Russia² Sevastopol State University, 33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299053, Russia posnyi@rambler.ru**Abstract**

This paper presents the results of the development of the input protective circuit designed to limit high-power signals which are induced in the antenna and enter the radio frequency path of the short-wave receiver.

The input protective circuit integrates into radio frequency path and protects receiver sensitive components from overload and failure. We have obtained effective results in practical prototype tests of the input protective circuit fixed at the input of the commercially available shortwave receiver. We justify the economic effect of the commercialization of the development.

Keywords

protective circuit, radio, shortwave, radio frequency

For citation

Posnyi O. A., Dolgushev S. V., Posnaya E. A. The input protective circuit of receiver radio frequency path with fixed restriction level. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):243–250. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.002

1. Введение

В коротковолновом диапазоне частот нередко применяются передающие устройства с выходной мощностью в десятки, а иногда и сотни киловатт. По этой причине в радиочастотном тракте приемного оборудования могут появляться сигналы недопустимо высокого уровня, способные вывести из строя высокочувствительные цепи. Более явно актуальность данного вопроса проявляется при малом разнесении радиоприемника и источника мощного сигнала, как правило, являющегося помехой, а также в случае преднамеренных радиопомех противника в условиях радиоэлектронной борьбы, в том числе и во время боевых действий.

В нормативных документах¹ для коротковолновых приемников регламентированы два параметра, которые формируют требования к характеристикам входной защитной цепи, а именно: уровень восприимчивости по блокированию и способность радиоприемного устройства сохранять работоспособность после 15-минутного воздействия на его вход высокочастотного сигнала с ЭДС 100 В, в том числе и на частотах настройки. Для приемников высшего класса уровень восприимчивости по блокированию может достигать 150 дБ·мкВ (ЭДС 31,6 В). Исходя из этих данных, получаем порог ограничения входной защитной цепи на уровне 20...22 В, при этом входная защитная цепь должна выдерживать высокочастотный ток до 1,7 А при ЭДС на входе 100 В. Также следует обратить внимание на то, что принцип действия схемы защиты заключается в преобразовании части энергии входного сигнала в тепловую энергию, и рассеиваемая

¹ ГОСТ Р 52016-2003 Приемники магистральной радиосвязи гектометрового-декаметрового диапазона волн. Параметры, общие технические требования и методы измерений. Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200031497>

защитной цепью мощность может достигать 30...40 Вт. Таким образом, разработка узла защиты входных цепей приемника является актуальной.

В данной работе предложен способ построения входной защитной цепи, имеющей возможность выбора порога ограничения под различные требования. Однако при порогах ограничения более 5...10 В рекомендуем использовать предложенную входную защитную цепь на входе многоступенчатой схемы защиты [1; 2]. Диапазон частот (до 30 МГц) накладывает определенные требования к быстродействию электронных компонентов.

Вопросы построения частотно-избирательных цепей, а также защиты от преднамеренных помех противника рассматривались рядом авторов [3–8].

Целесообразным является интегрирование входной защитной цепи в фильтр нижних частот (ФНЧ), поскольку она обладает определенной емкостью, и обособленное применение входной защитной цепи приведет к спаду АЧХ с ростом частоты и рас согласованию импедансов. В свою очередь, ФНЧ на входе коротковолнового приемника может быть использован в качестве радиолокационного фильтра.

В ходе разработки авторы ставили перед собой задачу построения относительно простой схемы, содержащей минимум элементов, обладающей достаточным быстродействием, что должно способствовать высокой повторяемости схемы без дополнительной настройки и обеспечивать высокую надежность.

2. Методология и теоретическое моделирование

Известно несколько способов построения высокочастотных защитных цепей ограничительного типа. Как правило, эти цепи включают параллельно входу приемника, используя их шунтирующие свойства. Наиболее часто применяют диоды, включенные встречно-параллельно, с подачей дополнительного запирающего напряжения (рис. 1) либо ограничительный *pin*-диод с дополнительной пассивной ветвью для прохождения постоянного тока (рис. 2) или схемой управления, которая подразумевает пост-регулировку с последующим после срабатывания защиты вмешательством оператора, что в ряде случаев неприемлемо. Управление сопротивлением *pin*-диода в зависимости от амплитуды входного сигнала — один из эффективных способов построения защиты, имеющий ряд недостатков. Пассивная схема с *pin*-диодом хорошо себя зарекомендовала, но для получения высоких порогов ограничения в широком диапазоне частот применение ее затруднительно.

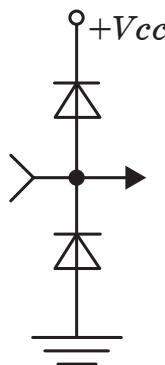


Рис. 1. Защитная цепь на встречно-параллельных импульсных диодах

Fig. 1. Protective circuit on anti-parallel pulse diodes

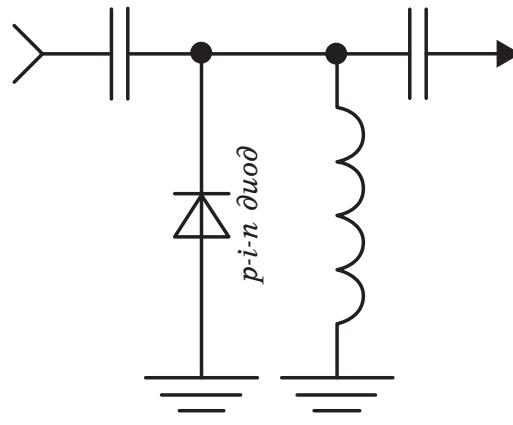


Рис. 2. Ограничитель с использованием pin-диода

Fig. 2. Pin diode limiter

Авторам удалось развить идеологию, заложенную в схеме на рис. 1. Энергия наведенного сигнала большой мощности используется для формирования напряжения подпорки для сигналов меньшего уровня (рис. 3). Работу схемы на рис. 3 кратко можно описать следующим образом. При поступлении первой и второй полуволны сигнала с большой амплитудой конденсаторы $C1$ и $C2$ заряжаются, и запирают диоды. До тех пор, пока порог открывания транзистора, определяемый стабилитроном, не превышен, цепь не оказывает ограничивающего воздействия на входной сигнал.

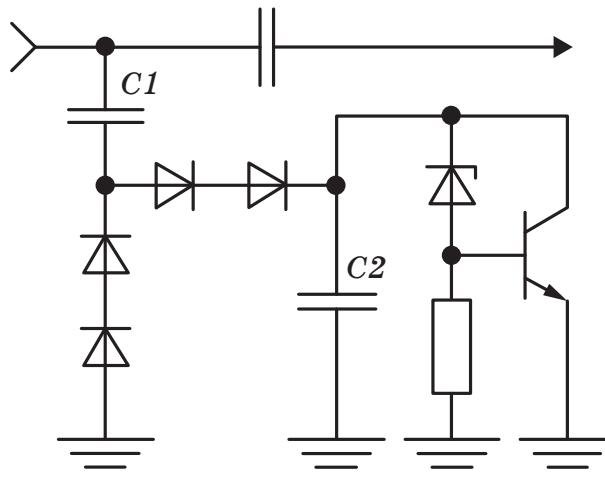


Рис. 3. Защитная цепь с заданным порогом ограничения

Fig. 3. Protective circuit with a set limit threshold

Моделирование схемы в программном пакете «LTspice», предоставленном компанией Linear Technology (входит в Analog Devices) в качестве бесплатного программного обеспечения, показало, что требуемый уровень ограничения достичим, а наибольшее расчетное значение рассеиваемой на транзисторе мощности составило порядка 28 Вт в низкочастотной части коротковолнового диапазона. Это накладывает также определенные требования к характеристикам транзистора, а именно: в имеющихся данных, предоставляемых производителями, необходимо обращать внимание на максимальную рассеиваемую транзистором мощность при постоянном токе. Она для высокочастотных транзисторов существенно меньше допустимой высокочастотной мощности рассеяния.

3. Результаты разработки и экспериментальные данные

По представленной на рис. 3 схеме были изготовлены опытные образцы входной защитной цепи. Подобраны быстродействующие диоды со временем обратного восстановления 16 нс, транзистор с временем $t_f = 55$ нс и максимальной рассеиваемой мощностью 110 Вт, стабилитрон с напряжением стабилизации 39 В. Обеспечен качественный отвод тепла от компонентов схемы (диодов, транзистора). Защитная цепь интегрирована в фильтр низких частот с частотой среза 40 МГц. В режиме слабых сигналов КСВ входа блока, включающего защитную цепь и фильтр низких частот, в диапазоне частот 1,5–30 МГц не превышает 1,15 (для 50-омного тракта).

Испытания проводились по схеме, показанной на рис. 4 и рекомендованной ГОСТ Р 52016-2003¹.

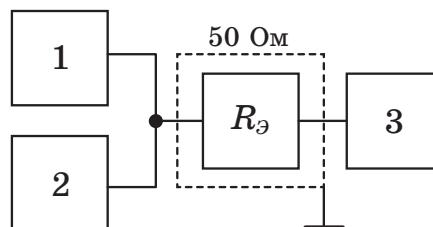


Рис. 4. Схема проверки работоспособности приемника при воздействии ВЧ-сигнала с ЭДС 100 В: 1 – генератор высокочастотных сигналов; 2 – универсальный вольтметр; 3 – приемник; RЭ – эквивалент антенны мощностью не менее 200 Вт

Fig. 4. The scheme of checking the operability of the receiver when exposed to an RF signal with EMF 100 V

¹ ГОСТ Р 52016-2003 Приемники магистральной радиосвязи гектометрового-декаметрового диапазона волн. Параметры, общие технические требования и методы измерений. Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200031497>

При подаче высокочастотного синусоидального сигнала от источника 200 Вт уровень ограничения амплитуды напряжения составил порядка 18...20 В. Форма сигнала на выходе защитной цепи в низкочастотной и высокочастотной частях коротковолнового диапазона несколько отличается в первую очередь по причине конечной величины времени обратного восстановления диодов, но в целом свою функцию узел эффективно выполняет во всем диапазоне частот.

Опытные образцы блока, состоящего из входной защитной цепи, интегрированной в ФНЧ, успешно прошли испытания в составе серийно выпускаемого коротковолнового приемника ПТ-100 (группа промышленных компаний «Корпорация ТИРА», г. Санкт-Петербург). Испытания проводились по схеме, показанной на рис. 4.

К достоинствам предложенной схемы можно отнести следующие качества:

- простота построения схемы;
- небольшое количество относительно недорогих компонентов;
- достаточно хорошая стабильность параметров ограничения в широком диапазоне частот;
- отсутствие дополнительных источников напряжения подпорки;
- уровень вносимых шумов определяется в основном только вносимым ослаблением (собственными шумами входной защитной цепи можно пренебречь).

4. Заключение

Предложенная в работе схема построения входной защитной цепи радиочастотного тракта коротковолнового приемника позволяет предохранить высокочувствительные цепи от перегрузки, но в то же время обеспечить восприимчивость по блокированию радиоприемного устройства на уровне не хуже 150 дБ·мкВ при отстройке помехи на $\pm 10\%$ относительно частоты настройки приемника, если для последующих цепей приемника выполняется данный параметр.

Уровень развития современной элементной базы позволяет реализовывать быстродействующие цепи для задач обозначенной в исследовании проблематики. Очевидно, что использование предложенной входной защитной цепи в составе радиоприемного устройства является необходимым условием для получения профессионального и экономического эффекта при эксплуатации радиоприемного оборудования. Так, например, интегрировав предложенную недорогую входную защитную цепь в состав профессионального радиоприемника ПТ-100, можно уберечь вы-

сокочувствительные цепи от выхода из строя, избежать дорогостоящего ремонта, а также обеспечить высокие уровни восприимчивости по блокированию¹.

Список литературы

1. Черепанов В. П., Посыаев Е. И. *Защита радиоэлектронной аппаратуры от электрических перегрузок*. М.: ИП РадиоСофт; 2010.
2. Черепанов В. П., Хрулев А. К., Блудов И. П. *Электронные приборы для защиты РЭА от электрических перегрузок*. М.: Радио и связь; 1994.
3. Маковий В. А. Автоматическая регулировка восприимчивости в программируемом радиоприемнике. *Радиотехника*. 2013;(3):26–36.
4. Поляков В. Т. О стабильности частоты настройки телекоммуникационных приемников. *Вестник российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление*. 2014;(4):42–44.
5. Селюто Н. М. Преселектор радиовещательного приемника. *Молодежный научно-технический вестник*. 2017;(7):48.
6. Попов Г. А., Коновалов О. А., Васильев В. А. Методы контроля чувствительности приемных устройств. *Вестник Воронежского института ФСИН России*. 2015;(3):20–25.
7. Семисошенко М. А. Развитие средств и комплексов военной радиосвязи. *Военная мысль*. 2014;(11):28–36.
8. Суранова М. А. Выбор конструкции приемного устройства для обеспечения защиты от преднамеренных помех противника. В: Богатство России: сб. докладов Всероссийского форума научной молодежи. Москва, 6–8 декабря 2017 г. М.: Моск. гос. техн. ун-т им. Н. Э. Баумана; 2018. С. 99–101.

References

1. Cherepanov V. P., Posysaev E. I. *Protection of electronic equipment from electrical overloads*. Moscow: IP RadioSoft; 2010. (In Russ.)
2. Cherepanov V. P., Khrulev A. K., Bludov I. P. *Electronic devices for protecting electronic equipment from electrical overloads: Reference*. Moscow: Radio i svyaz; 1994. (In Russ.)
3. Makovij V. A. Automatic adjustment of sensitivity in the software radio. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2013;(3):26–36. (In Russ.)
4. Polyakov V. T. On the stability of the tuning frequency of the telecommunication receivers. *Vestnik rossiiskogo novogo universiteta. Seriya: Slozhnye sistemy: modeli, analiz i upravlenie = Vestnik of Russian New University. Series: Complex Systems: Models, Analysis, Management*. 2014;(4):42–44. (In Russ.)
5. Selyuto N. M. Broadcast Receiver Preselector. *Molodezhnyi nauchno-tekhnicheskii vestnik*. 2017;(7):48. (In Russ.)

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 29-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо’2019 (Севастополь, РФ, 8–14 сентября 2019 г.).

6. Popov G. A., Konovalov O. A., Vasilyev V. A. Sensitivity control methods intakes. *Vestnik Voronezhskogo instituta FSIN Rossii = Vestnik of Voronezh Institute of the Russian Federal Penitentiary Service.* 2015;(3):20–25. (In Russ.)

7. Semisoshenko M. A. Development of means and complexes of military radio signal communication. *Voennaya mysl = Military Thought.* 2014;(11):28–36. (In Russ.)

8. Suranova M. A. The choice of the design of the receiving device to provide protection against intentional interference of the enemy. In: *The wealth of Russia: a collection of reports of the All-Russian Forum of Scientific Youth. Moscow, December 6–8, 2017.* Moscow: Bauman Moscow State Technical University; 2018, pp. 99–101. (In Russ.)

Информация об авторах

Посны Олег Александрович, кандидат технических наук, ведущий инженер-конструктор АО «КБ радиосвязь», Россия, 299053, Севастополь, Фиолентовское шоссе, 1/2, корпус «А» литер «М», помещение I-3.
Долгушев Сергей Васильевич, генеральный директор АО «КБ радиосвязь», Россия, 299053, Севастополь, Фиолентовское шоссе, 1/2, корпус «А» литер «М», помещение I-3.

Посная Елена Анатольевна, кандидат экономических наук, доцент Севастопольский государственный университет, Россия, 299053, Севастополь, ул. Университетская, 33.

Information about the authors

Oleg A. Posnyi, Candidate of Technical Sciences, leading design engineer, OJSC «Radio Design», 1/2 Fiolentovskoe Rd, Sevastopol, 299053, Russia.

Sergey V. Dolgushev, General Manager, OJSC «Radio Design», 1/2 Fiolentovskoe Rd, Sevastopol, 299053, Russia.

Elena A. Posnaya, Candidate of Economic Sciences, Associate Professor, Sevastopol State University, 33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299053, Russia.

Поступила / Received: 25.09.2019

Принята в печать / Accepted: 10.10.2019

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.3.003

УДК 621.396

Импульсные функции взаимовлияния элементов при излучении сверхкоротких импульсов антенными решетками

Б. А. Лаговский✉, А. Б. СамохинМИРЭА – Российский технологический университет,
Россия, 119454, г. Москва, пр-т Вернадского, 78

✉ robertlag@yandex.ru

Аннотация

Представлены аналитические и численные результаты разработки нового метода расчета характеристик сверхкоротких импульсов, излучаемых большими антенными решетками, с учетом взаимовлияния элементов решетки. Получены аналитические выражения, описывающие частотную зависимость активного сопротивления излучателей. Обосновано использование импульсных функций взаимовлияния элементов антенной решетки. Показано, что частотная зависимость взаимовлияния элементов антенных решеток существенно изменяет характеристики излучаемых и принимаемых импульсов.

Ключевые слова

сверхкороткие импульсы; взаимные сопротивления элементов; импульсные функции антенных решеток

Для цитирования

Лаговский Б. А., Самохин А. Б. Импульсные функции взаимовлияния элементов при излучении сверхкоротких импульсов антенными решетками. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):251–260. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.003

Impulse functions of the mutual coupling of the elements of the antenna arrays when emitting UWB pulses

Б. А. Lagovsky✉, А. Б. SamokhinRussian Technological University MIREA,
78, Vernadskogo Ave., Moscow, 119454, Russia

✉ robertlag@yandex.ru

Abstract

This paper presents the analytical and numerical results of the development of a new method for calculating the characteristics of UWB pulses emitted by large antenna arrays with consideration to the mutual coupling of the

elements of the array. We have obtained the analytical expressions which describe the frequency dependence of the active resistance of emitters. The use of pulse functions of the mutual coupling of the elements of the antenna array is justified. We demonstrate that the frequency dependence of the mutual influence of the elements of the antenna arrays significantly changes the characteristics of the emitted and received pulses.

Keywords

UWB pulses, mutual coupling, impulse functions of antenna arrays

For citation

Lagovsky B. A., Samokhin A. B. Impulse functions of the mutual coupling of the elements of the antenna arrays when emitting UWB pulses. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):251–260. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.003

Введение

Использование UWB (ultra wide band) импульсов в радиосвязи, радиолокации и дистанционном зондировании имеет ряд существенных потенциальных преимуществ по сравнению с использованием обычных импульсов. В результате уменьшения импульсного объема радар приобретает некоторые новые особенности: увеличивается точность измерения расстояний, разрешение по дальности, появляется возможность определить класс и тип исследуемого объекта, получить его радиоизображение, поскольку принятый сигнал несет информацию не только о цели в целом, но и о ее отдельных элементах [1; 2].

Характеристики излучения при использовании UWB импульсов в антенных решетках (АР) могут значительно отличаться от их узкополосных аналогов. Сверхширокополосный спектр излучаемых UWB импульсов отличается от спектра подаваемых на излучатели АР импульсов из-за дисперсионных свойств диаграммы направленности (ДН) и взаимовлияния элементов АР.

Изменения спектрального состава, как показывают оценки, могут быть значительны, и их необходимо учитывать при расчетах и оптимизации радиотехнических систем.

1. Постановка задачи и метод решения

В UWB радаре сигнал значительно изменяется во время излучения и приема, а также при отражении от цели. В результате форма и спектр принимаемого сигнала сильно отличаются от исходной, что не позволяет использовать традиционные методы обработки когерентного сигнала [3–5].

Пусть сгенерированный UWB-импульс в виде $U(t)$ поступает на каждый излучатель АР. Необходимо найти временную зависимость излучаемого импульса $U_R(t)$, которая может существенно отличаться от $U(t)$.

Будем рассматривать АР с большим количеством элементов, когда, пренебрегая краевыми эффектами, можно считать, что все излучатели находятся в одинаковых условиях. Спектр UWB импульса, излучаемого в направлении ϕ , при направлении максимума ДН в направлении ϕ_0 может быть выражен как:

$$S(f, \alpha_0, \alpha) = \frac{S_0(f)D(f, \alpha_0 - \alpha)}{r(f, \alpha_0)}, \quad (1)$$

где $D(f, \alpha_0 - \alpha)$ – ДН антенной решетки на частоте f с максимумом в направлении α_0 ; $r(f, \alpha_0)$ – активное сопротивление излучателя в составе АР, зависящее, в общем случае, от расстояния между соседними излучателями, формы ДН излучателей, частоты и направления максимума излучения.

Форма излучаемого импульса находится путем применения обратного преобразования Фурье $U_R(t) = F^{-1}[S]$.

Для традиционно используемого спектрального метода анализа работы АР необходимо знать амплитудно-фазовый спектр генерируемых наносекундных импульсов, что далеко не всегда может быть обеспечено с достаточной точностью.

Для расчетов, связанных с излучением и приемом таких сигналов, более точен и удобен временной метод анализа. Он основан на описании АР как линейной системы с помощью импульсных функций [1; 2]. Необходимая зависимость исходного сигнала от времени $U(t)$ достаточно точно определяется экспериментально.

Импульсные характеристики АР с помощью преобразования Фурье находятся по их частотным аналогам. ДН на каждой из используемых частот образуют спектр импульсной характеристики излучения – $h_e(t, \alpha)$. Методы расчетов и измерений ДН хорошо известны, и импульсная характеристика излучения может быть найдена с высокой точностью.

Используя импульсную характеристику, получим излучаемый UWB импульс без учета взаимовлияния элементов решетки в виде свертки

$$U_e(t) = \int_0^t h_e(t-x, \alpha_0, \alpha)U(x)dx, \quad (2)$$

Для построения импульсной функции необходимо знать частотную зависимость импеданса элементов антенной решетки.

Если для высокочастотных составляющих импульсов взаимовлияние элементов АР пренебрежимо мало, то на низких частотах во избежание значительных ошибок его необходимо учитывать.

Учет дисперсионных свойств взаимовлияния при использовании UWB импульсов также удобно проводить с помощью введе-

ния импульсной функции взаимовлияния. Для построения этой функции необходимо вначале найти зависимость сопротивления элемента в составе АР от частоты.

Рассмотрим плоскую эквидистантную АР с одинаковыми и одинаково ориентированными элементами. Взаимное комплексное сопротивление двух элементов, находящихся на электрическом расстоянии kd ($k = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны) обозначим как $z(kd) = r(kd) + ix(kd)$.

Нормированная на единицу активная часть взаимного сопротивления двух одинаковых и одинаково ориентированных элементов, находящихся на расстоянии d , в сферической системе координат определяется как:

$$r_{1,2}(kd) = \frac{1}{B} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} f_1(\varphi, \theta) f_2^*(\varphi, \theta) \cos(kd \sin \theta) \sin \theta d\varphi d\theta, \quad (3)$$

где B – нормирующий множитель.

Пусть ДН всех излучателей одинаковы, не зависят от азимутального угла и описываются выражением $\cos^v \alpha$, где параметр v характеризует направленность отдельного излучателя.

В этом случае взаимное сопротивление двух соседних элементов, нормированное на собственное сопротивление излучателя, определяется выражением [4]:

$$r(kd) = \Gamma(v+3/2) \frac{J_{v+1/2}(kd)}{(kd/2)^{v+1/2}}, \quad (4)$$

где $\Gamma(v)$ – Гамма-функция, J_v – функция Бесселя порядка v .

Для получения значения сопротивления излучателя в составе АР в виде замкнутого выражения необходимо вначале найти сумму ряда вида:

$$W = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_v(x)}{(nx/2)^v} \cos(nx \sin \alpha_0), \quad (5)$$

который носит название обобщенного ряда Шлемильха. Значения (5) известны по справочникам только для нескольких частных случаев.

Найдем сумму ряда в общем случае. Используем известное интегральное представление функций Бесселя

$$J_v(x) = 2 \frac{(x/2)^v}{\Gamma(1/2)\Gamma(v+1/2)} \int_0^1 (1-t^2)^{v-1/2} \cos(xt) dt \quad (6)$$

и известное соотношение

$$\sum_{n=1}^{\infty} \cos(nx) = -1/2 + \pi \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(x - 2\pi m),$$

где $\delta(x)$ – дельта-функция. При условии $kd < 2\pi / (1 + \sin\varphi_0)$, которое физически означает отсутствие вторичных максимумов, получим сумму обобщенного ряда Шлемильха в виде:

$$W = -\frac{1}{2\Gamma(v+1)} + \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(v+1/2)x} \cos^{2v-1} \varphi. \quad (7)$$

В простейшем случае при $v = 0$, $v = 0,5$ и $\varphi = 0$ из (7) следует

$$\sum_{-\infty}^{\infty} J_0(nx) = \frac{2}{x}, \quad (8)$$

что совпадает с известной суммой ряда.

Используя полученное значение W , находим сопротивление каждого излучателя в большой линейной АР:

$$r_L = \frac{2\sqrt{\pi}\Gamma(v+3/2)}{\Gamma(v+1)kd} \cos^{2v} \varphi_0. \quad (9)$$

Это выражение показывает, в частности, что мощность, излучаемая линейной АР, и согласование импеданса излучателей с линией питания изменяются в процессе сканирования.

Изменения более ярко выражены при высокой направленности излучателя.

Сопротивление каждого излучателя в сканирующей плоской АР получим, дважды применив (7). В итоге

$$r = \frac{4\pi(v+1/2)}{(kd)^2} \cos^{2v-1} \alpha_0. \quad (10)$$

Мнимая часть взаимного сопротивления двух элементов АР с ДН рассматриваемого вида может быть выражена с помощью функций Струве – $H_v(t)$ [4]:

$$X(kd) = \frac{2\Gamma(v+3/2)}{\sqrt{\pi}\Gamma(v+1)kd} - \frac{\Gamma(v+3/2)H_{v+1/2}(kd)}{\left(\frac{kd}{2}\right)^{v+1/2}}. \quad (11)$$

Тогда для каждого элемента большой линейной АР:

$$X = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(kdn) \cos(kdns \sin \varphi). \quad (12)$$

Численные оценки показывают, что значение (12) для больших линейных АР оказывается близко к нулю.

Таким образом, комплексное сопротивление каждого элемента в составе большой АР с хорошей точностью принимает значение (10).

Используя (10), получим КНД большой линейной АР из N взаимодействующих элементов виде:

$$G = \frac{2\sqrt{\pi}}{(v+1/2)} Nkd. \quad (13)$$

КНД оказывается независящим от направления максимума ДН антенной решетки, хотя значение ДН каждого излучателя и его сопротивление зависят от этого угла.

Из (10) следует, что для сканирующей АР удобно использовать излучатели с ДН близкой к $\cos^{0.5}\varphi$, так как их согласование с питающей линией остается в этом случае неизменным.

Используя найденное значение (10), получим КНД плоской антенной решетки, состоящей из N элементов:

$$G = \frac{N(kd)^2}{(v+1/2)} \cos\varphi. \quad (14)$$

Взаимовлияние излучателей в АР приводит к тому, что независимо от направленности отдельных элементов, КНД в процессе сканирования изменяется пропорционально первой степени косинуса.

Найденные дисперсионные зависимости сопротивления элемента в составе АР позволяют найти удобную для проведения расчетов импульсную характеристику сопротивления АР $R(t, \varphi_0)$ в виде обратного преобразования Фурье:

$$R(t, \varphi_0) = F^{-1} \left[\frac{1}{r(\alpha_0)} \right]. \quad (15)$$

Тогда при подаче на каждый излучатель АР UWB импульса $U(t)$ импульс тока представляет собой свертку:

$$J_R(t, \alpha_0) = \int_0^t R(t-t', \alpha_0) U(t') dt'. \quad (16)$$

Одновременно учитывая дисперсионные свойства ДН и взаимовлияние излучателей приходим к импульсной характеристике излучения АР:

$$h_R(t, \alpha_0, \alpha) = F^{-1} \left[\frac{D(\alpha_0, \alpha)}{r(\alpha_0)} \right]. \quad (17)$$

Окончательно UWB импульс, излучаемый антенной решеткой в направлении α при угловом положении максимума ДН α_0 , отличается от генерируемого $U(t)$ и имеет вид:

$$U_R(t, \alpha_0, \alpha) = \int_0^t h_R(t-t', \alpha_0, \alpha) U(t') dt'. \quad (18)$$

Найденная дисперсионная зависимость сопротивления элемента в составе АР (10) позволила найти импульсную характеристику сопротивления АР $R(t, \varphi_0)$. Кроме того, удается одновременно учесть дисперсионные свойства ДН и взаимовлияния излучателей и найти импульсную характеристику излучения АР.

2. Численные результаты

На математической модели плоской эквидистантной АР исследовались особенности излучения и приема UWB импульсов. Была выбрана АР с числом элементов $N = 41 \times 41$ и расстоянием $d = 0,7\lambda$ между соседними излучателями на выбранной средней частоте $f_0 = 1$ ГГц. Слабонаправленные ДН отдельных элементов решетки описывались функцией вида $\cos^2\varphi$ и не зависели от частоты.

Импульсные характеристики взаимовлияния $R(t, \alpha_0)$ при $\alpha_0 = 0$ для рассматриваемой АР показаны на рис. 1. Расстояния между соседними элементами на частоте f_0 составили $d = 0,7\lambda$ – жирная кривая и $d = 0,5\lambda$ – тонкая кривая.

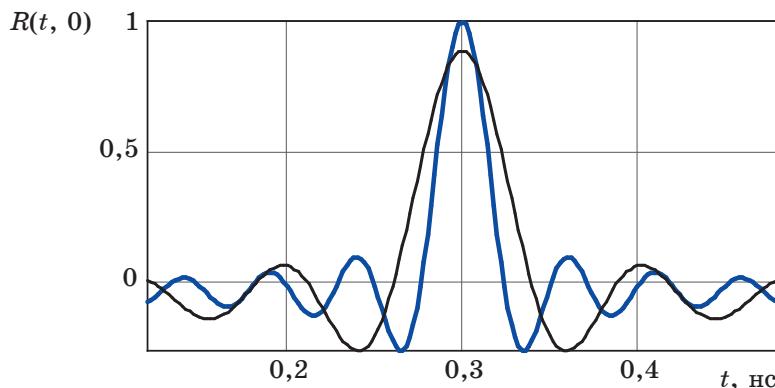


Рис. 1. Импульсные характеристики АР, описывающие взаимовлияние элементов

Fig. 1. Impulse characteristics of antenna array, describing the mutual coupling

Более наглядно взаимовлияние излучателей проявляется в спектральных составах UWB-сигналов. На рис. 2 и 3 показаны: пунктирные кривые – спектр генерируемого сигнала, тонкие сплошные кривые – спектры излучаемых импульсов без учета взаимовлияния элементов АР, жирные сплошные кривые – спектры при учете взаимовлияния. Показаны спектры UWB-импульсов, излучаемых в двух направлениях: $\alpha = 0$ (рис. 2) и $\alpha = 0,5\theta_{0,5}$ (рис. 3) при положении максимума ДН $\alpha_0 = 0$.

Без учета взаимовлияния ширина спектра уменьшилась в полтора раза по сравнению с исходным сигналом за счет большего КНД для высокочастотных составляющих. С учетом взаимовлияния ширина спектра уменьшилась почти в два раза за счет сильного взаимовлияния в низкочастотной части спектра.

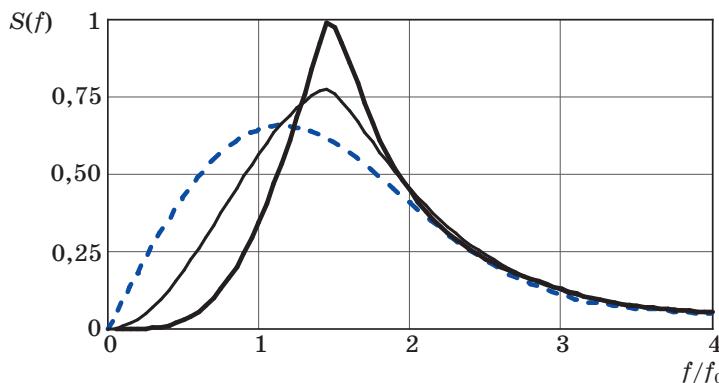


Рис. 2. Амплитудные спектры UWB импульсов, излучаемых в направлении $\alpha = 0$

Fig. 2. Amplitude spectra of UWB pulses emitted in the direction $\alpha = 0$

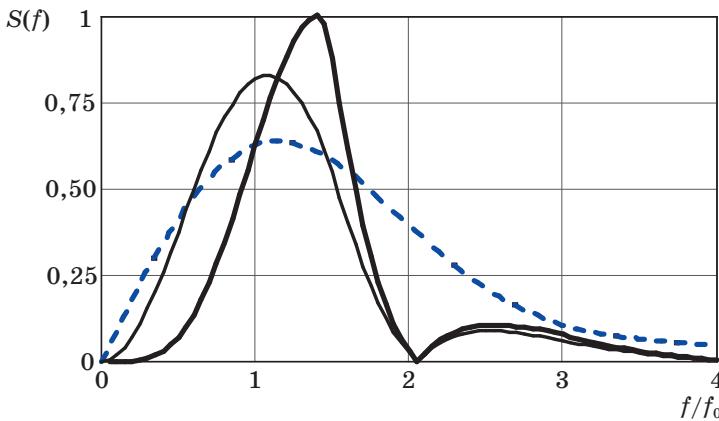


Рис. 3. Амплитудные спектры UWB импульсов, излучаемых в направлении $\alpha = 0,5\theta_{0,5}$

Fig. 3. Amplitude spectra of UWB pulses emitted in the direction $\alpha = 0,5\theta_{0,5}$

Ширина спектра при излучении импульсов под углом $\alpha = 0,5\theta_{0,5}$ к оси ДН уменьшилась в 2,2 раза за счет снижения доли как низко-, так и высокочастотных составляющих. Максимум спектра сместился в сторону более высоких частот. Сужение спектра особенно важно учитывать при проектировании РЛС для обнаружения малозаметных целей, защищенных радиопоглощающими покрытиями.

Если описываемая АР используется в системе активной радиолокации для излучения и приема отраженного сигнала, то влияние дисперсионных свойств ДН и взаимовлияния элементов АР на характеристики принятого UWB-импульса увеличи-

вается, так как дисперсионные свойства АР необходимо учитывать дважды.

Заключение

Использование импульсных характеристик АР позволяет упростить анализ их работы при использовании UWB импульсов, повысить точность расчетов. Найденная дисперсионная зависимость сопротивления элемента в составе линейной и плоской АР позволяет находить импульсную характеристику сопротивления АР и одновременно учитывать дисперсионные свойства ДН и взаимовлияния излучателей. Представленные результаты показывают, что частотная зависимость взаимовлияния элементов антенных решеток существенно изменяет характеристики излучаемых и принимаемых импульсов по сравнению и с исходными, и с UWB импульсами, рассчитанными только на основе дисперсионных свойств ДН без учета взаимовлияния излучателей¹.

Благодарности

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках проекта № 17-07-00185.

Acknowledgment

This research is supported by grant № 17-07-00185 from the Russian Foundation for basic research.

Список литературы

1. Holami G., Mehrpourbernety H., Zakeri B. UWB Phased Array Antennas for High Resolution Radars. In: *Proceedings of the 2013 International Symposium on Electromagnetic Theory*, 2003. Pp. 532–535.
2. Barret T. W. History of Ultra Wide Band (UWB) radar & communications: pioneers and inventors. In: *Progress in Electromagnetics Research Symp. 2000, Cambridge, MA, July*. 2000. Pp. 5–29.
3. Lagovsky B. A., Samokhin A. B., Shestopalov Y. V. Increasing accuracy of angular measurements using UWB signals. In: *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). IEEE Conference Publications*. Paris; 2017. Pp. 1083–1086.
4. Вендики О. Г. *Антенны с немеханическим движением луча*. М.: Сов. Радио; 1965.
5. Lagovsky B., Samokhin A., Shestopalov Y., Increasing the Range of UWB Radars. In: *Proc. 2018 12th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP), London*, 2018, UK, Ser. IET Conference Publications; CP741. DOI: 10.1049/cp.2018.1255

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 29-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2019 (Севастополь, РФ, 8–14 сентября 2019 г.)

References

1. Holami G., Mehrpourbernety H., Zakeri B. UWB Phased Array Antennas for High Resolution Radars. In: *Proceedings of the 2013 International Symposium on Electromagnetic Theory*, 2003, pp. 532–535.
2. Barret T. W. History of Ultra Wide Band (UWB) radar & communications: pioneers and inventors. In: *Progress in Electromagnetics Research Symp. 2000, Cambridge, MA, July*. 2000, pp. 5–29.
3. Lagovsky B. A., Samokhin A. B., Shestopalov Y. V. Increasing accuracy of angular measurements using UWB signals. In: *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). IEEE Conference Publications*. Paris; 2017, pp. 1083–1086.
4. Vendik O. G. *Non-mechanical beam antennas*. Moscow: Sovetskoe Radio; 1965. (In Russ.)
5. Lagovsky B., Samokhin A., Shestopalov Y., Increasing the Range of UWB Radars. In: *Proc. 2018 12th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP), London*, 2018, UK, Ser. IET Conference Publications; CP741. DOI: 10.1049/cp.2018.1255

Информация об авторах

Лаговский Борис Андреевич, доктор технических наук, профессор, МИРЭА – Российский технологический университет – РТУ МИРЭА, Россия, 119454, Москва, пр-т Вернадского, 78.

Самохин Александр Борисович, доктор физико-математических наук, профессор, МИРЭА – Российский технологический университет – РТУ МИРЭА, Россия, 119454, Москва, пр-т Вернадского, 78.

Information about the authors

Boris A. Lagovsky, Doctor of Technical Sciences, Professor, MIREA – Russian Technological University – RTU MIREA, 78, Vernadskogo Ave., Moscow, 119454, Russia

Alexander B. Samokhin, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, MIREA – Russian Technological University – RTU MIREA, 78, Vernadskogo Ave., Moscow, 119454, Russia

Поступила / Received: 15.09.2019

Принята в печать / Accepted: 10.10.2019

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.3.004

УДК 621.373.12; 621.391.822

Определение динамических параметров автодинов методом биений

В. Я. Носков✉, К. А. Игнатков, К. Д. Шайдуров

Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина,
Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32

✉ noskov@oko-ek.ru

Аннотация

Представлены результаты исследований влияния внутренних параметров генератора на особенности формирования динамических автодиновых характеристик в случае воздействия сигнала от внешнего генератора. Дано сравнение полученных характеристик с характеристиками радиолокационных автодинов. Полученные данные сопоставлены с результатами исследований с помощью модуляционных характеристик. Результаты теоретических исследований получили подтверждение экспериментальными данными на примере генератора, выполненного на основе диода Ганна 8-мм диапазона.

Ключевые слова

автодин, автодинный генератор, сигнал биений, динамические параметры, генератор Ганна

Для цитирования

Носков В. Я., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Определение динамических параметров автодинов методом биений. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):261–285. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.004

Determination of autodynes dynamic parameters beat method

V. Ya. Noskov✉, K. A. Ignatkov, K. D. Shaydurov

Ural Federal University named after the first President of Russia
B. N. Yeltsin, 32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia

✉ noskov@oko-ek.ru

Abstract

This paper demonstrates the results of the oscillator internal parameters' influence on the features of the dynamic autodyne characteristic formation in the event of a signal from an external oscillator. The comparison of the obtained characteristics with characteristics of the radar autodynes is

given. We compare the obtained data with the research results by means of modulation characteristics. The results of theoretical studies are confirmed by the experimental data through the example of the oscillator made on the basis of the Gunn diode of 8-mm range.

Keywords

autodyne, autodyne oscillator, beat signal, dynamic parameters, Gunn oscillator

For citation

Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Shaydurov K. D. Determination of autodynes dynamic parameters beat method. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):261–285. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.004

1. Введение

Автодины (АД) – это открытые автоколебательные системы, представляющие собой совокупность автодинного генератора и средств регистрации автодинного отклика. Признак открытости здесь подразумевает доступность генератора к каким-либо внешним воздействиям на него. В одном случае это может быть воздействие излучения от стороннего независимого источника, а в другом – собственное, отраженное от объекта локации излучение. В обоих случаях в автодинном генераторе появляется реакция на эти воздействия в виде изменений амплитуды и частоты колебаний, а также напряжения (тока) смещения на активном элементе (АЭ), определяющем его режим генерации. Данная реакция называется автодинным откликом (эффектом), который присущ всем типам генераторов и проявляется во всем диапазоне частот, от радиочастотного до оптического [1–5]. Регистрация этих изменений в виде автодинных сигналов и их обработка обеспечивает возможность получения необходимой информации [5–9].

Радиотехнические системы, построенные по автодинному принципу, имеют простейшую конструкцию приемопередающего модуля, который содержит лишь antennу и АД, совмещенный в себе одновременно функции передатчика и приемника [10–13]. Поэтому АД находят широкое применение в системах ближней радиолокации и связи различного назначения, в аппаратуре контроля параметров технологических процессов и измерительной технике, а также в научных исследованиях и медицине, в которых отмеченные выше достоинства автодинов являются определяющими [13–26].

Основными характеристиками АД радиолокационного применения являются зависимости изменений выходного сигнала автодетектирования, амплитуды и частоты колебаний от изме-

нений величины времени запаздывания отраженного излучения [27]. Они обеспечивают возможность анализа особенностей формирования автодинного отклика при его автодетектировании, а также при выделении сигнала по изменению амплитуды и частоты колебаний. При этом соотношения амплитудных значений указанных автодинных изменений к величине амплитуды возвращенного от объекта локации СВЧ-излучения являются одними из важнейших параметров АД. Они соответственно имеют смысл коэффициентов автодетектирования, автодинного усиления и девиации частоты. Эти обобщенные параметры позволяют сравнивать различные генераторы между собой, выбирать наиболее подходящий типы в качестве АД и оптимизировать режим работы генератора по выбранному критерию.

Зависимость упомянутых характеристик и параметров от частоты автодинного сигнала и, соответственно, скорости перемещения отражающего объекта определяет динамические свойства АД, которые, в свою очередь, определяются постоянной времени автодинного отклика [28; 29]. Учет динамических характеристик радиолокационных АД необходим во многих их практических приложениях, например, в аппаратуре для регистрации быстропротекающих процессов в экспериментальной физике, практике полигонных баллистических испытаний и многих других [8; 9; 13; 19].

Экспериментальное исследование динамических характеристик АД путем натурного моделирования условий максимально приближенных к реальным условиям связано со значительными материальными затратами, сложностью и громоздкостью оборудования [13]. При этом по понятным причинам реальные объекты радиолокации заменяются их электродинамическими аналогами, которые в какой-то степени призваны упростить и значительно ускорить процесс отработки изделий и гарантировать достижение требуемых тактико-технических характеристик более простыми и дешевыми средствами. Однако наиболее продуктивно для таких исследований в лабораторных условиях использование сигнальных эквивалентов, реализуемых различными методами.

Среди методов исследования динамических характеристик АД известен метод модуляционных характеристик, экспериментальное получение которых значительно проще, чем «прямое» снятие автодинных характеристик [29]. Согласно этому методу при фиксированном значении модулирующего параметра (модуля коэффициента отражения) снимается частотная зависимость модуляционной способности генератора при высоких значениях частоты модуляции, из которой далее находится постоянная

времени автодинного отклика. Недостаток этого метода – высокие требования по быстродействию к модулятору.

Известен также метод модуляции генератора по цепи смещения АЭ [30]. Однако он имеет ограничения из-за сильного влияния цепи питания на исследуемые характеристики генератора в области высоких частот. Другой метод, назовем его «метод биений», основан на замене отраженного сигнала сигналом от дополнительного генератора, частота которого находится за пределами полосы синхронизации АД. Принцип действия этого метода лежит в основе функционирования широко известных автодинных преобразователей частоты [31–33]. Однако применительно к исследованиям динамических свойств радиолокационных АД обоснование этого метода в известной нам литературе отсутствует.

Цель данной статьи – восполнить указанный пробел. Для этого на основе разработанной нами математической модели АД, находящегося под воздействием сигнала от внешнего генератора, выполнены исследования влияния внутренних параметров генератора на особенности формирования динамических характеристик.

2. Эквивалентная схема и основные уравнения автодинного СВЧ-генератора

Получим основные уравнения, описывающие формирование автодинного отклика в одночастотном генераторе с одноконтурной колебательной системой (КС) при воздействии сигнала от внешнего генератора. В качестве модели рассмотрим СВЧ-генератор с гистерезисной обратной связью между током АЭ и мгновенным напряжением на нем. Для этого полагаем, что вольтамперная характеристика АЭ из-за конечности времени переноса зарядов в пространстве взаимодействия с полем резонатора в общем случае имеет гистерезис. Это означает, что мгновенный ток $i_{\text{AЭ}}$ АЭ является функцией мгновенного напряжения u и скорости его изменения $\dot{u} = du/dt$: $i_{\text{AЭ}} = i_{\text{AЭ}}(u, \dot{u})$. Полагаем также, что время релаксации АЭ существенно меньше характеристического времени изменения амплитуды генерируемых колебаний.

Эквивалентная схема АД с одноконтурной КС приведена на рис. 1. В ней резонатор в окрестности частоты генерации представлен простейшим параллельным колебательным контуром, включающим пассивные параметры АЭ и состоящим из индуктивности L , емкости C и суммарной проводимости G : $G = G_p + G_n$, где G_p – проводимость собственных потерь резонатора, G_n – проводимость нагрузки. Параллельно резонатору подключен экви-

валентный источник тока $j_{\text{вн}}(t)$, отображающий воздействие на АД сигнала от внешнего генератора:

$$j_{\text{вн}}(t) = J_{\text{вн}} \cos \omega_{\text{вн}} t. \quad (1)$$

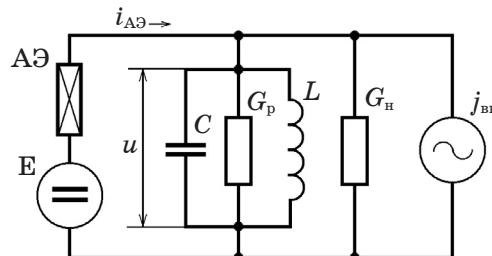


Рис. 1. Эквивалентная схема автодинного СВЧ-генератора

Fig. 1. Equivalent circuit of an autodyne microwave oscillator

Активный элемент АЭ (см. рис. 1) с вольт-амперной характеристикой N -типа по постоянному току непосредственно подключен к источнику напряжения смещения E , а по переменному току – параллельно резонатору. С учетом (1) и сделанных замечаний для схемы на рис. 1 запишем дифференциальное уравнение:

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \omega_c^2 u = F(u, \dot{u}, t), \quad (2)$$

где

$$F(u, \dot{u}, t) = -\frac{\omega_c}{Q_n} \left\{ \left[1 + \frac{1}{G} \frac{di_{\text{АЭ}}(u, \dot{u})}{du} \right] \frac{du}{dt} - \frac{1}{G} \frac{d j_{\text{вн}}(t)}{dt} \right\};$$

$\omega_c = (LC)^{-1/2}$, $Q_n = \omega_c C / G$ – собственная частота и нагруженная добротность колебательной системы соответственно.

Учитывая достаточно высокое значение нагруженной добротности Q_n КС, полагаем, что приближенное решение уравнения (2) является квазигармоническим:

$$u = A \cos \Psi(t) = A \cos(\omega_{\text{вн}} t + \varphi), \quad (3)$$

где $A = A(t)$ и $\varphi = \varphi(t)$ – медленно меняющиеся амплитуда и фаза автоколебаний. Тогда производную от (3) запишем в виде

$$\dot{u} = -\omega_{\text{вн}} A \sin \Psi(t). \quad (4)$$

Из (3) и (4) следует [34], что переменные A и φ должны удовлетворять уравнению:

$$\dot{A} \cos \Psi(t) - A \dot{\varphi} \sin \Psi(t) = 0. \quad (5)$$

Учитывая малое значение величины относительной расстройки текущей частоты генерации ω и частоты ω_c : $(\omega^2 - \omega_c^2) / \omega_c \ll 1$, исходное уравнение (2) представим в виде:

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \omega^2 u = f(u, \dot{u}, t), \quad (6)$$

$$\text{где } f(u, \dot{u}, t) = -\frac{\omega_c}{Q_h} \left[\frac{du}{dt} + \frac{1}{G} \frac{di_{A\vartheta}(u, \dot{u})}{du} - Q_h u \frac{\omega^2 - \omega_c^2}{\omega_c} - \frac{1}{G} \frac{dj_{bh}(t)}{dt} \right].$$

На основе известных энергетических соотношений для СВЧ генераторов имеем: $J_{bh} = (8G_h P_{bh})^{1/2}$, где $P_{bh} = k_{bh}^2 P_{vых}$ – мощность воздействующего на генератор сигнала внешнего генератора, $P_{vых}$ – выходная мощность генератора; $k_{bh} = A_{bh} / A_{vых} = (P_{bh} / P_{vых})^{1/2}$ – коэффициент, характеризующий соотношение амплитуд внешнего сигнала A_{bh} и собственной амплитуды $A_{vых}$ колебаний генератора. С учетом (4) запишем выражение для производной тока зависимого источника в виде:

$$dj_{bh}(t) / dt = -2k_{bh} G_h A \omega \sin \Psi(t), \quad (7)$$

Решая систему уравнений (5) и (6) при подстановке в них (1), (3), (4) и (7), получим выражение для медленных переменных A и φ , которые в стандартной форме метода усреднения [34] примут вид:

$$\frac{dA}{dt} = -\frac{1}{Q_h \omega} f(A, \Psi, t) \sin \Psi(t), \quad (8)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = -\frac{1}{Q_h A \omega} f(A, \Psi, t) \cos \Psi(t), \quad (9)$$

где

$$f(A, \Psi, t) = -\omega_c [-\omega A \sin \Psi(t)] + \omega_c \frac{1}{G} \frac{di_{A\vartheta}(u, \dot{u})}{du} - \omega_c \left[Q_h \frac{\omega^2 - \omega_c^2}{\omega_c} A \cos \Psi(t) - \frac{2k_{bh} G_h}{G} \omega A \sin \Psi(t) \right].$$

Уравнения (8) и (9) в рамках квазигармонического приближения эквивалентны исходному уравнению (2). Дальнейший их анализ обычно приводит к укороченным уравнениям для амплитуды и фазы автоколебаний. Для этого ток АЭ представим в виде ряда Фурье:

$$i_{A\vartheta}(u, \dot{u}) = I_0(A, \omega) + \sum_{n=1}^{\infty} [I_{nRe}(A, \omega) \cos n\Psi(t) + I_{nIm}(A, \omega) \sin n\Psi(t)], \quad (10)$$

где $I_0(A, \omega)$, $I_{nRe}(A, \omega)$, $I_{nIm}(A, \omega)$ – постоянная составляющая и амплитуды синфазных и ортогональных составляющих гармоник тока АЭ:

$$I_0(A, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{A\vartheta}(u, \dot{u}) d\Psi,$$

$$I_{nRe}(A, \omega) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{A\vartheta}(u, \dot{u}) \cos n\Psi d\Psi,$$

$$I_{n\text{Im}}(A, \omega) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{\text{AЭ}}(u, \dot{u}) \sin n\Psi d\Psi.$$

Учитывая среди составляющих (10) только первую гармонику тока, представим АЭ генератора в виде параллельного соединения средних за период колебаний двух проводимостей, имеющих соответственно «резистивный» $G_{\text{AЭ}} \equiv G_{\text{AЭ}}(A, \omega) = I_{1\text{Re}}(A, \omega) / A$ и «реактивный» $B_{\text{AЭ}} \equiv B_{\text{AЭ}}(A, \omega) = I_{1\text{Im}}(A, \omega) / A$ характер. Тогда из (8) и (9) получим систему укороченных дифференциальных уравнений для амплитуды и фазы АД:

$$\frac{2GQ_{\text{h}}}{\omega_c} \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} + G_{\text{AЭ}} + G = 2k_{\text{bh}} \eta G \cos \varphi, \quad (11)$$

$$\frac{2GQ_{\text{h}}}{\omega_c} \frac{d\varphi}{dt} + B_{\text{AЭ}} + 2GQ_{\text{h}} \frac{\omega - \omega_c}{\omega_c} = -2k_{\text{bh}} \eta G \sin \varphi, \quad (12)$$

где $\eta = Q_{\text{h}} / Q_{\text{bh}}$, $Q_{\text{bh}} = \omega_c C / G_{\text{h}}$ – коэффициент полезного действия и внешняя добротность КС.

Уравнения (11), (12) получены в рамках обычных приближений, применяемых для анализа автоколебательных систем, и довольно точно описывают поведение АД при произвольных величинах амплитуды воздействующего на него излучения, а также переходные процессы установления автодинного отклика и его установившиеся значения.

При условии $k_{\text{bh}} = 0$ уравнения (11), (12) определяют работу автономного генератора, параметры стационарных колебаний которого при равенстве нулю производных в уравнениях (11), (12) и $B_{\text{AЭ}} = B_{\text{AЭ}}^0$, $G_{\text{AЭ}} = G_{\text{AЭ}}^0$, $\omega = \omega_0$, находятся из соотношений:

$$G + G_{\text{AЭ}}^0 = 0, \quad B_p^0 + B_{\text{AЭ}}^0 = 0, \quad I_0 = I_0^0, \quad (13)$$

где $G_{\text{AЭ}}^0 = G_{\text{AЭ}}(A_0, \omega_0)$, $B_{\text{AЭ}}^0 = B_{\text{AЭ}}(A_0, \omega_0)$; $B_p^0 = 2GQ_{\text{h}} \chi_0$ – реактивная составляющая пассивной части КС на частоте ω_0 ; $\chi_0 = (\omega_0 - \omega_c) / \omega_c$ – относительная расстройка частоты резонатора ω_c от частоты стационарных колебаний ω_0 автономного генератора; I_0^0 – среднее значение тока АЭ. Частоту ω_0 можно вычислить, используя (13):

$$\omega_0 = \omega_c (1 + \operatorname{tg} \Theta / 2Q_{\text{h}}), \quad (14)$$

где $\Theta = \operatorname{arctg}(B_{\text{AЭ}}^0 / G_{\text{AЭ}}^0)$ – угол запаздывания АЭ. Уравнения (13)–(15) стационарного режима хорошо известны в теории автоколебаний для определения амплитуды и частоты автономного СВЧ-генератора [35].

Поведение СВЧ-генератора наиболее просто проанализировать в малосигнальном приближении, полагая $k_{\text{bh}} \ll 1$. Для этого представим амплитуду и частоту автоколебаний и среднее значение тока АЭ в виде: $A = A_0 + \Delta A$; $\omega = \omega_0 + \Delta \omega$; $I_0 = I_0^0 + \Delta I_0$, где

ΔA , $\Delta\omega = d\varphi / dt$ и ΔI_0 – автодинные изменения стационарного режима генератора соответственно. Среднее значение тока I_0 АЭ и входящие в уравнения (14) параметры $G_{\text{AЭ}}^0$ и $B_{\text{AЭ}}^0$ при этом получают соответствующие приращения. Полагая внешнее воздействие достаточно малым, так что $\Delta A \ll A_0$, $\Delta\omega \ll \omega_0$, $\Delta I_0 \ll I_0^0$, запишем указанные параметры с учетом первых двух членов разложения в ряды Тейлора в окрестности стационарного режима автоколебаний:

$$G_{\text{AЭ}} = G_{\text{AЭ}}^0 + \left(\frac{\partial G_{\text{AЭ}}}{\partial A} \right)_0 a + \left(\frac{\partial G_{\text{AЭ}}}{\partial \omega} \right)_0 \Delta\omega, \quad (15)$$

$$B_{\text{AЭ}} = B_{\text{AЭ}}^0 + \left(\frac{\partial B_{\text{AЭ}}}{\partial A} \right)_0 a + \left(\frac{\partial B_{\text{AЭ}}}{\partial \omega} \right)_0 \Delta\omega, \quad (16)$$

$$I_0 = I_0^0 + \left(\frac{\partial I_0}{\partial A} \right)_0 a + \left(\frac{\partial I_0}{\partial \omega} \right)_0 \Delta\omega, \quad (17)$$

где частные производные взяты в окрестности стационарного режима колебаний генератора (индекс «0» около больших скобок).

Подставляя (15), (16) в (11), (12) и учитывая соотношения (13), получим систему неоднородных линеаризованных уравнений для определения относительных автодинных изменений амплитуды $a = \Delta A / A_0$ и фазы φ колебаний и изменений тока $i_0 = \Delta I_0 / I_0^0$ АЭ:

$$\frac{Q_{\text{h}}}{\omega_0} \frac{da}{dt} + \alpha a + \varepsilon \frac{1}{\omega_0} \frac{d\varphi}{dt} = k_{\text{вн}} \eta \cos \varphi, \quad (18)$$

$$\beta a + Q_{\text{h}} \left(\chi_{\text{нр}} + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\varphi}{dt} \right) = -k_{\text{вн}} \eta \sin \varphi, \quad (19)$$

$$\alpha_0 a + \varepsilon_0 \frac{1}{\omega_0} \frac{d\varphi}{dt} = i_0, \quad (20)$$

где $\chi_{\text{нр}} = \Delta\omega_{\text{нр}} / \omega_0$ – относительная величина начальной расстройки $\Delta\omega_{\text{нр}}$ частоты внешнего сигнала $\omega_{\text{вн}}$ и частоты автономного генератора ω_0 : $\Delta\omega_{\text{нр}} = \omega_{\text{вн}} - \omega_0$; $\alpha = (A_0 / 2G) (\partial G_{\text{AЭ}} / \partial A)_0$ – приведенная крутизна инкремента генератора, обусловливающая степень регенерации и прочность его предельного цикла; $\varepsilon = \varepsilon_{\text{p}} + \varepsilon_{\text{AЭ}}$ – параметр, определяющий неизодромность генератора, иными словами, учитывающий влияние вариаций частоты на амплитуду колебаний через изменения параметров резистивной проводимости КС $\varepsilon_{\text{p}} = (\omega_0 / 2G) (\partial G_{\text{p}} / \partial \omega)_0$ и проводимость АЭ $\varepsilon_{\text{AЭ}} = (\omega_0 / 2G) (\partial G_{\text{AЭ}} / \partial \omega)_0$; $\beta = (A_0 / 2G) (\partial B_{\text{AЭ}} / \partial A)_0$ – параметр, определяющий неизохронность генератора; $\alpha_0 = (A_0 / I_0) (\partial I_0 / \partial A)_0$ – параметр, учитывающий явление автодетектирования вариаций

амплитуды колебаний; $\epsilon_0 = (\omega_0 / I_0)(\partial I_0 / \partial \omega)_0$ – параметр «частотного детектирования», определяющий вклад изменений частоты генерации в вариации тока питания АЭ.

Полученные выражения (18)–(20) обладают достаточно широкой общностью, поскольку обеспечивают возможность анализировать явления как внутри полосы синхронизации, так и за ее пределами, а также автодинный эффект в СВЧ-генераторах с любым типом АЭ (тунNELьные диоды, диоды Ганна, полевые и биполярные транзисторы). При этом учитываются такие внутренние параметры генератора, как неизохронность, неизодромность, амплитудное и частотное детектирование. Отметим, что в случае СВЧ-генераторов, выполненных на ЛПД (динамическая вольт-амперная характеристика этих приборов *S*-типа), полученные результаты являются также справедливыми при условии дуальной замены основных понятий: ток \leftrightarrow напряжение, проводимость \leftrightarrow сопротивление и т.п.

3. Динамические характеристики автодинных СВЧ-генераторов в режиме биений

Поведение входящей в выражения (18)–(20) фазы φ , как известно [36], зависит от соотношения величин начальнойстройки $\chi_{\text{нр}}$ и χ_c и, соответственно, имеем два варианта решения этих уравнений. В случае выполнения неравенства $\chi_{\text{нр}} > \chi_c$ в системе имеет место режим биений, фаза φ непрерывно изменяется и величина $\Delta\omega_c$ определяет максимальные отклонения частоты $\omega_{\text{вн}}$ от ω_0 (автодинную девиацию частоты). В случае выполнения обратного неравенства $\chi_{\text{нр}} < \chi_c$ получаем режим захвата колебаний генератора, при этом $\Delta\omega_c$ является половиной полосы синхронизации.

В режиме биений, когда выполняется сильное неравенство $\chi_{\text{нр}} \gg \chi_c$, в (18)–(20) фаза φ изменяется практически линейно с частотой биений Ω_b : $\varphi \equiv \varphi(t) = \Omega_b t$ [35; 36]. Тогда, исключая из рассмотрения случаи кратного соотношения частот Ω_b и ω_0 , решение этих уравнений для «динамических» относительных изменений амплитуды $a(t)$ и частоты $\chi_{\text{нр}}$ колебаний и сигнала автодетектирования $i_0(t)$ значительно облегчается и имеет вид:

$$a(t) = k_{\text{вн}} K_a k_a(\Omega_b) \cos[\Omega_b t - \psi_a(\Omega_b)], \quad (21)$$

$$\chi_{\text{нр}}(t) = k_{\text{вн}} L_a l_a(\Omega_b) \sin[\Omega_b t + \theta(\Omega_b)], \quad (22)$$

$$i_0(t) = k_{\text{вн}} K_0 k_0(\Omega_b) \cos[\Omega_b t - \psi_0(\Omega_b)], \quad (23)$$

где K_a , L_a , K_0 – коэффициенты автодинного усиления, девиации частоты генерации и автодетектирования:

$$K_a = \eta(1+\rho^2)^{1/2} / \alpha(1-\gamma\rho), \quad (24)$$

$$L_a = (1+\gamma^2)^{1/2} / Q_{bh} (1-\gamma\rho), \quad (25)$$

$$K_0 = \eta(\alpha_0 / \alpha)(1-\kappa_{ad}\gamma)(1+\kappa_{ad}^2)^{1/2} / (1-\gamma\rho), \quad (26)$$

$\psi_a = \arctg \rho$, $\theta = \arctg \gamma$, $\psi_0 = \arctg \kappa_{ad}$ – углы фазового смещения автодинных изменений амплитуды, частоты автоколебаний и сигнала автодетектирования соответственно; $\kappa_{ad} = (\rho - \kappa_{ad}) / (1 - \kappa_{ad}\gamma)$; $\kappa_{ad} = \varepsilon_0 \alpha / \alpha_0 Q_h$ – параметр частотного детектирования автодинных изменений частоты в изменения среднего значения тока АЭ. В (25) $k_{bh} L_a = \Delta\omega_c / \omega_0 = (\omega_{bh} - \omega_0) / \omega_0 = \chi_c$ – относительное максимальное отклонение частоты $\omega = d\Psi / dt$ возмущенного генератора от частоты автономных колебаний ω_0 под воздействием внешнего сигнала; $k_a(\Omega_6)$, $l_a(\Omega_6)$, $k_0(\Omega_6)$ – нормированные коэффициенты частотной зависимости коэффициента автодинного усиления, девиации частоты генерации и сигнала автодетектирования соответственно:

$$k_a(\Omega_6) = \sqrt{\frac{(1-\rho\Omega_6^h)^2 + (\rho+\Omega_6^h)^2}{(1+\rho^2)[1+(\Omega_6^h)^2]^2}}, \quad (27)$$

$$l_a(\Omega_6) = \frac{1 + \gamma\Omega_6^h + (1-\gamma\rho)(\Omega_6^h)^2}{\sqrt{(1+\gamma^2)[1+(\Omega_6^h)^2]\cos\theta(\Omega_6^h)}}, \quad (28)$$

$$k_0(\Omega_6) = \frac{1-\rho\Omega_6^h}{\sqrt{1+\kappa_{ad}^2[1+(\Omega_6^h)^2]\cos\psi_0(\Omega_6^h)}}, \quad (29)$$

$\psi_a(\Omega_6)$, $\theta(\Omega_6)$, $\psi_0(\Omega_6)$ – углы относительных фазовых смещений автодинных изменений амплитуды колебаний, частоты биений и сигнала автодетектирования соответственно:

$$\psi_a(\Omega_6) = \arctg \frac{\rho + \Omega_6^h}{1 - \rho\Omega_6^h}, \quad (30)$$

$$\theta(\Omega_6) = \arctg \frac{\gamma(1-\rho\Omega_6^h)}{1 + \gamma\Omega_6^h + (1-\gamma\rho)(\Omega_6^h)^2}, \quad (31)$$

$$\psi_0(\Omega_6) = \arctg \frac{\rho - \kappa_{ad} + (1 - \kappa_{ad}\gamma)\Omega_6^h - \kappa_{ad}(1-\gamma\rho)(\Omega_6^h)^2}{(1 - \kappa_{ad}\gamma)(1 - \rho\Omega_6^h)}, \quad (32)$$

$\Omega_6^h = \Omega_6 \tau_a$ – нормированная частота биений; τ_a – характеристическая постоянная времени (время релаксации) автодинного отклика:

$$\tau_a = \frac{Q_h}{\alpha\omega_0(1-\gamma\rho)}. \quad (33)$$

Из сравнения полученных здесь выражений (21)–(33) для АД в режиме преобразования частоты с соответствующими выраже-

ниями (1)–(13), полученными для случая радиолокационного АД [28], видно их полное формальное совпадение. Однако физические явления, лежащие в основе их работы, разные. Отличие этих явлений состоит в том, что в первом случае частота выходного сигнала АД, определяемая в соответствии с эффектом Доплера относительной скоростью движения радара и объекта, может изменяться от нуля (объект неподвижен) до максимальной граничной частоты $\Omega_{\text{рп}}$ [28; 36]. Тогда как в случае автодинного преобразователя частота биений снизу ограничена величиной полосы синхронизации $\Delta\omega_c$, которая определяется, как следует из (22), величиной автодинной девиации частоты: $\Delta\omega_c = k_{\text{вн}} L_a l_a (\Omega_6) \omega_0$. Наличие одновременной амплитудной (21) и частотной (22) модуляции колебаний генератора, безусловно, усложняет форму выходного сигнала [37; 38]. Однако характер этих искажений принципиально иной и не связан с явлением запаздывания отраженного излучения, как у радиолокационных АД [27].

4. Расчет и анализ динамических характеристик

Поскольку выражения (27)–(32) являются достаточно сложными, то их анализ выполним с привлечением численных методов. На рис. 2–4 представлены результаты расчетов полулогарифмических частотных зависимостей как для отрицательных (слева), так и положительных (справа) значений частоты Ω_6^h , выполненных при различных величинах коэффициентов γ , ρ и $k_{\text{чд}}$.

Из графиков рис. 2 видно, что частотная зависимость нормированного коэффициента автодинного усиления $k_a(\Omega_6)$, обусловленного инерционностью изменений амплитуды колебаний, является симметричной функцией относительно $\Omega_6 = 0$. Вид ее напоминает амплитудно-частотную характеристику колебательного контура и не зависит от величин коэффициентов γ и ρ . При этом угол фазового смещения характеристики $\psi_a(\Omega_6)$ определяется только неизодромностью генератора ($\rho \neq 0$), вызывающей ее смещение по оси ординат. Зависимость $k_a(\Omega_6)$ от величин коэффициентов γ и ρ прослеживается в абсолютных значениях частоты автодинного отклика (Ω_6). Так, из анализа выражения (27) следует, что если период $2\pi / \Omega_6 < \tau_a$, то величина амплитуды автодинного сигнала $a(t)$ резко уменьшается, поскольку АД не успевает реагировать на быстрое изменение фазы φ . Из (27) при условии $k_a(\Omega_6) = 1/2^{1/2}$ находим граничное значение частоты автодинного сигнала

$$\Omega_{\text{рп}} = \frac{1}{\tau_a} = \frac{\alpha\omega_0(1-\gamma\rho)}{Q_h} = \frac{\omega_0\sqrt{1+\rho^2}}{K_a Q_{\text{вн}}}. \quad (34)$$

Выражение (34) полностью совпадает с выражением, полученным для граничной частоты доплеровского сигнала радиолокационного АД (см. (24), [28]).

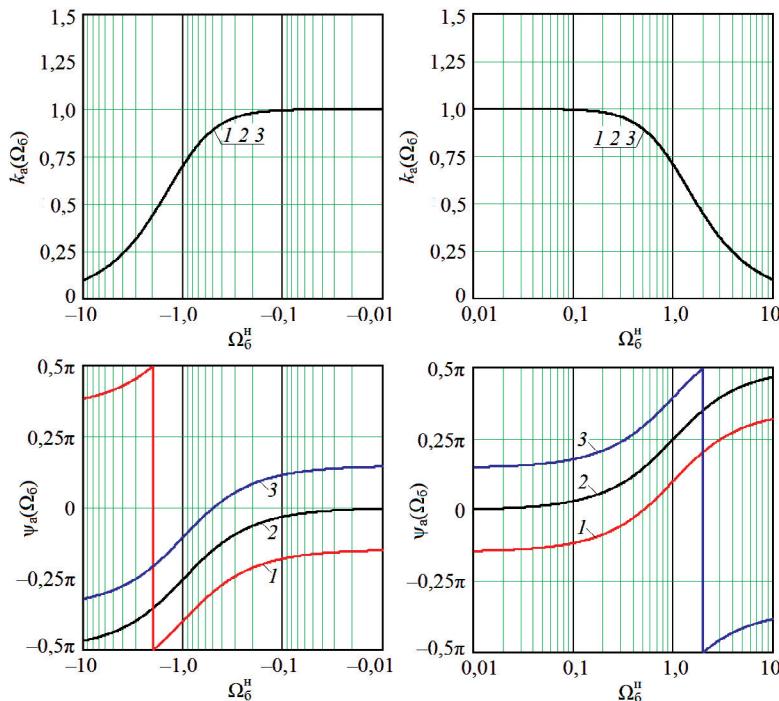


Рис. 2. Графики частотных зависимостей коэффициентов автодинного усиления $k_a(\Omega_6)$ и угла фазового смещения $\psi_a(\Omega_6)$, рассчитанные при $\gamma = 1,2$ и различных значениях коэффициента ρ : $\rho = -0,5$ (кривые 1); $\rho = 0$ (кривые 2); $\rho = 0,5$ (кривые 3)

Fig. 2. Plots of the frequency dependences of the autodyne amplification coefficients $k_a(\Omega_6)$ and the phase shift angle $\psi_a(\Omega_6)$, calculated for $\gamma = 1.2$ and at different values of the coefficient ρ : $\rho = -0.5$ (curves 1); $\rho = 0$ (curves 2); $\rho = 0.5$ (curves 3)

В отличие от частотной зависимости $k_a(\Omega_6)$, зависимость $l_a(\Omega_6)$ (см. рис. 3) при условии $\gamma \neq 0$ не является симметричной функцией относительно $\Omega_6 = 0$, а имеет в окрестности нуля дисперсионную форму. Вид этой гипотетической функции в значительной степени определяется величиной и знаком коэффициентов неизохронности γ и неизодромности ρ . При смене знака при коэффициенте γ , как видно из сравнения соответствующих кривых рис. 3, *а* и *б*, кривые $l_a(\Omega_6)$ на графиках в окрестности значений $\Omega_6 = 0$ также меняют знак производной. При этом кривые $\theta(\Omega_6)$ поворачиваются на угол примерно π относительно начала координат, как точки центральной симметрии. Крутизна S_Ω дисперсионной зависимости $l_a(\Omega_6)$ в окрестности частоты $\Omega_6 = 0$.

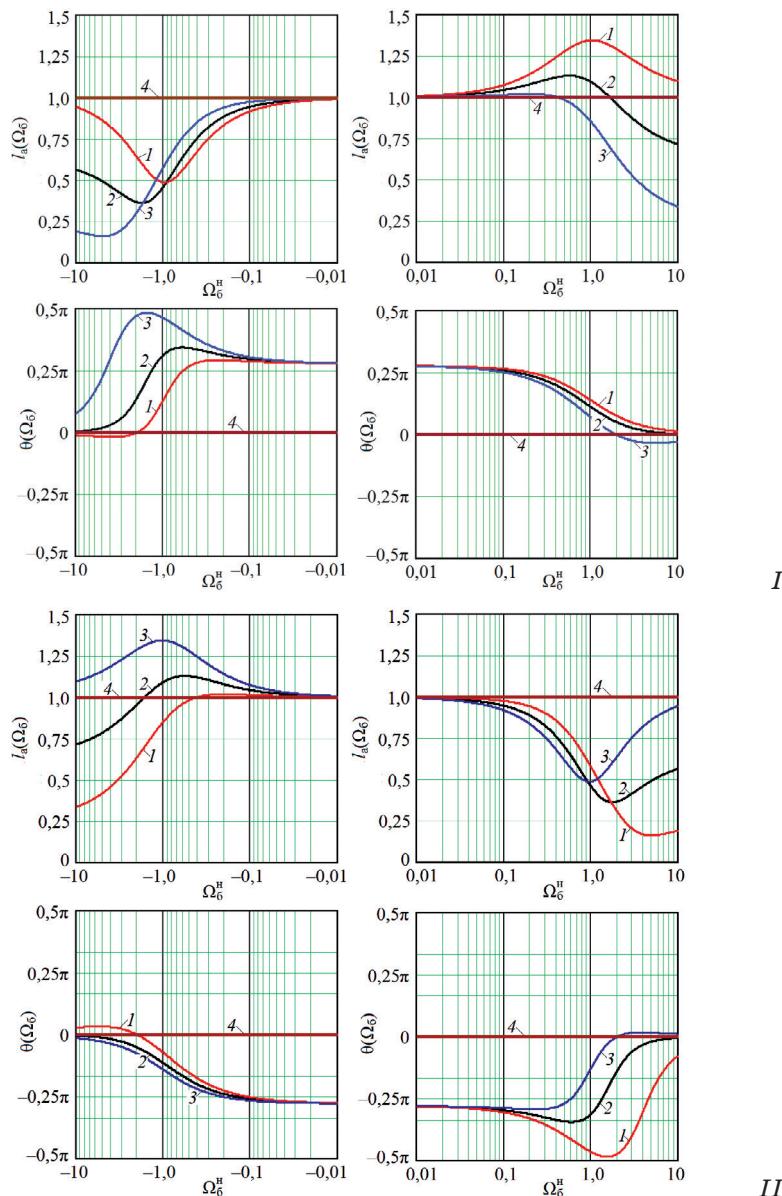


Рис. 3. Графики частотных зависимостей нормированных коэффициентов девиации частоты $l_a(\Omega_6)$ и углов фазового смещения $\theta(\Omega_6)$, рассчитанные при $\gamma = 1,2$ (I) и $\gamma = -1,2$ (II) и различных значениях коэффициента неизодромности ρ : $\rho = -0,5$ (кривые 1); $\rho = 0$ (кривые 2); $\rho = 0,5$ (кривые 3). При этом кривые 4 получены при $\gamma = 0$

Fig. 3. Plots of frequency dependences of normalized coefficients of frequency deviation $l_a(\Omega_6)$ and phase shift angles $\theta(\Omega_6)$, calculated for $\gamma = 1.2$ (I) and $\gamma = -1.2$ (II) and various values of the nonisodromic coefficient ρ : $\rho = -0.5$ (curves 1); $\rho = 0$ (curves 2); $\rho = 0.5$ (curves 3).

In this case, curves 4 were obtained at $\gamma = 0$

$$S_{\Omega=0} = \left(\frac{dI_a(\Omega_6)}{d\Omega_6^h} \right)_{\Omega=0} = \frac{\gamma(1-\gamma\rho)}{1+\gamma^2} \quad (35)$$

имеет наибольшее значение при $\gamma = \pm 1$, как показано также в работе [39] для случая радиолокационного АД. При этом, как видно из (35), неизодромность генератора увеличивает крутизну $S_{\Omega=0}$ при условии, если знаки при коэффициентах γ и ρ различные. При других значениях коэффициента γ эффект частотной дисперсии проявляется в меньшей степени и в случае изохронного генератора ($\gamma = 0$) он полностью отсутствует (см. графики рис. 3), а при этом фазовый сдвиг $\theta(\Omega_6) = 0$.

Таким образом, на величину автодинной девиации частоты оказывает влияние два основных фактора. Первый и определяющий связан с изменениями частоты генерации непосредственно от воздействия внешнего сигнала. Второй обусловлен преобразованием автодинных изменений амплитуды $a(t)$ в изменения частоты колебаний вследствие неизохронности генератора. В случае синфазного сложения этих факторов при увеличении частоты Ω_6^h одного знака автодинная девиация возрастает; в противном случае противофазного сложения при увеличении частоты Ω_6^h другого знака она уменьшается. В этом состоит физический смысл явления частотной дисперсии автодинной девиации частоты [39]. В рассматриваемом случае неизодромного генератора ($\rho \neq 0$) составляющая, обусловленная его неизохронностью, определяется еще одним, дополнительным фактором. Он связан с наличием в СВЧ генераторах внутренней обратной связи через его неизохронность и неизодромность, она определяется через входящее в (24)–(26) и (33) произведение $\gamma\rho$ как петлевое усиление [27].

Характеристики $k_0(\Omega_6)$ и $\psi_0(\Omega_6)$ на рис. 4 отражают результат амплитудно-фазового сложения выделенного в цепи смещения АЭ отклика по изменениям амплитуды (21) $a(t)$ и детектирования отклика (22) по изменениям частоты $\chi_{\text{нр}}(t)$, что видно из выражения (23). Поэтому частотная зависимость $k_0(\Omega_6)$ в общем случае также имеет некоторую асимметрию характеристики, которая обусловлена явлением частотного детектирования ($\kappa_{\text{чд}} \neq 0$). Фазовое смещение $\psi_0(\Omega_6)$ автодинного отклика также имеет сложную зависимость от частоты Ω_6^h , причем при разных знаках коэффициентов γ и $\kappa_{\text{чд}}$ зависимости $\psi_0(\Omega_6)$ (см. рис. 4, I и IV) подобны характеристикам $\psi_a(\Omega_6)$ (см. рис. 2). Отличия их состоят в наличии дополнительных фазовых смещений по оси ординат за счет частотного детектирования. В случае разных знаков коэффициентов γ и $\kappa_{\text{чд}}$ эти характеристики имеют еще более сложный вид, который определяется в сильной степени величиной коэффициента π (см. рис. 4, II и III). Естественно, при отсутствии у генера-

тора явления частотного детектирования ($\kappa_{\text{чд}} = 0$) характеристики $k_0(\Omega_6)$ и $\psi_0(\Omega_6)$ совпадают с характеристиками $k_a(\Omega_6)$ и $\psi_a(\Omega_6)$.

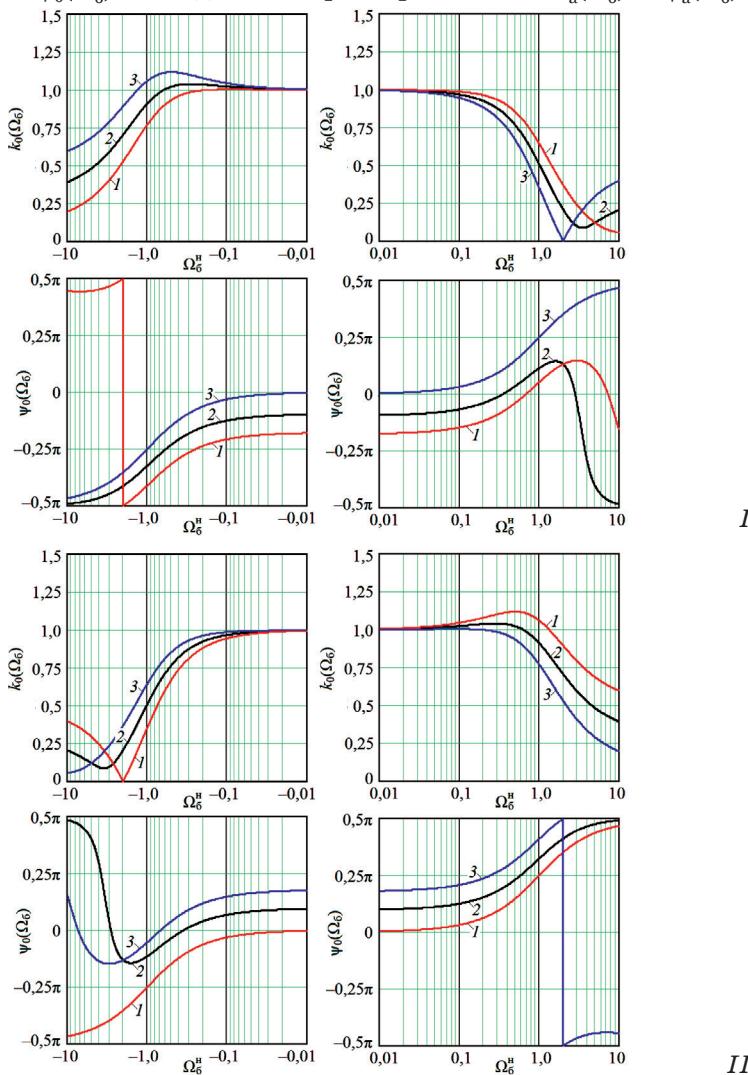
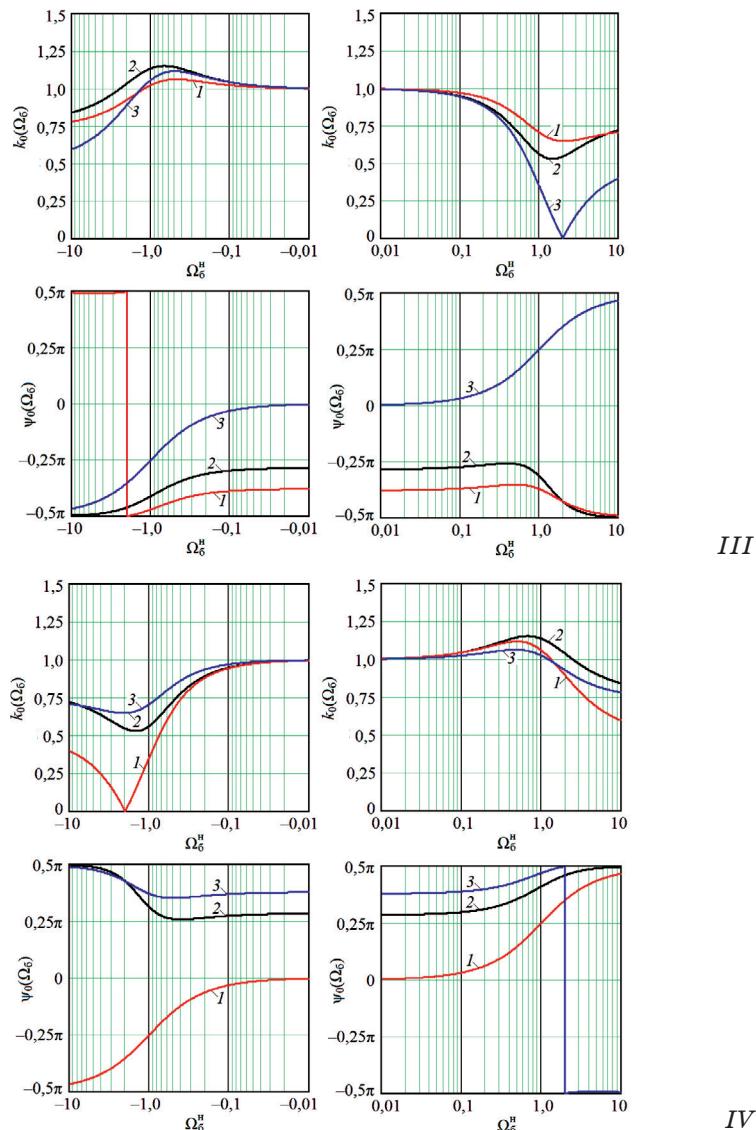


Рис. 4. Графики частотных зависимостей нормированных коэффициентов автодетектирования $k_0(\Omega_6)$ и углов фазового смещения $\psi_0(\Omega_6)$, рассчитанные при различных значениях коэффициентов γ и $\kappa_{\text{чд}}$: $\gamma = 1,2$, $\kappa_{\text{чд}} = -0,5$ (I); $\gamma = 1,2$, $\kappa_{\text{чд}} = 0,5$ (II); $\gamma = -1,2$, $\kappa_{\text{чд}} = -0,5$ (III); $\gamma = -1,2$, $\kappa_{\text{чд}} = 0,5$ (IV) и коэффициента неизодромности ρ : $\rho = -0,5$ (кривые 1); $\rho = 0$ (кривые 2); $\rho = 0,5$ (кривые 3)

Fig. 4. Plots of the frequency dependences of the normalized auto-detection coefficients $k_0(\Omega_6)$ and phase shift angles $\psi_0(\Omega_6)$, calculated for different values of the coefficients γ and $\kappa_{\text{чд}}$: $\gamma = 1,2$, $\kappa_{\text{чд}} = -0,5$ (I); $\gamma = 1,2$, $\kappa_{\text{чд}} = 0,5$ (II); $\gamma = -1,2$, $\kappa_{\text{чд}} = -0,5$ (III); $\gamma = -1,2$, $\kappa_{\text{чд}} = 0,5$ (IV) and non-isodromic coefficient ρ : $\rho = -0,5$ (curves 1); $\rho = 0$ (curves 2); $\rho = 0,5$ (curves 3)



V. Ya. Noskov, K. A. Ignat'kov, K. D. Shaydurov | Determination of autodynes dynamic parameters beat method

Рис. 4. Графики частотных зависимостей нормированных коэффициентов автодетектирования $k_0(\Omega_6)$ и углов фазового смещения $\psi_0(\Omega_6)$, рассчитанные при различных значениях коэффициентов γ и $\kappa_{\text{чд}}$: $\gamma = 1,2, \kappa_{\text{чд}} = -0,5$ (I); $\gamma = 1,2, \kappa_{\text{чд}} = 0,5$ (II); $\gamma = -1,2, \kappa_{\text{чд}} = -0,5$ (III); $\gamma = -1,2, \kappa_{\text{чд}} = 0,5$ (IV) и коэффициента неизодромности ρ : $\rho = -0,5$ (кривые 1); $\rho = 0$ (кривые 2); $\rho = 0,5$ (кривые 3) (Окончание)

Fig. 4. Plots of the frequency dependences of the normalized auto-detection coefficients $k_0(\Omega_6)$ and phase shift angles $\psi_0(\Omega_6)$, calculated for different values of the coefficients γ and $\kappa_{\text{чд}}$: $\gamma = 1.2, \kappa_{\text{чд}} = -0.5$ (I); $\gamma = 1.2, \kappa_{\text{чд}} = 0.5$ (II); $\gamma = -1.2, \kappa_{\text{чд}} = -0.5$ (III); $\gamma = -1.2, \kappa_{\text{чд}} = 0.5$ (IV) and non-isodromic coefficient ρ : $\rho = -0.5$ (curves 1); $\rho = 0$ (curves 2); $\rho = 0.5$ (curves 3) (End)

Выявленные нами особенности формирования сигнала ограничивают применение метода биений. Этот метод может использоваться для измерения предельной чувствительности АД, как радиоприемного устройства. Позволяет определить коэффициенты автодинного усиления K_a , девиации частоты L_a и автодетектирования K_0 . Кроме того, исходя из определения граничной частоты Ω_{rp} при снятии характеристики $k_a(\Omega_b)$, этот метод дает возможность определить постоянную времени автодинного отклика τ_a .

5. Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования частотной зависимости коэффициента усиления методом биений выполнялись с генераторным модулем «Тигель-08», изготовленным по гибридно-интегральной технологии на планарном двухмезовом диоде Ганна 8-мм диапазона длин волн [27]. Частота генерации 37,5 ГГц, выходная мощность 15 мВт. На исследуемый модуль сигнал от измерительного генератора Г4-175 подавался через развязывающий вентиль и переменный аттенюатор Д3-37. Выходная мощность генератора Г4-175 составляла 1 мВт. Затухание аттенюатора устанавливалось 20 дБ во всем диапазоне отстройки частот.

Часть выходной мощности генераторного модуля «Тигель-08» отводилась через направленный ответвитель на вход анализатора спектра С4-60. С помощью анализатора спектра выполнялись измерения уровня сигнала биений по величине глубины модуляции амплитуды колебаний. Вид частотных характеристик сигнала биений, нормированных относительно их максимальных значений, представлен в виде графиков на рис. 5 для различных положений регулировочного винта связи с нагрузкой.

Граничная частота $\Omega_{rp} / 2\pi$ характеристики 1 (см. рис. 5) составила 110 МГц, для 2 – 80 МГц и 3 – 60 МГц. При этом значения постоянной времени τ_a автодинного отклика исследуемого генераторного модуля составили: для характеристики 1 – 1,4 нс, 2 – 2,0 нс и 3 – 2,6 нс. Сравнение полученных результатов расчета τ_a с представленными в [28; 29] данными показывает их близость.

Значения внутренних параметров модуля «Тигель-08» следующие: $\rho = -0,187$, $\gamma = 0,92$ и $\alpha = 0,15$ [27]. Эти данные позволяют согласно (25) и (38) рассчитать коэффициент автодинного усиления $K_a = 5,4$ и внешнюю добротность генераторного модуля. Так, для каждого случая связи модуля с нагрузкой в выбранном режиме работы имеем: для характеристики 1 – $Q_{bh} = 70$, для 2 – $Q_{bh} = 90$ и для 3 – $Q_{bh} = 130$.

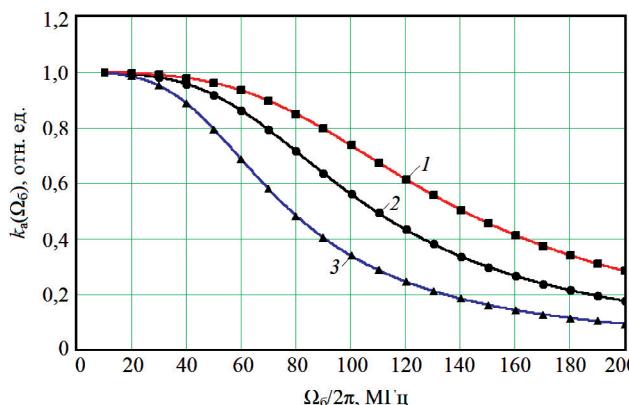


Рис. 5. Графики частотной зависимости нормированного коэффициента автодинного усиления генератора на диоде Ганна 8-мм диапазона, полученные для различных положений регулировочного винта связи: полностью выведен (кривая 1), введен на половину (кривая 2), полностью введен (кривая 3)

Fig. 5. Plots of the frequency dependence of the normalized autodyne gain of the generator on the 8-mm Gunn diode, obtained for various positions of the communication adjusting screw: fully withdrawn (curve 1), entered half (curve 2), fully entered (curve 3)

Простота снятия характеристики частотной зависимости – одно из достоинств метода биений. Этот метод особенно востребован при выполнении лабораторных исследований большого числа различных генераторов с целью их отбора и оптимизации режима колебаний в качестве АД.

6. Заключение

Разработана математическая модель одноконтурного СВЧ-генератора, находящегося под воздействием сигнала от стороннего источника. На основе этой модели рассмотрено формирование динамических модуляционных характеристик СВЧ-генераторов в режиме биений. При этом учтены внутренние свойства этих генераторов, таких как неизохронность, неизодромность и частотное детектирование. Анализ полученных характеристик показал, что только характеристика модуляции амплитуды колебаний совпадает с амплитудной характеристикой АД и может использоваться для определения постоянной времени автодинного отклика, характеризующей его динамические свойства. Частотные и автодетекторные характеристики генераторов при этом не имеют общих характерных признаков для их использования с указанной целью. Выполненные экспериментальные исследования динамических характеристик генераторов «Тигель-08М» методом биений подтвердили адекватность разрабо-

тантой модели и показали, что все известные на сегодня методы дают близкие результаты оценки постоянной времени автодинного отклика.

Полученные результаты анализа представляются полезными при определении времени реакции автодинного СВЧ-генератора на воздействии внешнего асинхронного сигнала, а также при решении задач оптимального приема и обработки сигналов в режиме биений в различных системах. Такая задача в настоящее время возникла, например, при использовании АД в качестве приемоответчика на борту шара-зонда для запросного радиолокатора в перспективной системе радиозондирования атмосферы [40]. В этих системах АД должен обладать достаточным быстродействием при приеме радиоимпульсов запросного радиолокатора для обеспечения требуемой точности измерения расстояния до шара-зонда.

Список литературы

1. Takayama Y. Doppler signal detection with negative resistance diode oscillators. *IEEE Transactions on Microwave Theory Technique*. 1973;21(2):89–94. DOI: 10.1109/TMTT.1973.1127929
2. Nagano S., Akaiwa Y. Behavior of Gunn diode oscillator with a moving reflector as a self-excited mixer and a load variation detector. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1971;19(12):906–910. DOI: 10.1109/TMTT.1971.6373339
3. Gupta M-S., Lomax R. J., Haddad G. I. Noise consideration in self-mixing IMPATT-diode oscillators for short-range Doppler radar applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1974;22(1):37–43. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128158
4. Nygren T., Sjolund A. Sensitivity of Doppler radar with self-detecting diode oscillators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1974;22(5):494–498. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128268
5. Усанов Д. А., Скрипаль Ал. В., Скрипаль Ан. В. *Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов*. Саратов: Изд-во СГУ; 2003.
6. Jefford, P. A., Howes, M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transaction of Microwave Theory and Technique*. 1985;31(8):613–624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559.
7. Komarov I. V., Smolskiy S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood: Artech House; 2003.
8. Usanov D. A., Skripal Al. V., Skripal An. V., Postelga A. E. A microwave autodyne meter of vibration parameters. *Instruments and Experimental Techniques*. 2004;47(5):689–693. DOI: 10.1023/B:INET.000043882.16801.3a
9. Данилин А. И., Второпин С. Д., Чернявский А. Ж. Использование автодинных приемопередающих модулей на диодах Ганна для определения деформаций лопаток турбомашины. *11-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные*

технологии» (КрыМиКо 2001), Севастополь, 10–14 сент. 2001 г. Севастополь: Вебер; 2001. С. 654–656. DOI: 10.1109/CRMICO.2001.961705

10. Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-variation detector characteristics of a detector-diode loaded Gunn oscillator. *Electronics and Communications in Japan*. 1975;58-B(5):60–66.

11. Соловьев Ю. Л., Рудаков А. В. Малогабаритное устройство миллиметрового диапазона для систем ближней радиолокации. 18-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2008), Севастополь, 8–12 сент. 2008 г. Севастополь: Вебер; 2008. С. 113. DOI: 10.1109/CRMICO.2008.4676311

12. Votoropin S. D. Autodyne sensors of the EHF range on Gunn diodes. In: *38th European Microwave Conference*. 2008. P. 1330–1333. DOI: 10.1109/EUMC.2008.4751709

13. Page C. H., Astin A. V. Survey of proximity fuze development. *American Journal of Physics*. 1947;15(2):95–110. DOI: 10.1119/1.1990930

14. Armstrong B. M., Brown R., Rix F., Stewart J. A. C. Use of microstrip impedance-measurement technique in the design of a BARITT diplex Doppler sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1980;28(12):1437–1442. DOI: 10.1109/TMTT.1980.1130263

15. Lazarus M. J., Pantoja F. P., Somekh M., Novak S., Margison S. New direction-of-motion Doppler detector. *Electronics Letters*. 1980;16(25):953–954. DOI: 10.1049/el:19800679

16. Yasuda A., Kuwashima S., Kanai Y. A shipborne-type wave-height meter for oceangoing vessels, using microwave Doppler radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 1985;10(2):138–143. DOI: 10.1109/JOE.1985.1145094

17. Efanov A. A., Diskus C. G., Stelzer A., Thim H. W., Lubke K., Springer A. L. Development of a low-cost 35 GHz radar sensor. *Annals of Telecommunications*. 1997;52(3):219–223. DOI: 10.1007/BF02996047.

18. Kim S., Nguyen C. A Displacement measurement technique using millimeter-wave interferometry. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*. 2003;51(6):1724–1728. DOI: 10.1109/TMTT.2003.81.812575

19. Alidoost S. A., Sadeghzade R., Fatemi R. Autodyne system with a single antenna. In: *11th Intern. Radar Symposium (IRS-2010)*. Lithuania, Vilnius. 2010. Vol. 2. P. 406–409.

20. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2010;69(5):451–458. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v69.i5.80

21. Usanov D. A., Postelga A. E. Reconstruction of complicated movement of part of the human body using radio wave autodyne signal. *Biomedical Engineering*. 2011;45(1):6–8. DOI: 10.1007/s10527-011-9198-9

22. Nguyen C., Kim S. *Theory, Analysis and Design of RF Interferometric Sensors*. Springer Science+Business Media; 2012. DOI: 10.1007/978-1-4614-2023-1

23. Mirsaitov F. N., Safanova E. V., Boloznev V. V. Microwave autodyne vibrosensor in aeroengine diagnostics. In: *European Frequency and Time Forum (EFTF)*. 2014. P. 140–143. DOI: 10.1109/EFTF.2014.7331447.

24. Kim S; Kim B.-H., Yook J.-G., Yun G.-H. Proximity vital sign sensor using self-oscillating mixer. In: *URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*. 2016. P. 1446–1448. DOI: 10.1109/URSIAP-RASC.2016.7601402
25. Boric-Lubecke O., Droitcour A. D., Lubecke V. M., Park B.-K., Singh A. (eds.) *Doppler Radar Physiological Sensing*. New York: John Wiley & Sons; 2016. DOI: 10.1002/9781119078418
26. Ветрова Ю. В., Дорошенко А. А., Постельга А. Э., Усанов Д. А. Дистанционный контроль движения поверхности объекта с использованием двухканального СВЧ-автодинного генератора. *Радиотехника и электроника*. 2019;64(4):387–395. DOI: 10.1134/S0033849419040119
27. Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ-генераторов. *Радиотехника*. 2012;(6):24–46.
28. Носков В. Я., Игнатков К. А. Влияние внутренних параметров автодинных СВЧ-генераторов на их динамические характеристики. *Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника*. 2012;(3):23–40.
29. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Dynamic autodyne and modulation characteristics of microwave oscillators. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2013;72(10):919–934. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v72.i10.70
30. Гершензон Е. М., Калыгина В. М., Левит Б. И., Туманов Б. Н. Резонанс релаксационных колебаний в автодинных генераторах. *Известия вузов. Радиофизика*. 1981;24(8):1028–1034.
31. Braun R. M. *Self-mixing oscillators at Q-band using Gunn diode solid state sources*. University of Cape Town; 1982. Available at: <http://hdl.handle.net/11427/15665>
32. Pantoja F. R., Calazans E. T. Theoretical and experimental studies of gain compression of millimeter-wave self-oscillating mixers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1985;MTT-33(3):181–186. DOI: 10.1109/TMTT.1985.1132979
33. Flint R. A., Fan L., Navarro J. A., Chang K. Low cost and compact active integrated antenna transceiver for system applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1996;44(10):1642–1649. DOI: 10.1109/22.538955
34. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. *Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний*. М.: Наука; 1974.
35. Kurokawa K. Injection locking of microwave solid-state oscillators. *Proceedings of the IEEE*. 1973;61(10):1386–1410. DOI: 10.1109/PROC.1973.9293
36. Воторопин С. Д., Закарлюк Н. М., Носков В. Я., Смольский С. М. О принципиальной невозможности самосинхронизации автодина излучением, отраженным от движущегося объекта. *Известия вузов. Физика*. 2007;50(9):53–59.
37. Минаев М. И. Низкочастотный спектр автодинного преобразователя частоты. *Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ*. 1989;(7):12–14.
38. Минаев М. И., Ценципер Б. Л. Исследование автодинного смесителя частоты на диоде Ганна с большим динамическим диапазоном

изменения мощности внешнего сигнала. *Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.* 1987;(4):30–33.

39. Носков В. Я. Динамические особенности автодинного отклика СВЧ-генератора. *Известия вузов. Радиоэлектроника.* 1992;35(9):9–16.

40. Иванов В. Э., Гусев А. В., Игнатков К. А., Кудинов С. И., Малыгин И. В., Носков В. Я., Плохих О. В., Рысов В. В., Черных О. А. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России. *Успехи современной радиоэлектроники.* 2015;(9):3–49.

References

1. Takayama Y. Doppler signal detection with negative resistance diode oscillators. *IEEE Transactions on Microwave Theory Technique.* 1973;21(2):89–94. DOI: 10.1109/TMTT.1973.1127929
2. Nagano S., Akaiwa Y. Behavior of Gunn diode oscillator with a moving reflector as a self-excited mixer and a load variation detector. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 1971;19(12):906–910. DOI: 10.1109/TMTT.1971.6373339
3. Gupta M-S., Lomax R.J., Haddad G.I. Noise consideration in self-mixing IMPATT-diode oscillators for short-range Doppler radar applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 1974;22(1):37–43. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128158
4. Nygren T., Sjolund A. Sensitivity of Doppler radar with self-detecting diode oscillators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 1974;22(5):494–498. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128268
5. Usanov D. A., Scriptal Al. V., Scriptal An. V. *Physics of Semiconductor RF and Optical Autodynes.* Saratov: Saratov State University; 2003. (In Russ.).
6. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transaction of Microwave Theory and Technique.* 1985;31(8):613–624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559
7. Komarov I. V., Smolskiy S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar.* Norwood: Artech House; 2003.
8. Usanov D. A., Skripal Al. V., Skripal An. V., Postelga A. E. A microwave autodyne meter of vibration parameters. *Instruments and Experimental Techniques.* 2004;47(5):689–693. DOI: 10.1023/B:INET.000043882.16801.3a
9. Danilin A. I., Votoropin S. D., Tcherniavski A. G. Using of autodyne transceiver modules on Gunn diodes for determination of turbomachine blades deformations. In: *11th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, 2001, September 10–14.* Sevastopol: Veber; 2001, pp. 654–656. (In Russ.). DOI: 10.1109/CRMICO.2001.961705654–656
10. Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-variation detector characteristics of a detector-diode loaded Gunn oscillator. *Electronics and Communications in Japan.* 1975;58-B(5):60–66.
11. Solovyov Y. L., Rudakov A. V. The miniature module MM-wave range for radar systems. In: *18th International Crimean Conference*

“Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, 2008, September 8–12. Sevastopol: Veber; p. 113. (In Russ.). DOI: 10.1109/CRMICO.2008.4676311

12. Votoropin S. D. Autodyne sensors of the EHF range on Gunn diodes. In: *38th European Microwave Conference*. 2008, pp. 1330–1333. DOI: 10.1109/EUMC.2008.4751709
13. Page C. H., Astin A. V. Survey of proximity fuze development. *American Journal of Physics*. 1947;15(2):95–110. DOI: 10.1119/1.1990930
14. Armstrong B. M., Brown R., Rix F., Stewart J. A. C. Use of microstrip impedance-measurement technique in the design of a BARITT diplex Doppler sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1980;28(12):1437–1442. DOI: 10.1109/TMTT.1980.1130263
15. Lazarus M. J., Pantoja F. P., Somekh M., Novak S., Margison S. New direction-of-motion Doppler detector. *Electronics Letters*. 1980;16(25):953–954. DOI: 10.1049/el:19800679
16. Yasuda A., Kuwashima S., Kanai Y. A shipborne-type wave-height meter for oceangoing vessels, using microwave Doppler radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 1985;10(2):138–143. DOI: 10.1109/JOE.1985.1145094
17. Efano A. A., Diskus C. G., Stelzer A., Thim H. W., Lubke K., Springer A. L. Development of a low-cost 35 GHz radar sensor. *Annals of Telecommunications*. 1997;52(3):219–223. DOI: 10.1007/BF02996047.
18. Kim S., Nguyen C. A displacement measurement technique using millimeter-wave interferometry. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*. 2003;51(6):1724–1728. DOI: 10.1109/TMTT.2003.81.812575
19. Alidoost S. A., Sadeghzade R., Fatemi R. Autodyne system with a single antenna. In: *11th Intern. Radar Symposium (IRS-2010)*. Lithuania, Vilnius. 2010. Vol. 2, pp. 406–409.
20. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2010;69(5):451–458. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v69.i5.80
21. Usanov D. A., Postelga A. E. Reconstruction of complicated movement of part of the human body using radio wave autodyne signal. *Biomedical Engineering*. 2011;45(1):6–8. DOI: 10.1007/s10527-011-9198-9
22. Nguyen C., Kim S. *Theory, Analysis and Design of RF Interferometric Sensors*. Springer Science+Business Media; 2012. DOI: 10.1007/978-1-4614-2023-1
23. Mirsaitov F. N., Safanova E. V., Boloznev V. V. Microwave autodyne vibrosensor in aeroengine diagnostics. In: *European Frequency and Time Forum (EFTF)*. 2014. P. 140–143. DOI: 10.1109/EFTF.2014.7331447
24. Kim S; Kim B.-H., Yook J.-G., Yun G.-H. Proximity vital sign sensor using self-oscillating mixer. In: *URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*. 2016, pp. 1446–1448. DOI: 10.1109/URSIAP-RASC.2016.7601402
25. Boric-Lubecke O., Droitcour A. D., Lubecke V. M., Park B.-K., Singh A. (eds.) *Doppler Radar Physiological Sensing*. New York: John Wiley & Sons; 2016. DOI: 10.1002/9781119078418

26. Vetrova Iu. V., Doroshenko A. A., Postelga A. E., Usanov D. A. Remote control of the surface movement of an object using a two-channel SHF autodyne generator. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(4):409–417. DOI: 10.1134/S1064226919040119
27. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Autodyne characteristic dependence on the UHF oscillator's inherent parameters. *Radiotekhnika*. 2012;(6):24–46. (In Russ.)
28. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Internal parameter influence of autodyne UHF oscillators upon its dynamic characteristics. *Electronic Techniques. Series 1. UHF technique*. 2012;(3):23–40.
29. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Dynamic autodyne and modulation characteristics of microwave oscillators. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2013;72(10):919–934. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v72.i10.70
30. Gershenson E. M., Kalygina V. M., Levit B. I., Tumanov B. N. Resonance of relaxation oscillations in autodyne oscillators. *Radiophysics and Quantum Electronics*. 1981;24(8):707–711. DOI: 10.1007/BF01034344
31. Braun R. M. *Self-Mixing Oscillators at Q-Band Using Gunn Diode Solid State Sources*. University of Cape Town; 1982. Available at: <http://hdl.handle.net/11427/15665>
32. Pantoja F. R., Calazans E. T. Theoretical and experimental studies of gain compression of millimeter-wave self-oscillating mixers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1985;MTT-33(3):181–186. DOI: 10.1109/TMTT.1985.1132979
33. Flint R. A., Fan L., Navarro J. A., Chang K. Low cost and compact active integrated antenna transceiver for system applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1996;44(10):1642–1649. DOI: 10.1109/22.538955
34. Bogolyubov N. N., Mitropolskiy Yu. A. *Asymptotic Methods in the Theory of Nonlinear Oscillations*. Moscow: Nauka; 1974. (In Russ.)
35. Kurokawa K. Injection locking of microwave solid-state oscillators. *Proceedings of the IEEE*. 1973;61(10):1386–1410. DOI: 10.1109/PROC.1973.9293
36. Votoropin S. D., Zakarlyuk N. M., Noskov V. Ya. Smolskiy S. M. On principal impossibility of auto-synchronization of an autodyne by radiation reflected from a moving target. *Russian Physics Journal*. 2007;50(9):195–206. DOI: 10.1007/s11182-007-0132-2.
37. Minaev M. I. Low frequency spectrum of the autodyne frequency converter. *Elektronnaya tekhnika. Ser. Elektronika SVCh*. 1989;(7):12–14. (In Russ.)
38. Minaev M. I., Cenciper B. L. Investigation of the autodyne frequency mixer on the Gunn diode with a large dynamic range of variation of the external signal power. *Elektronnaya tekhnika. Ser. Elektronika SVCh*. 1987;(4):30–33. (In Russ.)
39. Noskov V. Ya. Dynamic features of the SHF oscillator autodyne response. *Izvestiya VUZ: Radioelektronika*. 1992;35(9):9–16. (In Russ.)
40. Ivanov V. E., Gusev A. V., Ignatkov K. A., Kudinov S. I., Malyigin I. V., Noskov V. Ya., Plohih O. V., Ryisev V. V., Chernyih O. A.

Current status and development prospects of atmosphere radio sensing systems in Russia. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki = Achievements of Modern Radioelectronics.* 2015;(9):3–49. (In Russ.)

Информация об авторах

Носков Владислав Яковлевич – доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Россия, 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32.

Игнатков Кирилл Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Россия, 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32.

Шайдуров Кирилл Дмитриевич – ассистент департамента радиоэлектроники и связи Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Россия, 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32.

Information about the authors

Vladislav Ya. Noskov – Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, 19, Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia.

Kirill A. Ignatkov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, 19, Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia.

Kirill D. Shaydurov – Assistant Professor, Department of Radio Electronics and Communications, Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, 19, Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia.

Поступила / Received: 24.07.2019

Принята в печать / Accepted: 10.09.2019

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.3.005

УДК 534.231.3

**Газовый датчик, основанный
на пьезоэлектрическом резонаторе
с поперечным электрическим полем
и газочувствительной пленке хитозана**

Б. Д. Зайцев¹, А. П. Семенов¹✉, Ф. С. Федоров²,
А. А. Теплых¹, И. А. Бородина¹, А. К. Гребенко²,
А. Г. Насибулин², Г. И. Фильков³, А. В. Трофименко³

¹ Лаборатория физической акустики Саратовского филиала института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, 410019, Саратов, ул. Зеленая 38

² Лаборатория наноматериалов Сколковского института науки и технологий, 143026, Москва, ул. Нобеля 3

³ Лаборатория специального медицинского оборудования, технологии и фармацевтических препаратов московского института физики и технологий, 141701, Московская обл., г. Долгопрудный, Институтский пер. 9

✉ alex-sheih@ya.ru

Аннотация

В работе исследованы сенсорные свойства датчика, представляющего собой структуру «стеклянная подложка – пленка хитозана – воздушный зазор – резонатор с поперечным возбуждающим электрическим полем (ПЭП)». Резонатор изготовлен из пластины пьезокерамики ЦТС-19 толщиной 2,54 мм и поперечными размерами 20×18 мм² с двумя прямоугольными алюминиевыми электродами с размерами 20×7 мм² и зазором между ними 4 мм. Полярная ось была ориентирована перпендикулярно зазору между электродами. В качестве газочувствительных пленок использовались пленки лактата хитозана и гликолята хитозана, сорбционные свойства которых изучались по отношению к парам воды, этанола и водного раствора аммиака (10 %). Установлено, что для обоих типов пленок в присутствии паров указанных жидкостей резонансная частота параллельного резонанса и максимальное значение реальной части электрического импеданса исследуемой структуры существенно уменьшаются и полностью восстанавливаются после удаления паров из камеры.

Ключевые слова

газовые датчики, пьезоэлектрический резонатор с поперечным электрическим полем, пленки хитозана, резонанс, электрический импеданс

Для цитирования

Зайцев Б. Д., Семенов А. П., Федоров Ф. С., Теплых А. А., Бородина И. А., Гребенко А. К., Насибулин А. Г., Фильков Г. И., Трофименко А. В. Газовый датчик, основанный на пьезоэлектрическом ре-

© Б. Д. Зайцев, Ф. С. Федоров, А. П. Семенов, А. А. Теплых,
И. А. Бородина, А. К. Гребенко, А. Г. Насибулин, Г. И. Фильков,
А. В. Трофименко, 2019

зонаторе с поперечным электрическим полем и газочувствительной пленке хитозана. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):286–295. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.005

Gas sensor based on the piezoelectric lateral electric field resonator and a gas-sensitive chitosan film

B. D. Zaitsev¹, A. P. Semyonov¹✉, F. S. Fedorov²,
A. A. Teplykh¹, I. A. Borodina¹, A. K. Grebenko²,
A. G. Nasibulin², G. I. Filkov³, A. V. Trofimenko³

¹ Laboratory of physical acoustics of Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, Saratov Branch, 38 Zelyonaya Str., Saratov, 410019, Russia

² Laboratory of nanomaterials of the Skolkovo Institute of Science and Technology, 3 Nobel Str., 143026, Moscow, Russia

³ Laboratory of special medical equipment, technology and pharmaceutical preparations of the Moscow Institute of Physics and Technology, 9 Institutskiy alley, 141701, Moscow Region, Dolgoprudny, Russia

✉ alex-sheih@ya.ru

Abstract

We investigate the gas-sensitive properties of the sensor comprising “glass substrate – chitosan film – air gap – the lateral exciting electric field resonator (LFE)”. The resonator is made using a PZT-19 piezoceramic plate with a thickness of 2.54 mm and shear dimensions of 20×18 mm² with two rectangular aluminum electrodes with dimensions of 20×7 mm² and a 4 mm gap between them. The polar axis is oriented perpendicular to the gap between the electrodes. We use films of chitosan lactate and chitosan glycolate, as gas-sensitive films, whose sorption properties are studied in regard to water vapor, ethanol, and aqueous solution of ammonia (10%-wt.). It has been established that the resonance frequency of the parallel resonance and maximum value of the real part of the electrical impedance of the studied structures substantially have decreased for both types of films in the presence of vapors of the test analytes and have been completely restored after removing the vapor from the chamber.

Keywords

gas sensors, piezoelectric resonator with lateral electric field, chitosan films, resonance, electrical impedance

For citation

Zaitsev B. D., Semyonov A. P., Fedorov F. S., Teplykh A. A., Borodina I. A., Grebenko A. K., Nasibulin A. G., Filkov G. I., Trofimenko A. V. Gas sensor based on the piezoelectric lateral electric field resonator and a gas-sensitive chitosan film. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):286–295. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.005

1. Введение

Резонаторы с поперечным электрическим полем (ПЭП) в последние годы широко используются при создании различного рода датчиков [1–5]. Электроды этих резонаторов располагаются на одной стороне пьезоэлектрической пластины, а электрическое поле существует не только в пластине, но и в прилегающем вакууме/воздухе. Поэтому изменение таких граничных условий, как проводимость, вязкость, диэлектрическая проницаемость среды, расположенной вблизи свободной стороны ПЭП резонатора, будет влиять на его параметры. Эти особенности придают таким резонаторам ряд преимуществ по сравнению с резонаторами с продольным электрическим полем. В последнее время стало также известно, что биополимеры на основе хитозана являются весьма многообещающими при их использовании в качестве разного рода сенсорных покрытий. Хитозан является биосовместимым, биоразлагаемым и при этом обладает хорошими адсорбционными свойствами [6; 7]. В наше время этот материал и его химические производные уже нашли свое применение, в основном в качестве чувствительного элемента различного рода биосенсоров [6; 7; 9–12]. Так, например, Nasution и др. разработали сенсор на основе хитозана для определения низкой концентрации ацетона в смеси с воздухом [8]. Нанокомпозит полианилин-хитозан был использован для обнаружения водорода (Li и др. [13]). Bouvree и др. [14] разработали датчики паров воды, метанола и толуола на основе материала «хитозан – углеродные наночастицы». Хитозан также использовался в качестве активного материала кварцевых микровесов (QCM), для обнаружения метиламина [15]. Лактат хитозана и гликолят хитозана, являющиеся химическими производными хитозана, представляют собой новые материалы с увеличенной проводимостью. В обычном виде они имеют консистенцию геля.

В данной работе были исследованы сенсорные свойства структуры, состоящей из стеклянной подложки с газочувствительной пленкой и ПЭП резонатора, разделенных воздушным зазором. В качестве газочувствительных пленок были использованы пленки лактата хитозана и гликолята хитозана, которые наносились на подложку из стекла толщиной 1,2 мм. Изменение во времени резонансной частоты параллельного резонанса и максимального значения реальной части электрического импеданса составного ПЭП резонатора (стеклянная подложка – пленка хитозана – воздушный зазор – ПЭП резонатор) в среде тестовых паров и в воздухе были изучены в качестве параметров отклика. Указанные параметры определялись по измеренным частотным зависимостям реальной и мнимой частей электриче-

ского импеданса в присутствии паров летучей жидкости и после их удаления.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Для проведения исследований был использован ПЭП резонатор, изготовленный из пластины пьезокерамики ЦТС-19 толщиной 2,54 мм и размерами 20×18 мм², на одну сторону которой были нанесены два прямоугольных алюминиевых электрода с зазором между ними 4 мм. Для получения пленок водные растворы лактата хитозана и гликолята хитозана с концентрацией 15 мг/мл наносили методом выкапывания drop-casting на подложки из стекла с поперечными размерами 25×75 мм² и толщиной 1,2 мм, после чего высушивали в течение 24 часов в атмосфере воздуха при комнатной температуре. В результате получались пленки хитозана с поперечными размерами 20 мм в длину и 25 мм в ширину. Толщина пленок составляла ~20 мкм в обоих случаях. Для создания газовой среды были выбраны пары воды, этанола и аммиака. Для проведения измерений в ходе работы был использован измеритель LCR параметров (Agilent 4285A).

Вначале при помощи LCR-измерителя измерялись частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса ПЭП резонатора без пленки и определялись частота параллельного резонанса и максимальное значение реальной части электрического импеданса. Затем ПЭП-резонатор и стеклянная подложка с пленкой хитозана помещались в специально оборудованную герметичную камеру, которая заполнялась парами летучей жидкости (рис. 1). На дне этой камеры (1) были установлены два держателя (2) для стеклянной пластины (9) с исследуемой пленкой. На держателе (3), который был также установлен на дне камеры, при помощи опорных подкладок из диэлектрика (4) был закреплен пьезокерамический ПЭП-резонатор (5). Электроды (6), расположенные на нижней стороне резонатора, были соединены с медными клеммами-выводами (7) при помощи тонких проволок (8). Тонкие проволоки (8) соединялись с электродами ПЭП-резонатора при помощи токопроводящего клея «Silver Print» (MG Chemicals). Высота опорных подкладок (4) выбиралась таким образом, чтобы свободная сторона резонатора и верхние грани опор (2) были расположены в одной плоскости. Низкий акустический импеданс материала опорных подкладок (4) позволял обеспечить механически-свободное состояние поверхности резонатора с электродами. Стеклянная пластина (9) с пленкой хитозана располагалась над свободной стороной резонатора с зазором в 0,18 мм. Этот за-

зор обеспечивался отрезками медной проволоки (10) диаметром 0,18 мм. Клеммы-выводы (7) подключались к измерителю LCR-параметров, после чего контейнер (11) с используемой жидкостью (12) объемом ~2 мл помещался на дно камеры, и камера плотно закрывалась крышкой (13). Таким образом, в ходе всех экспериментов ПЭП-резонатор и подложка с пленкой хитозана были разделены фиксированным воздушным зазором равным 0,18 мм, что позволяло исключить механический контакт свободной поверхности ПЭП-резонатора с пленкой хитозана в процессе ее набухания в атмосфере газа. В ходе всех экспериментов зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса от частоты такого составного ПЭП-резонатора измерялись с различными временными интервалами как в присутствии паров в камере, так и после их удаления.

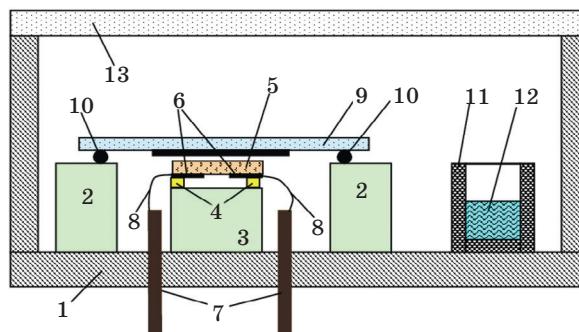


Рис. 1. Схема газовой камеры с датчиком:

1 – камера, 2 – держатели стеклянной пластины с пленкой, 3 – держатель резонатора, 4 – подкладки из диэлектрика, 5 – резонатор, 6 – электроды резонатора, 7 – медные клеммы для соединения с измерителем LCR параметров, 8 – тонкая золотая проволока, 9 – пластина из стекла с исследуемой пленкой, 10 – медная проволока с диаметром 0,18 мм, 11 – контейнер для летучей жидкости, 12 – летучая жидкость, 13 – крышка камеры

Fig. 1. Scheme of the gas camera with the sensor:

1 – camera, 2 – the holders of the glass plate with the film, 3 – the holder of the resonator, 4 – dielectric supports, 5 – resonator, 6 – the resonator electrodes, 7 – the copper terminals for connection with an LCR meter, 8 – a thin gold wires, 9 – a glass plate with a test film, 10 – copper wires with a diameter 0,18 mm, 11 – container for a volatile liquid, 12 – volatile liquid, 13 – camera cover

3. Полученные результаты

По измеренным частотным зависимостям реальной и мнимой частей электрического импеданса исследуемой структуры (стеклянная подложка – пленка хитозана – газовая среда – ПЭП-резонатор) определялись соответствующие каждому случаю максимальное значение реальной части электрического импеданса (R_{\max}) и частота параллельного резонанса (f). По ре-

зультатам измерений были построены соответствующие графики (рис. 2 (I–IV)).

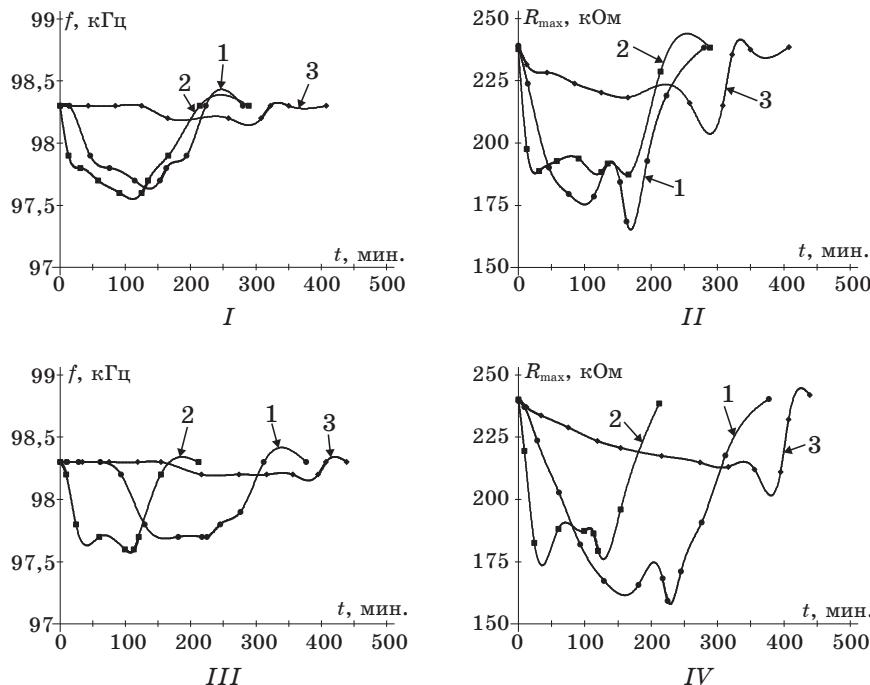


Рис. 2. Экспериментальные временные зависимости резонансной частоты параллельного резонанса – f (I–III), и максимального значения реальной части электрического импеданса – R_{\max} (II–IV) составного ПЭП-резонатора для пленок: I, II – гликолята хитозана; III, IV – лактата хитозана (1 – в парах воды, 2 – в парах 10 % аммиака, 3 – в парах 95 % этианола)

Fig. 2. The experimental time dependences of the resonant frequency of parallel resonance – f (I–III), and the maximum value of the real part of the electrical impedance – R_{\max} (II–IV) composite LFE resonator for films: I, II – Chitosan Glycolate; III, IV – Chitosan Lactate (1 – in the water vapor, 2 – in the 10 % ammonia vapor, 3 – in the 95 % ethanol vapor)

На рис. 2 видно, что максимальное значение реальной части электрического импеданса существенно уменьшается в парах дистиллированной воды, и 10 % аммиака и в несколько меньшей степени в случае паров 95 % этианола и достигает насыщения во всех случаях. Этот параметр затем полностью восстанавливается после удаления паров из камеры. Резонансная частота параллельного резонанса в парах выбранных веществ уменьшается несущественно, особенно в парах 95 % этианола и также полностью восстанавливается после их удаления. Полные относительные изменения указанных параметров приведены в табл. 1.

Таблица 1. Полные относительные изменения максимального значения реальной части электрического импеданса (R_{\max}) и резонансной частоты параллельного резонанса – (f) в парах выбранных веществ

Table 1. The total relative changes of the maximum value of the real part of the electrical impedance (R_{\max}) and the resonant frequency of the parallel resonance – (f) in vapors of the selected substances

Пленка	Параметр	Газовая среда, %		
		10 % аммиак	Дистиллированная вода	95 % этанол
Лактат хитозана	R_{\max} , кОм	25	33	12
	f , кГц	0,7	0,6	0,1
Гликолят хитозана	R_{\max} , кОм	21	30	10
	f , кГц	0,7	0,6	0,1

4. Заключение

Экспериментально изучено влияние насыщенных паров дистиллированной воды и этанола, а также 10 % аммиака на характеристики ПЭП-резонатора с двумя прямоугольными электродами, изготовленного на основе пластины пьезокерамики ЦТС-19, совмещенного с пленкой хитозана, нанесенной на стеклянную подложку. Были использованы два типа пленок хитозана – пленка лактата хитозана и пленка гликолята хитозана. Установлено, что в присутствии указанных паров резонансная частота параллельного резонанса уменьшается, достигает насыщения во всех случаях, и полностью восстанавливается после удаления паров из камеры. Максимальное значение реальной части электрического импеданса ведет себя аналогичным образом во всех проведенных экспериментах¹.

Благодарности

Авторы признательны Г. В. Свиридову (Московский физико-технический институт, г. Долгопрудный Московской обл., Россия) за помощь в приготовлении пленок хитозана. Работа выполнена при частичной финансовой поддержке гранта РФФИ № 19-07-00300.

Acknowledgments

The authors are grateful to G. V. Sviridov (Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Moscow region, Russia) for the help in the preparation of the chitosan films. The research is completed with partial financial support of the RFBR grant No. 19-07-00300.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 29-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2019 (Севастополь, РФ, 8–14 сентября 2019 г.)

Список литературы / References

1. Hu Y., French L. A., Jr., Radecsky K., Pereira da Cunha M., Millard P., Vetelino J. F. A lateral field excited liquid acoustic wave sensor. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2004;51(11):1373–1379. DOI: 10.1109/tuffc.2004.1367475
2. McCann D. F., McCann J. M., Parks J. M., Frankel D. J., Pereira da Cunha M., Vetelino J. F. A lateral-field-excited LiTaO_3 high frequency bulk acoustic wave sensor. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. 2009;56(4):779–787. DOI: 10.1109/TUFFC.2009.1100
3. Vetelino J. F. A lateral field excited acoustic wave sensor platform. In: *Proc. IEEE Ultrasonics Symp*. 2010, pp. 2269–2272.
4. Zaitsev B. D., Kuznetsova I. E., Shikhabudinov A. M., Ignatov O. V., Guliy O. I. Biological Sensor Based on a Lateral Electric Field Excited Resonator. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. 2012;59(5):963–969. DOI: 10.1109/TUFFC.2012.2281
5. Zaitsev B. D., Shikhabudinov A. M., Teplykh A. A., Kuznetsova I. E. Liquid sensor based on a piezoelectric lateral electric field-excited resonator. *Ultrasonics*. 2015;638:179–183. DOI: 10.1016/j.ultras.2015.07.009
6. Suginta W., Khunkaewla P., Schulte A. Electrochemical biosensor applications of polysaccharides chitin and chitosan. *Chemical Reviews*. 2013;113:5458–5479. DOI: 10.1021/cr300325r
7. Kumar M. N. V. R. A review of chitin and chitosan applications. *Reactive and Functional Polymers*. 2000;46(1):1–27. DOI: 10.1016/S1381-5148(00)00038-9
8. Nasution T. I., Nainggolan I., Hutagalung S. D., Ahmad K. R., Ahmad Z. A. The sensing mechanism and detection of low concentration acetone using chitosan-based sensors. *Sensors and Actuators B: Chemical*. 2013;177:522–528. DOI: 10.1016/j.snb.2012.11.063
9. Pauliukaite R., Ghica M. E., Fatibello-Filho O., Brett C. M. A. Electrochemical impedance studies of chitosan-modified electrodes for application in electrochemical sensors and biosensors. *Electrochimica Acta*. 2010;55(21):6239–6247. DOI: 10.1016/j.electacta.2009.09.055
10. Feng D., Wang F., Chen Z. Electrochemical glucose sensor based on one-step construction of gold nanoparticle – chitosan composite film. *Sensors and Actuators B: Chemical*. 2009;138(2):539–544.
11. Lian W., Liu S., Yu J., Li J., Cui M., Xu W., Huang J. Electrochemical sensor using neomycin-imprinted film as recognition element based on chitosan-silver nanoparticles/graphene-multiwalled carbon nanotubes composites modified electrode. *Biosens Bioelectron*. 2013;44:70–76. DOI: 10.1016/j.bios.2013.01.002
12. Liu Y., Gaskell K. J., Cheng Z., Yu L. (Lucy), Payne G. F. Chitosan-coated electrodes for bimodal sensing: selective post-electrode film reaction for spectroelectrochemical analysis. *Langmuir*. 2008;24(14):7223–7231. DOI: 10.1021/la800180y
13. Li W., Jang D. M., An S. Y., Kim D., Hong S.-K., Kim H. Polyaniline-chitosan nanocomposite: High performance hydrogen sensor

from new principle. *Sensors and Actuators B: Chemical.* 2011;160(1):1020–1025. DOI: 10.1016/j.snb.2011.09.020

14. Bouvree A., Feller J.-F., Castro M., Grohens Y., Rinaudo M. Conductive polymer nano-biocomposites (CPC): Chitosan-carbon nanoparticle a good candidate to design polar vapour sensors. *Sensors and Actuators B: Chemical.* 2009;138(1):138–147. DOI: 10.1016/j.snb.2009.02.022

15. Ayad M. M., Minisy I. M. Detection and kinetics of methylamine on chitosan film coated quartz crystal microbalance electrode. *Progress in Organic Coatings.* 2016;100:76–80. DOI: 10.1016/j.porgcoat.2016.01.012

Информация об авторах

Зайцев Борис Давыдович, доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник, Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Россия, 410019, г. Саратов, ул. Зеленая 38.

Федоров Федор Сергеевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник лаборатории наноматериалов, Сколковский институт науки и технологий, Россия, 143026, г. Москва, ул. Нобеля 3.

Семенов Александр Павлович, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Россия, 410019, г. Саратов, ул. Зеленая 38.

Теплых Андрей Алексеевич, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Россия, 410019, г. Саратов, ул. Зеленая 38.

Бородина Ирина Анатольевна, кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник, Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Россия, 410019, г. Саратов, ул. Зеленая 38.

Гребенко Артем Константинович, аспирант 2-го года обучения, лаборатория наноматериалов, Сколковский институт науки и технологий, Россия, 143026, Москва, ул. Нобеля 3.

Насибулин Альберт Галиевич, доктор технических наук, профессор РАН, профессор лаборатории наноматериалов, Сколковский институт науки и технологий, Россия, 143026, г. Москва, ул. Нобеля 3.

Фильков Глеб Игоревич, научный сотрудник лаборатории специальной медицинской техники, технологии и фармацевтики, Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), Россия, 141701, Московская область, г. Долгопрудный, Институтский переулок, 9.

Трофименко Александр Викторович, кандидат медицинских наук, ведущий научный сотрудник лаборатории специальной медицинской техники, технологии и фармацевтики, Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), Россия, 141701, Московская область, г. Долгопрудный, Институтский переулок, 9.

ский институт (национальный исследовательский университет), Россия, 141701, Московская область, г. Долгопрудный, Институтский перулок, 9.

Information about the authors

Boris D. Zaitsev, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, chief researcher, Saratov Branch of Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, 38 Zelyonaya Str., 410019, Saratov, Russia

Fedor S. Fedorov, Candidate of Technical Sciences, senior researcher of the Laboratory of Nanomaterials, Skolkovo Institute of Science and Technology, 3 Nobel Str., 143026, Moscow, Russia

Alexander P. Semyonov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, senior researcher, Saratov Branch of Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, 38 Zelyonaya Str., 410019, Saratov, Russia

Andrey A. Teplykh, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, senior researcher, Saratov Branch of Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, 38 Zelyonaya Str., 410019, Saratov, Russia

Irina A. Borodina, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, leading researcher, Saratov Branch of Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, 38 Zelyonaya Str., 410019, Saratov, Russia

Artem K. Grebenko, post-graduate student, Laboratory of Nanomaterials, Skolkovo Institute of Science and Technology, 3 Nobel Str., 143026, Moscow, Russia

Albert G. Nasibulin, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Russian Academy of Sciences, Professor of the Laboratory of Nanomaterials, Skolkovo Institute of Science and Technology, 3 Nobel Str., 143026, Moscow, Russia

Gleb I. Filkov, Researcher, Laboratory of Special Medical Equipment, Technologies and Pharmaceuticals, Moscow Institute of Physics and Technology, 9 Institutskiy alley, 141701, Moscow Region, Dolgoprudny, Russia

Alexander V. Trofimenko, Candidate of Medical Sciences, leading researcher, Laboratory of Special Medical Equipment, Technologies and Pharmaceuticals, Moscow Institute of Physics and Technology, 9 Institutskiy alley, 141701, Moscow Region, Dolgoprudny, Russia

Поступила / Received: 27.09.2019

Принята в печать / Accepted: 10.10.2019

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.3.006

УДК 534.231.3

Жидкостный датчик на основе пьезоэлектрического резонатора с поперечным электрическим полем, выполненного из пьезокерамики ЦТС

Б. Д. Зайцев , А. А. Теплых, И. А. Бородина, А. П. Семенов

Саратовский филиал Института радиотехники и электроники
им. В.А. Котельникова РАН,
Россия, 410019, г. Саратов, ул. Зеленая, 38

 zai-boris@yandex.ru

Аннотация

Экспериментально и теоретически исследовано влияние проводимости жидкости, контактирующей с пьезоэлектрическим резонатором с поперечным электрическим полем на основе пластины пьезокерамики ЦТС-19. В данном резонаторе поперечная компонента механического смещения, не приводящая к радиационным потерям при контакте с жидкостью, является превалирующей. Частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса резонатора показали наличие трех резонансов на частотах 68,7, 97,8 и 264 кГц со значениями коэффициента электромеханической связи 12,2, 14,7 и 6,5 % соответственно. Добротность каждого резонанса при контакте с жидкостью оказалась существенно выше добротности резонатора с продольной акустической волной на основе ниобата лития. Были получены зависимости максимального значения действительной части электрического импеданса такого резонатора от проводимости жидкости. Проведен теоретический анализ влияния проводимости жидкости на характеристики резонатора.

Ключевые слова

пьезоэлектрический резонатор с поперечным электрическим полем; резонанс; коэффициент электромеханической связи; проводимость жидкости; электрический импеданс

Для цитирования

Зайцев Б. Д., Теплых А. А., Бородина И. А., Семенов А. П. Жидкостный датчик на основе пьезоэлектрического резонатора с поперечным электрическим полем, выполненного из пьезокерамики ЦТС. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):296–305. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.006

Liquid sensor based on a piezoelectric resonator with a lateral electric field made of piezo-ceramics PZT

B. D. Zaitsev , A. A. Teplykh, I. A. Borodina, A. P. Semyonov

Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS,
38 Zelyonaya Str., Saratov, 410019, Russia

 zai-boris@yandex.ru

Abstract

This paper demonstrates the results of the study of the sensor based on the resonator with the lateral electric field made of the ceramic PZT for measuring the conductivity of the contacting liquid. This sensor is made of the PZT ceramic plate of 3.54 mm thickness with shear dimension of 20×18 mm². Two electrodes with the gap width of 4 mm are deposited on one side of the plate. The sensor features the 4 ml plexiglass container, the bottom of which is a resonator. The measured frequency dependences of the real and imaginary parts of the electrical impedance shows three resonances at frequencies of 68.7, 97.8, and 264 kHz. Aqueous solutions of sodium chloride are prepared with different conductivities in the range 3.2 – 9000 μS/cm. We have measured the frequency dependences of the real and imaginary parts of the sensor electric impedance with the liquid of different conductivity. The maximum value of the real part of the electric impedance monotonically decreases and reaches saturation for each resonance peak with increasing liquid conductivity. Theoretical analysis of influence of liquid conductivity on resonator impedance was also performed using equivalent circuit with two parallel branches. First branch included active and reactive resistors that corresponded to excitation of acoustic wave. The second branch includes the static capacitance of the resonator. We describe the presence of the conductive liquid by means of the leakage resistance connected with the capacitance in parallel. We underline that theoretical and experimental dependences are in a good agreement. Therefore the resonator with the lateral electric field based on the ceramic PZT shows high sensitivity to the changes in the conductivity of the liquid due to the high value of the coefficient of the electromechanical coupling. The sensor with liquid presence compared to the sensor made of lithium niobate with a longitudinal acoustic wave has a higher quality factor. We conclude that in the resonator made of piezoceramics, the shear component of the mechanical displacement is prevailing and does not lead to radiation losses.

Keywords

piezoelectric resonator with lateral electric field; resonance; electromechanical coupling coefficient; liquid conductivity; electrical impedance

For citation

Zaitsev B. D., Teplykh A. A., Borodina I. A., Semyonov A. P. Liquid sensor based on a piezoelectric resonator with a lateral electric field made of piezo-ceramics PZT. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):296–305. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.006

1. Введение

Пьезоэлектрические резонаторы с поперечным электрическим полем широко используются в качестве различных датчиков [1–10]. Электроды таких резонаторов расположены на одной стороне пьезоэлектрической пластины и поэтому их характеристики зависят не только от изменения механических свойств контактирующей среды, но и от изменения ее электрических свойств. Поэтому на их основе можно создавать датчики для измерения проводимости и диэлектрической проницаемости жидкостей. Наиболее часто в качестве пьезоэлектрического материала для таких датчиков использовались ниобат и танталат лития, а также кварц. В работах [1–4, 7–10] достаточно подробно исследовано влияние вязких, диэлектрических и проводящих жидкостей на характеристики резонаторов из этих материалов. Здесь в качестве информативного параметра была выбрана резонансная частота, меняющаяся при изменении вязкости, диэлектрической проницаемости и проводимости жидкости. Однако изменения резонансной частоты были незначительными при изменении параметров жидкости в широких пределах. Более того, частотные зависимости реальных частей электрического импеданса вблизи резонанса могут оказаться сильно размытыми при контакте резонатора даже с невязкой и непроводящей жидкостью [5]. Было показано, что предпочтительнее использовать в качестве информативного параметра изменение реальной части электрического импеданса резонатора при изменении проводимости и диэлектрической проницаемости жидкости [5]. Однако добротность такого резонатора при контакте с жидкостью была невысокой, поскольку возбуждаемая продольная волна в таком резонаторе имела радиационные потери при контакте с жидкостью.

В данной работе приведены результаты исследования резонатора с поперечным электрическим полем на основе керамики ЦТС-19 для измерения проводимости контактирующей жидкости. В данном резонаторе поперечная компонента механического смещения, не приводящая к радиационным потерям при контакте с жидкостью, является превалирующей. Показано, что добротность резонатора, выполненного из керамики ЦТС-19 при контакте с жидкостью, значительно превышает добротность резонатора на основе ниобата лития с продольной акустической волной.

2. Описание датчика и методики эксперимента

Для проведения экспериментов был разработан датчик на основе резонатора с поперечным электрическим полем, изготовленный из пластины керамики ЦТС-19 толщиной 3,54 мм с попе-

речными размерами $20 \times 18 \text{ мм}^2$ (рис. 1). Одна сторона пластины была покрыта пленкой алюминия с зазором в центре шириной 4 мм, таким образом, обе половины покрытия представляли собой электроды.

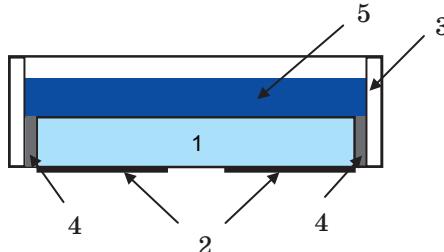


Рис. 1. Схема датчика:
1 – пластина из керамики ЦТС-19, 2 – электроды, 3 – контейнер для жидкости, 4 – герметик, 5 – исследуемая жидкость

Fig. 1. Scheme of the sensor:
1 – plate of ceramics PZT-19, 2 – electrodes, 3 – liquid container,
4 – sealant, 5 – liquid under study

Этот резонатор служил дном жидкостного контейнера из плексигласа объемом 4 мл. Щель между резонатором и контейнером была заполнена специальным герметиком. Резонатор подключался к анализатору импедансов E4990A (Keysight Technologies) и измерялись частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса датчика в диапазоне частот 50–300 кГц. На частотной зависимости реальной части электрического импеданса (R) резонатора были обнаружены три параллельных резонанса на частотах 68,7, 97,8 и 264 кГц (рис. 2, I). Величины максимального значения реальной части электрического импеданса (R_{\max}) оказались равными 174, 199 и 17 кОм для этих частот. На рис. 2, II представлены частотные зависимости реальной (G) части электрического адmittанса исследуемого резонатора. Здесь также видно наличие трех последовательных резонансов на частотах 65,3, 92,3 и 257 кГц. Значения частот параллельного и последовательного резонансов позволили оценить значения коэффициента электромеханической связи, которые оказались равными 12,2, 14,7 и 6,5 %.

Затем жидкостной контейнер заполняли жидкостью с известной проводимостью и проводили измерение характеристик резонатора. Для изучения влияния проводимости жидкости на характеристики резонатора использовались водные растворы хлористого натрия. Проводимость жидкости, изменяющаяся в пределах 3,2–9000 мкСм/см, контролировалась кондуктометром HI8733 («Hanna», USA).

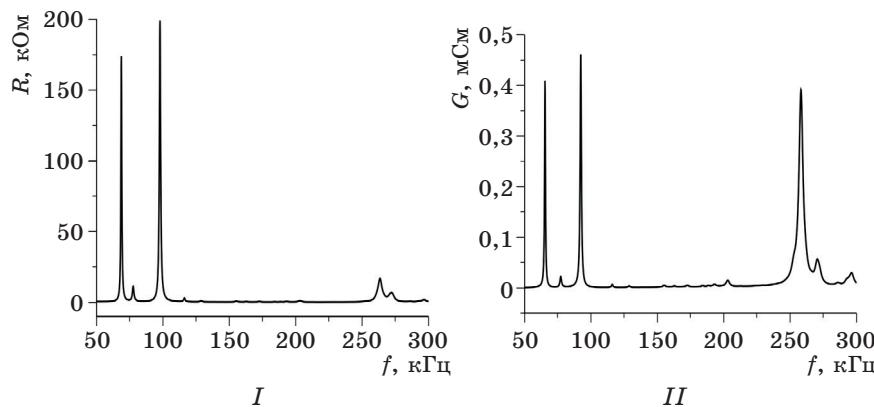


Рис. 2. Частотные зависимости реальной части электрического импеданса (I) и адmittанса (II) с пустым жидкостным контейнером
Fig. 2. Frequency dependencies of the real parts of electrical impedance (I) and admittance (II) of the sensor with empty container

3. Полученные результаты

На рис. 3 представлены частотные зависимости реальной части электрического импеданса резонатора вблизи резонансов на частотах 68,7 кГц (I) и 264 кГц (II) при добавлении в контейнер жидкости с различной проводимостью. Данные для резонансного пика с частотой 97,8 кГц не приводятся, поскольку они практически не отличались от характеристик пика на частоте 68,7 кГц.

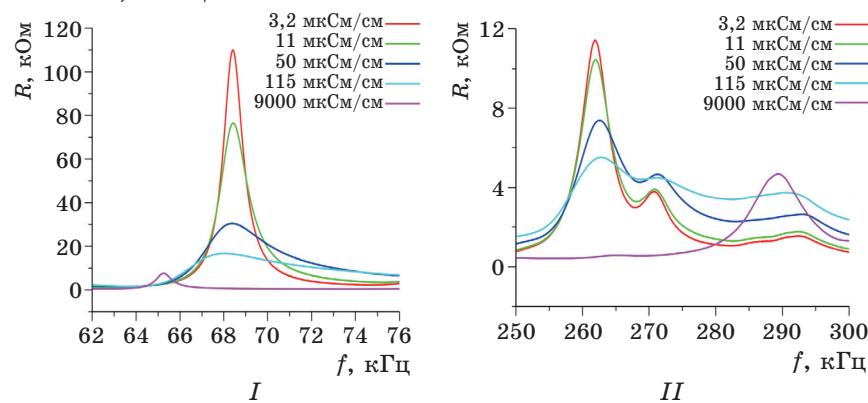


Рис. 3. Частотные зависимости реальной части электрического импеданса резонатора для резонансных пиков на частотах 68,7 кГц (I) и 264 кГц (II) при контакте резонатора с жидкостью с проводимостью 3,2; 11; 50; 115 и 9000 мкСм/см
Fig. 3. Frequency dependencies of the real part of the electrical impedance of the sensor for resonant peaks on the frequencies 68.7 kHz (I) and 264 kHz (II) at the contact of the resonator with liquid with the conductivity 3.2, 11, 50, 115 and 9000 $\mu\text{S}/\text{cm}$

Представленные зависимости показывают, что при увеличении проводимости жидкости наблюдалось уменьшение R_{\max} на частотных зависимостях реальной части электрического импеданса для обоих резонансных пиков.

На основе полученных частотных зависимостей реальной части электрического импеданса были построены зависимости R_{\max} от проводимости жидкости для каждого резонансного пика. На рис. 4 представлены указанные зависимости для двух резонансов 68,7 (I) и 264 (II) кГц. Видно, что для этих резонансов величина R_{\max} уменьшается и достигает насыщения при значениях проводимости ~ 750 мкСм/см и ~ 10000 мкСм/см.

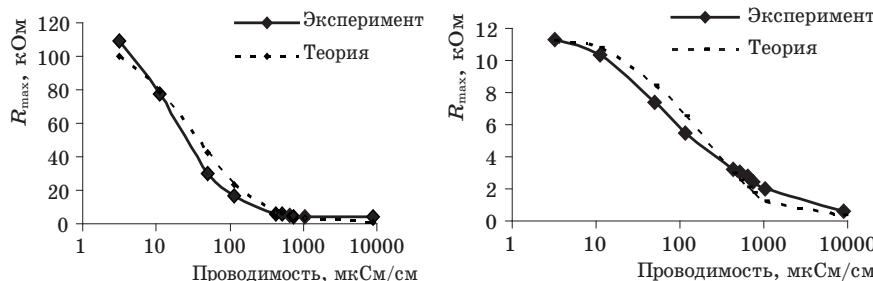


Рис. 4. Теоретическая (пунктирная линия) и экспериментальная (сплошная линия) зависимости максимального значения реальной части электрического импеданса R_{\max} для резонансных пиков на частотах 68,7 кГц (I) и 264 кГц (II) от проводимости жидкости

Fig. 4. Theoretical (dotted line) and experimental (solid line) dependences of the maximum value of the real part of the electrical impedance R_{\max} for resonant peaks on the frequencies 68.7 kHz (I) and 264 kHz (II) on liquid conductivity

Был также проведен теоретический анализ объясняющий поведение резонансной частоты и активного сопротивления резонатора с поперечным электрическим полем при изменении проводимости жидкости. Анализ проводился с помощью эквивалентной схемы Мэзона [11], в которой механическая часть пересчитывалась в электрическую стандартным методом [12]. Таким образом, эквивалентная схема состояла из двух параллельно соединенных ветвей. Первая ветвь представляла собой последовательно соединенные активный и реактивный резисторы, характеризующие возбуждение акустической волны в резонаторе. Вторая ветвь включала статическую емкость резонатора, которая была измерена с помощью анализатора импедансов E4990A (Keysight Technologies). Значения активного и реактивного резисторов, зависящие от частоты, были рассчитаны исходя из измеренных частотных зависимостей реальной и мнимой частей электрического импеданса резонатора.

Присутствие жидкости описывалось сопротивлением утечки, которое учитывало проводимость жидкости и глубину проникновения электрического поля резонатора из пьезокерамики PZT в прилегающую среду. Как было установлено в [13], эта глубина проникновения оказалась равной ~0,3 мм. Были рассчитаны частотные зависимости реальной (R) и мнимой (X) частей импеданса всего резонатора для каждого резонансного пика и для каждого исследуемого образца жидкости. На этой основе были построены теоретические зависимости R_{\max} от проводимости жидкости для этих резонансных пиков, которые представлены на рис. 4 пунктирными линиями. Видно, что теоретическая и экспериментальная зависимости хорошо соответствуют друг другу.

Заключение

Таким образом, датчик на основе резонатора с поперечным электрическим полем на основе керамики ЦТС-19 показал высокую чувствительность к изменению проводимости жидкости. Это связано с высоким значением коэффициента электромеханической связи для трех наблюдаемых резонансных пиков резонатора. Кроме того, показано, что в присутствии жидкости датчик из керамики ЦТС-19 имеет более высокую добротность по сравнению с датчиком на основе резонатора с поперечным электрическим полем с продольной акустической волной из ниобата лития. Это связано с тем, что в резонаторе из пьезокерамики поперечная компонента механического смещения является преобладающей, что значительно уменьшает радиационные потери акустической волны при контакте поверхности резонатора с жидкостью. Был также проведен теоретический анализ, объясняющий поведение резонансной частоты и активного сопротивления резонатора с поперечным электрическим полем при изменении проводимости жидкости. Анализ проводился методом эквивалентных схем. Полученные теоретические зависимости электрического импеданса резонатора оказались в хорошем соответствии с экспериментальными зависимостями. Полученные результаты показали перспективность использования резонатора из керамики ЦТС-19 в качестве датчика для определения проводимости жидкости. Информативным параметром о величине проводимости жидкости может служить реальная часть электрического импеданса резонатора¹.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 29-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2019 (Севастополь, РФ, 8–14 сентября 2019 г.).

Благодарности

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке грантов РФФИ № 19-07-00300, № 19-07-00304.

Acknowledgments

This research is supported by grant No. 19-07-00300, No. 19-07-00304 from the Russian Foundation for basic research.

Список литературы

1. McCann D. F., McCann J. M., Parks J. M., Frankel D. J., Pereira da Cunha M., Vetelino J. F. A lateral-field-excited LiTaO_3 high frequency bulk acoustic wave sensor. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. 2009;56(4):779–787. DOI: 10.1109/TUFFC.2009.1100
2. Ma T., Wang J., Du J., Yuan L., Qian Z., Zhang Z., Zhang C. Lateral-field-excited bulk acoustic wave sensors on langasite working on different operation modes. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. 2013;60(4):864–867. DOI: 10.1109/TUFFC.2013.2637
3. Winters S., Berngardt G., Vetelino J. A dual lateral – field – excited bulk acoustic sensor array. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. 2013;60(3):573–578. DOI: 10.1109/TUFFC.2013.2598
4. Ma T., Wang J., Du J., Yang J. Resonances and energy trapping in AT-cut quartz resonators operating with fast shear modes driven by lateral electric fields produced by surface electrodes. *Ultrasonics*. 2015;59:14–20. DOI: 10.1016/j.ultras.2015.01.004
5. Zaitsev B. D., Shikhabudinov A. M., Teplykh A. A., Kuznetsova I. E. Liquid sensor based on a piezoelectric lateral electric field-excited resonator. *Ultrasonics*. 2015;638:179–183. DOI: 10.1016/j.ultras.2015.07.009
6. Vetelino J. F. A lateral field excited acoustic wave sensor platform. In: *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.* 2010, pp. 2269–2272.
7. Hu Y., French L. A., Jr., Radecsky K., Pereira da Cunha M., Millard P., Vetelino J. F. A lateral field excited liquid acoustic wave sensor. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2004;51(11):1373–1379. DOI: 10.1109/tuffc.2004.1367475
8. Wark M., Kalanyan B., Ellis L., Fick J., Connel L., Neivandt D., Vetelino J. A lateral field excited acoustic wave sensor for the detection of saxitoxin in water. In: *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium. 2007, 28–31 Oct.* New York: IEEE; 2007, pp. 1217–1220. DOI: 10.1109/ULTSYM.2007.306
9. Zhang Z., Wang W., Ma T., Zhang C., Feng G. Pseudo-LFE sensors with different electrode configurations on X-cut LiNbO_3 . In: *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium. 2009, 20–23 Sept.* Rome: IEEE; 2009, pp. 655–658. DOI: 10.1109/ULTSYM.2009.5441673
10. Ma T., Zhang Z., Wang W., Zhang C., Feng G. $(\text{yxl})21.82^\circ \text{LiNbO}_3$ pseudo-LFE acoustic wave sensors. In: *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium. 2009, 20–23 Sept.* Rome: IEEE; 2009, pp. 2511–2514. DOI: 10.1109/ULTSYM.2009.5441874

11. Royer D., Dieulesaint E. *Elastic Waves in Solids I. Free and Guided Propagation*. Berlin: Springer-Verlag; 2000.
12. Зеленка И. *Пьезоэлектрические резонаторы на объемных и поверхностных акустических волнах*. М.: Мир; 1990.
13. Zaitsev B. D., Semyonov A. P., Teplykh A. A., Borodina I. A. The effect of the conductivity of a film located near piezoelectric resonator with a lateral electric field based on the PZT ceramics on its characteristics. *Ultrasonics*. 2019;94:169–173. DOI: 10.1016/j.ultras.2018.09.016

References

1. McCann D. F., McCann J. M., Parks J. M., Frankel D. J., Pereira da Cunha M., Vetelino J. F. A lateral-field-excited LiTaO_3 high frequency bulk acoustic wave sensor. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. 2009;56(4):779–787. DOI: 10.1109/TUFFC.2009.1100
2. Ma T., Wang J., Du J., Yuan L., Qian Z., Zhang Z., Zhang C. Lateral-field-excited bulk acoustic wave sensors on langasite working on different operation modes. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. 2013;60(4):864–867. DOI: 10.1109/TUFFC.2013.2637
3. Winters S., Berngardt G., Vetelino J. A dual lateral – field – excited bulk acoustic sensor array. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. 2013;60(3):573–578. DOI: 10.1109/TUFFC.2013.2598
4. Ma T., Wang J., Du J., Yang J. Resonances and energy trapping in AT-cut quartz resonators operating with fast shear modes driven by lateral electric fields produced by surface electrodes. *Ultrasonics*. 2015;59:14–20. DOI: 10.1016/j.ultras.2015.01.004
5. Zaitsev B. D., Shikhabudinov A. M., Teplykh A. A., Kuznetsova I. E. Liquid sensor based on a piezoelectric lateral electric field-excited resonator. *Ultrasonics*. 2015;638:179–183. DOI: 10.1016/j.ultras.2015.07.009
6. Vetelino J. F. A lateral field excited acoustic wave sensor platform. In: *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.* 2010, pp. 2269–2272.
7. Hu Y., French L. A., Jr., Radecsky K., Pereira da Cunha M., Millard P., Vetelino J. F. A lateral field excited liquid acoustic wave sensor. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2004;51(11):1373–1379. DOI: 10.1109/tuffc.2004.1367475
8. Wark M., Kalanyan B., Ellis L., Fick J., Connel L., Neivandt D., Vetelino J. A lateral field excited acoustic wave sensor for the detection of saxitoxin in water. In: *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium. 2007, 28–31 Oct.* New York: IEEE; 2007, pp. 1217–1220. DOI: 10.1109/ULTSYM.2007.306
9. Zhang Z., Wang W., Ma T., Zhang C., Feng G. Pseudo-LFE sensors with different electrode configurations on X-cut LiNbO_3 . In: *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium. 2009, 20–23 Sept.* Rome: IEEE; 2009, pp. 655–658. DOI: 10.1109/ULTSYM.2009.5441673
10. Ma T., Zhang Z., Wang W., Zhang C., Feng G. $(\text{yx}1)21.82^\circ$ LiNbO_3 pseudo-LFE acoustic wave sensors. In: *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium. 2009, 20–23 Sept.* Rome: IEEE; 2009, pp. 2511–2514. DOI: 10.1109/ULTSYM.2009.5441874

11. Royer D., Dieulesaint E. *Elastic Waves in Solids I. Free and Guided Propagation*. Berlin: Springer-Verlag; 2000.
12. Zelenka J. *Piezoelectric Resonators and their Applications (Studies in Electrical and Electronic Engineering)*. North Holland; 1986.
13. Zaitsev B. D., Semyonov A. P., Teplykh A. A., Borodina I. A. The effect of the conductivity of a film located near piezoelectric resonator with a lateral electric field based on the PZT ceramics on its characteristics. *Ultrasonics*. 2019;94:169–173. DOI: 10.1016/j.ultras.2018.09.016

Информация об авторах

Зайцев Борис Давыдович, доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник, Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Россия, 410019, г. Саратов, ул. Зеленая, 38.

Теплыkh Андрей Алексеевич, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Россия, 410019, г. Саратов, ул. Зеленая, 38.

Бородина Ирина Анатольевна, кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник, Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Россия, 410019, г. Саратов, ул. Зеленая, 38.

Семенов Александр Павлович, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Россия, 410019, г. Саратов, ул. Зеленая, 38.

Information about the authors

Boris D. Zaitsev, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, chief researcher, Saratov Branch of Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, 38 Zelyonaya Str., Saratov, 410019, Russia.

Andrey A. Teplykh, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, senior researcher, Saratov Branch of Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, 38 Zelyonaya Str., Saratov, 410019, Russia.

Irina A. Borodina, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, leading researcher, Saratov Branch of Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, 38 Zelyonaya Str., Saratov, 410019, Russia.

Alexander P. Semyonov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, senior researcher, Saratov Branch of Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, 38 Zelyonaya Str., Saratov, 410019, Russia.

Поступила / Received: 30.09.2019

Принята в печать / Accepted: 10.10.2019

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.3.007

УДК 621.396.969

Синтезирование радиолокационных изображений стабилизированных баллистических объектов

А. В. Галеницкий, А. А. Казанцев , А. Е. ТютюкинВоенно-космическая академия имени А. Ф. Можайского,
Россия, 197198, г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13 alexandralalexandrkazantsev@gmail.com**Аннотация**

Рассмотрена специфика формирования радиолокационных изображений (РЛИ) баллистических объектов (БО), стабилизированных вращательным движением относительно центра масс (ЦМ). Представлен алгоритм оценивания закона изменения ракурса наблюдения БО, основанный на комплексировании обработки координатной информации и некоординатной информации о БО, измеряемой когерентными широкополосными радиолокационными станциями (РЛС). Алгоритм верифицирован по результатам численных баллистического и электродинамического моделерований.

Ключевые слова

радиовидение, радиолокационное изображение, инверсный синтез апертуры, цифровая обработка сигналов, баллистический объект, прецессия, преобразование Хафа

Для цитированияГаленицкий А. В., Казанцев А. А., Тютюкин А. Е. Синтезирование радиолокационных изображений стабилизированных баллистических объектов. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):306–327. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.007

Radar imaging of stabilized ballistic targets

A. V. Galenitsky, A. A. Kazantsev , A. E. TyutyukinMozhaisky Space Military Academy,
13 Zhdanovskaya Str., Saint Petersburg, 197198, Russia alexandralalexandrkazantsev@gmail.com**Abstract**

Features of stabilized ballistic targets radar imaging are considered at this work. We introduce the algorithm of determining the observation angle law for radar imaging purposes. The proposed algorithm is based on the combination of trajectory estimation results and backscattering signals

analyses. In Section 1 we present the mathematical formulation of the research problem which stands both on the mass center and precession motion laws. Section 2 consists of the detailed description of the so-called «rough» part of the proposed algorithm, based on the consequently solving inverse and direct ballistic problems. Section 3 includes the detailed description of the so-called «exact» part of the proposed algorithm, based on the stabilization motion parameters estimation by applying the Fourier, Hough transforms and the least squares method. Section 4 demonstrates the verification results on the ballistic and electromagnetic numerically computed modeled data example.

Keywords

radar imaging, inverse synthetic aperture radar, signal processing, ballistic target, precession, Hough transform, observation angle

For citation

Galenitsky A. V., Kazantsev A. A., Tyutyukin A. E. Radar imaging of stabilized ballistic targets. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(3):306–327. DOI: 10.15826/urej.2019.3.3.007

Введение

Инверсное синтезирование детальных двумерных РЛИ БО требует выполнения предварительной сигнальной обработки результатов измерений их радиолокационных характеристик (РЛХ). К такой предварительной обработке относятся этапы: калибровки результатов когерентных широкополосных полно-поляризационных РЛХ БО; компенсации набегов фаз, обусловленных поступательным движением БО; оценивания закона изменения ракурса наблюдения БО на интервале когерентного накопления.

Последний из перечисленных этапов обработки приобретает ключевое значение при синтезировании двумерных РЛИ БО, стабилизированных вращательным движением относительно собственного ЦМ, так как объект в этом случае теряет собственную пространственную когерентность. Особенностям инверсного синтезирования РЛИ БО, обладающих гирокопическим стабилизационным движением, характеризующимся прецессией, посвящена настоящая работа.

Постановка задачи

В силу своей протяженности основной интерес для локации представляет внеатмосферный участок траектории, на котором движение ЦМ БО описывается уравнением Кеплера для шести заданных значений кеплеровских элементов орбиты (КЭО): a – большая полуось орбиты; e – эксцентриситет; i – наклонение орбиты; Ω – долгота восходящего узла орбиты; ω – аргумент широты перигея; τ – время прохождения перигея (рис. 1).

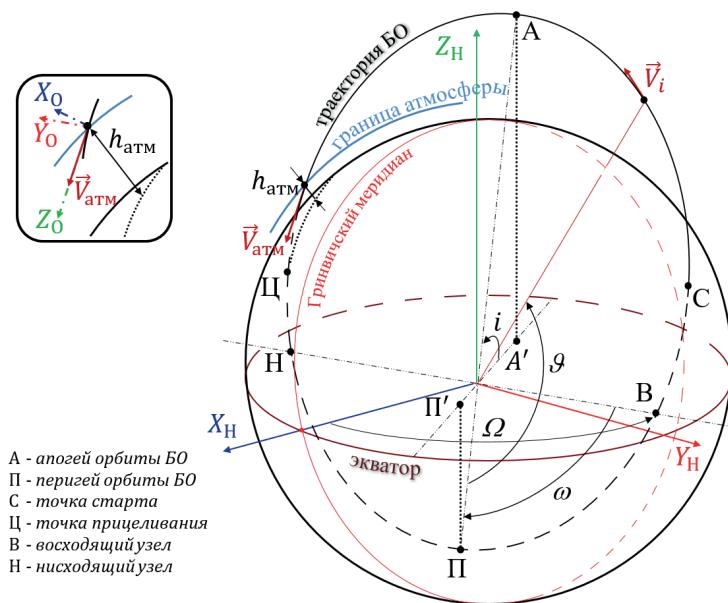


Рис. 1. Движение ЦМ БО в неподвижной системе координат Земли

Fig.1. Ballistic object's mass center movement in static Earth coordinate system

Взаимное расположение ЦМ БО и фазового центра РЛС на каждый момент времени удобно определять в неподвижной системе координат (СК) Земли. Неподвижная СК является зафиксированной на заданный начальный момент времени абсолютной Гринвичской экваториальной СК. Для определенности полагается, что данный момент соответствует моменту входа БО в зону радиовидимости РЛС $t = t_{bx} = 0$. Направление оси Z_H совпадает с осью вращения Земли, ось X_H лежит в плоскости экватора и совпадает с направлением на Гринвичский меридиан на момент времени t_{bx} , ось Y_H также лежит в плоскости экватора и образует правую тройку.

Прежде рассмотрения особенностей решения задачи оценивания закона изменения ракурса БО на интервале когерентного накопления сигнала следует отметить, что под ракурсом наблюдения БО ψ понимается угол синтезируемой апертуры РЛС радиовидения. Значение данного угла, а также скорость его изменения определяются законом изменения ориентации линии визирования РЛС в строительной (собственной) СК БО. При этом положение линии визирования удобно задавать двумя сферическими углами θ_Σ и φ_Σ в строительной СК БО. Ориентация осей строительной СК, а также направление отсчета сферических углов θ_Σ и φ_Σ представлены на рис. 2 справа сверху.

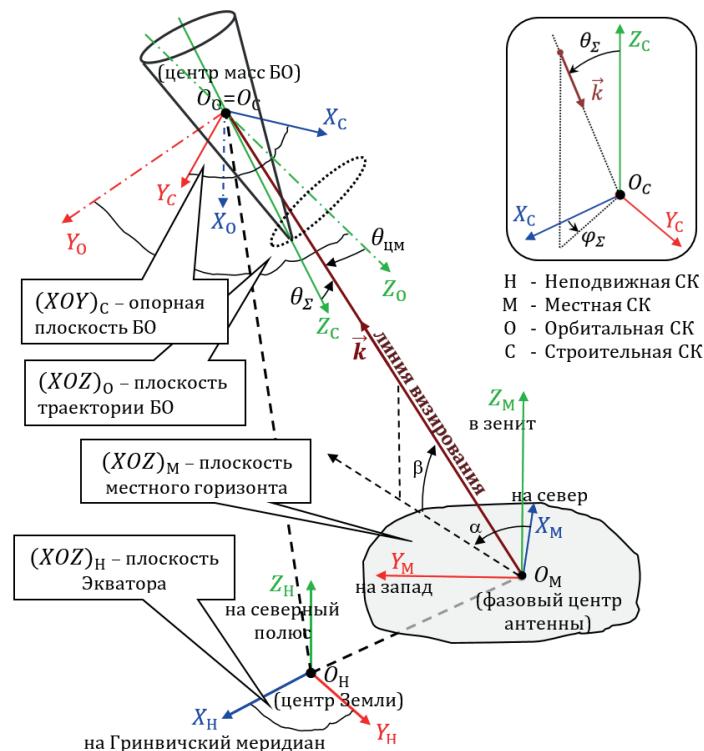


Рис. 2. Изменение ориентации БО относительно РЛС
 Fig. 2. Ballistic target's orientation changing relative to radar

Центр строительной СК совпадает с ЦМ БО, а его строительная ось (ось симметрии) совпадает с осью Z_C , тогда носовому направлению наблюдения БО соответствуют значения: $\theta_\Sigma = 0$ и $\varphi_\Sigma = 0$. Ориентация осей X_C и Y_C не важна в силу осевой симметрии БО. По этой же причине полагается, что РЛХ БО не зависят от значения угла φ_Σ . Поэтому с точки зрения анализа динамических РЛХ БО собственным вращением строительной СК вокруг оси Z_C можно пренебречь. На рис. 2 также показаны другие СК, необходимые для анализа результатов измерения динамических РЛХ БО когерентными широкополосными РЛС.

Непосредственно результаты измерения как координатной, так и некоординатной информации о БО привязаны к местной СК РЛС, центр которой совпадает с фазовым центром антенной системы РЛС. Для упрощения полагается, что фазовый центр антенны лежит на плоскости местного горизонта. Положение фазового центра РЛС задается широтой $\varphi_{РЛС}$, долготой $\lambda_{РЛС}$ и радиусом вектором $r_{РЛС}$, заданным в абсолютной гринвич-

ской экваториальной СК Земли. Ось Z_M направлена в зенит, ось X_M лежит в плоскости местного горизонта и направлена на север, ось Y_M лежит в плоскости местного горизонта и направлена на местный запад.

Для определения ориентации БО относительно РЛС строительная СК БО привязывается к орбитальной СК БО. Центр орбитальной СК также совпадает с положением ЦМ БО. Ориентация оси Z_0 имеет ключевое значение для решения задачи оценивания ориентации БО относительно РЛС. Полагается, что ось Z_0 для каждого момента времени совпадает с направлением оси прецессии и, следовательно, совпадает с ориентацией вектора скорости БО для момента входа БО в плотные слои атмосферы $t_{\text{атм}}$ (рис. 1 слева сверху). Таким образом, направление оси прецессии БО совпадает с направлением касательной к траектории движения БО на высоте входа в плотные слои атмосферы $h(t_{\text{атм}}) = h_{\text{атм}}$. Именно такой тип стабилизации делает БО наиболее устойчивым к возмущающим воздействиям, возникающим на атмосферном участке траектории, а также позволяет снизить в итоге отклонения от заданной точки падения [1]. Ось Y_0 лежит в плоскости орбиты, нормальна к оси Z_0 . Ось X_0 дополняет орбитальную СК до правой и совпадает с направлением вектора нормали к плоскости орбиты. В результате привязки строительная СК имеет постоянный наклон относительно орбитальной СК, равный величине угла прецессии γ и вращается вокруг оси Z_0 с частотой, равной частоте прецессии f_p БО.

С учетом вышеизложенного можно заключить, что полный закон изменения угла инверсного синтезирования апертуры (ракурса наблюдения) БО $\psi_{\Sigma}(t)$ определяется двумя составляющими: законом взаимного перемещения ЦМ БО относительно РЛС, а также законом стабилизационного вращательного движения БО относительного собственного ЦМ (рис. 3). Тогда учитывая осевую симметрию БО, для закона изменения ракурса наблюдения будет справедливо выражение (1).

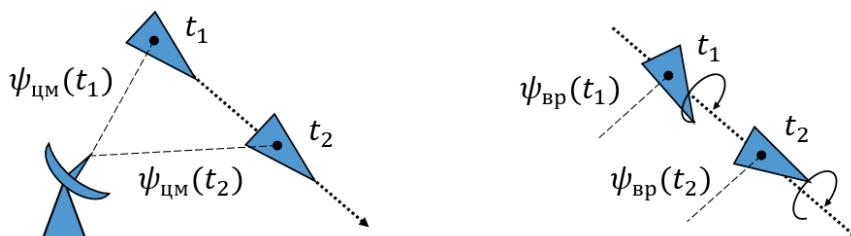


Рис. 3. Составляющие ракурса наблюдения объекта

Fig. 3. Ballistic target's angle of view components

$$\psi_{\Sigma}(t) = \psi_{\text{цм}}(t) + \psi_{\text{вп}}(t) = \theta_{\Sigma}(t) = \theta_{\text{цм}}(t) + \theta_{\text{вп}}(t). \quad (1)$$

Из выражения (1) следует, что итоговый суммарный закон изменения ракурса визирования БО будет иметь периодический характер, определяемый параметрами стабилизационного движения БО $\theta_{\text{вп}}(t)$, а медленно меняющийся тренд закона изменения ракурса визирования будет определяться законом перемещения ЦМ относительно РЛС $\theta_{\text{цм}}(t)$. Таким образом, задачу оценивания ракурса наблюдения БО целесообразно декомпозировать на две подзадачи:

- 1) грубое оценивание ракурса наблюдения, выполняемое по данным измерений траекторного канала РЛС. Результатом грубого оценивания является оценка $\hat{\theta}_{\text{цм}}(t)$;
- 2) точное оценивание, выполняемое на основе анализа динамических РЛХ БО. Результатом точного оценивания является оценка $\hat{\theta}_{\text{вп}}(t)$.

С учетом вышесказанного был разработан алгоритм оценивания ракурса наблюдения стабилизированного БО, включающий два ключевых вышеназванных этапа (рис. 4).

Рассмотрим в отдельности особенности решения задач грубого и точного оценивания ракурса наблюдения стабилизированного БО.

Грубое оценивание ракурса наблюдения

В процессе работы траекторного канала РЛС наблюдаемому БО сопоставляются результаты измерения: дальности $\hat{r}(t)$, радиальной скорости $\hat{V}_r(t)$, азимута $\hat{\alpha}(t)$, угла места $\hat{\beta}(t)$, заданные на интервале когерентного накопления сигнала $t \in T_{\text{нак}}$. Тогда задачу грубого оценивания ракурса наблюдения можно приближенно сформулировать следующим образом $\hat{r}(t), \hat{V}_r(t), \hat{\alpha}(t), \hat{\beta}(t) \rightarrow \hat{\theta}_{\text{цм}}(t)$.

Решение указанной задачи выполняется посредством последовательного решения обратной и прямой баллистических задач. Под прямой задачей понимается прогнозирование положения ЦМ БО по результатам оценивания его КЭО. Под обратной задачей понимается оценивание КЭО БО по данным о местоположении его ЦМ, привязанным к заданным моментам времени.

В соответствии с рис. 4 на *шаге 1* необходимо выполнить преобразование координат положения РЛС и БО на каждый момент времени в единую инерциальную неподвижную СК, зафиксированную на момент входа в зону обзора РЛС $t_{\text{вх}} = 0$.

Первоначально необходимо перевести статические сферические координаты РЛС, заданные, например в абсолютной гринвичской экваториальной СК, в изменяющиеся на протяжении времени вследствие движения Земли прямоугольные координаты неподвижной СК: $\lambda_{\text{РЛС}}^{\text{A}}, \Phi_{\text{РЛС}}^{\text{A}}, r_{\text{РЛС}}^{\text{A}} \rightarrow \hat{x}_{\text{РЛС}}^{\text{H}}(t), \hat{y}_{\text{РЛС}}^{\text{H}}(t), \hat{z}_{\text{РЛС}}^{\text{H}}(t)$.

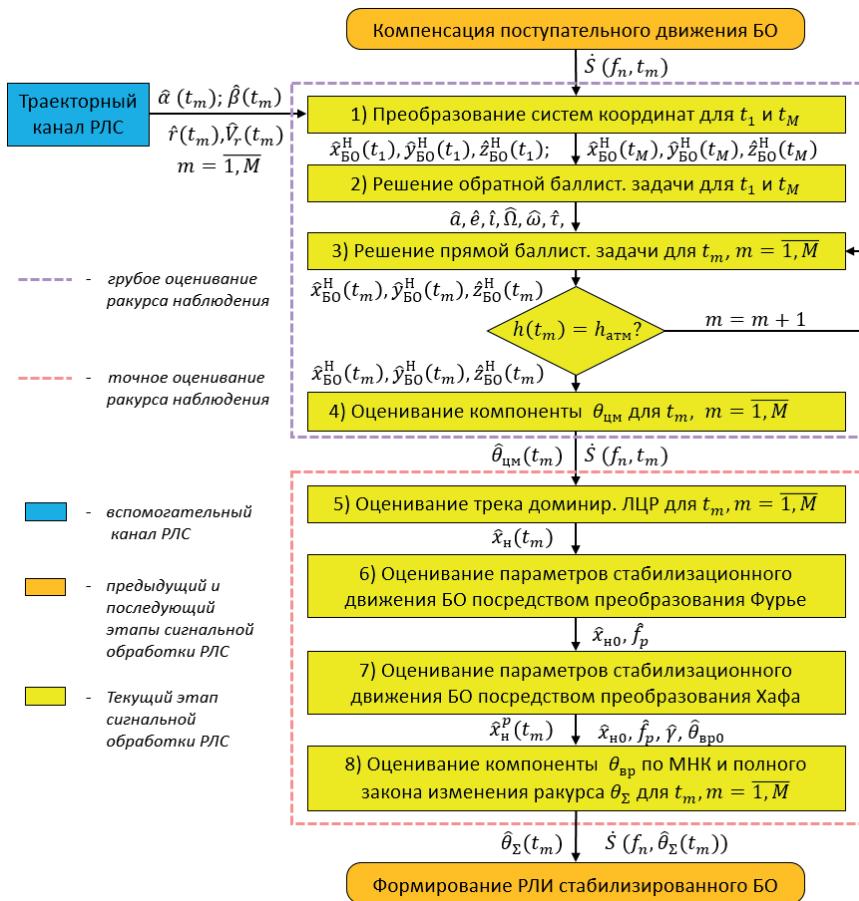


Рис. 4. Блок схема алгоритма оценивания закона изменения ракурса наблюдения БО

Fig. 4. Block scheme of ballistic target's viewing angle estimation algorithm

Затем необходимо преобразовать результаты измерений траекторного канала РЛС, заданные в местной СК, в координаты БО, заданные в неподвижной СК: $\hat{r}_{\text{БО}}^{\text{M}}(t), \hat{V}_{\text{БО}}^{\text{M}}(t), \hat{a}_{\text{БО}}^{\text{M}}(t), \hat{\beta}_{\text{БО}}^{\text{M}}(t) \rightarrow \hat{x}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t), \hat{y}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t), \hat{z}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t)$.

На шаге 2 решается обратная баллистическая задача, которая формализуется следующим образом: $\hat{x}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t), \hat{y}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t), \hat{z}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t) \rightarrow \hat{a}, \hat{\theta}, \hat{i}, \hat{\Omega}, \hat{\omega}, \hat{t}$.

Для оценивания КЭО объекта наблюдения целесообразно выбирать крайние результаты измерений траекторных параметров: моменты входа $t_{\text{вх}}$ и выхода $t_{\text{вых}}$ объекта наблюдения из зоны видимости РЛС, так как двум наиболее разнесенным точкам можно наиболее точно сопоставить плоскость орбиты БО. В интересах снижения ошибок определения КЭО можно также взаимно увязать несколько начальных и конечных результатов измере-

ния и усреднить полученные оценки КЭО. Однако, как показывает практика, приемлемый уровень ошибок оценивания КЭО можно достичь путем использования лишь двух крайних моментов времени измерения.

Решение обратной задачи строится на основе решения уравнения Эйлера – Ламберта [2], которое представляет собой обобщение уравнения Кеплера для двух заданных моментов времени (2).

$$t_2 - t_1 = \frac{a^{3/2}}{\sqrt{\mu}} [(E_2 - e \sin E_2) - (E_1 - e \sin E_1)], \quad (2)$$

где $E_2 = E(t_2)$ – значение эксцентрической аномалии на момент выхода БО из зоны обзора РЛС $t_2 = t_{\text{вых}}$; $E_1 = E(t_1)$ – значение эксцентрической аномалии на момент входа БО в зону видимости РЛС $t_1 = t_{\text{вх}}$; μ – гравитационная постоянная Земли.

При наблюдении единственной РЛС орбита БО всегда будет являться переходной орбитой первого рода [2]. Пусть $\Delta\vartheta$ – положительный угол, отсчитываемый по направлению движения объекта от начального радиуса $r_1 = r(t_1)$ до конечного $r_2 = r(t_2)$. В этом случае для $\Delta\vartheta$ всегда будет выполняться условие $\Delta\vartheta < 180^\circ$. По величине $\Delta\vartheta$ и известным положениям БО в моменты времени t_1 и t_2 на плоскости орбиты можно определить направление вращения объекта вокруг притягивающего центра, так как угол $\Delta\vartheta$ отсчитывается от начального радиуса по движению объекта. Далее необходимо использовать введенные величины: r_1 , r_2 , $\Delta\vartheta$ и $\Delta t = t_2 - t_1$ для записи уравнения Эйлера – Ламберта, устанавливающего функциональную связь между геометрическими характеристиками траектории и указанными выше исходными данными. Для этого необходимо преобразовать правую часть (2), чтобы она зависела от величин: r_1 , r_2 , a , $\Delta\vartheta$, введя новые переменные:

$$g = \frac{E_2 - E_1}{2}, \cos(h) = e \cdot \cos\left(\frac{E_2 + E_1}{2}\right), \quad 0 < h < \pi. \quad (3)$$

Обозначив сумму и разность новых переменных g и h через ε и δ :

$$\varepsilon = h + g, \delta = h - g, \quad (4)$$

получим:

$$h = \frac{\varepsilon + \delta}{2}, \quad g = \frac{\varepsilon - \delta}{2}. \quad (5)$$

Тогда, так как

$$E_2 - E_1 = 2g, \quad \sin E_2 - \sin E_1 = 2 \cos \frac{E_2 + E_1}{2} \sin \frac{E_2 - E_1}{2}, \quad (6)$$

то из выражения (2) и введенных выше переменных получаем уравнение Эйлера – Ламберта:

$$\Delta t = \frac{a^{3/2}}{\sqrt{\mu}} [(\varepsilon - \sin \varepsilon) - (\delta - \sin \delta)]. \quad (7)$$

Обозначив $\Delta r = r_2 - r_1$, используя простейшие геометрические и тригонометрические преобразования, можно показать, что [2]:

$$\varepsilon = 2 \arcsin \left(\sqrt{\frac{r_2 + r_1 + \Delta r}{4a}} \right), \quad \delta = 2 \arcsin \left(\sqrt{\frac{r_2 + r_1 - \Delta r}{4a}} \right). \quad (8)$$

Из (8) следует, что большая полуось орбиты должна удовлетворять условию $a \geq (r_2 + r_1 + \Delta r)/4$, устанавливающему нижнюю границу области возможных значений a . Найти \hat{a} можно путем численного решения уравнения (7) относительно a . Решив уравнение (7), используя (8), относительно значения большой полуоси, имеем оценочное значение \hat{a} .

Далее целесообразно оценить значение наклонения орбиты \hat{i} . Для этого первоначально необходимо найти направление единичного вектора нормали орбиты через векторное произведение векторов \vec{r}_2, \vec{r}_1 (9).

$$\vec{n}_{\text{орб.}} = \frac{\vec{r}_1 \times \vec{r}_2}{|\vec{r}_1 \times \vec{r}_2|} = n_x \vec{i} + n_y \vec{j} + n_z \vec{k}, \quad (9)$$

где $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ – единичные орт-векторы в прямоугольной неподвижной СК. Тогда

$$\hat{i} = \arccos(n_z). \quad (10)$$

Далее, используя (10), необходимо найти $\hat{\Omega}$.

$$\hat{\Omega} = \arcsin \left(\frac{n_x}{\sin(\hat{i})} \right). \quad (11)$$

При этом для устранения неоднозначности при нахождении $\hat{\Omega}$ необходимо учитывать четверть, в которой находится восходящий узел орбиты. Для этого необходимо определить направление на восходящий узел в неподвижной СК. Направление на восходящий узел может быть определено как векторное произведение двух нормалей: нормали плоскости орбиты (9) и нормали плоскости экватора: $\vec{n}_\Theta = 0\vec{i} + 0\vec{j} + 1\vec{k}$. Тогда направление на восходящий узел будет определяться следующим образом: $\vec{n}_{\text{вз}} = -n_y \vec{i} + n_x \vec{j}$.

После, используя (8), а также найденное значение большой полуоси \hat{a} , необходимо найти оценочное значение эксцентриситета орбиты \hat{e}

$$\hat{e} = \sqrt{\left[\frac{\Delta r}{2\hat{a} \sin(\Delta E)} \right]^2 + \left[\frac{1 - r_1 + r_2}{2\hat{a}} \right]^2} \frac{1}{\cos^2 \left(\frac{\Delta E}{2} \right)}. \quad (12)$$

Далее необходимо найти оценочное значение аргумента широты перигея $\hat{\omega}$. Для этого необходимо первоначально найти

значение аргумента широты для заданного момента времени $u(t)$, например, для момента входа БО в зону радиовидимости РЛС $t = t_1 = t_{\text{вх}}$.

$$u(t_1) = u_1 = \arccos \left(\frac{r_x(t_1) \cos(\hat{\Omega}) + r_y(t_1) \sin(\hat{\Omega})}{r_1} \right). \quad (13)$$

Затем необходимо найти значение эксцентрической аномалии для выбранного момента времени $E(t_1) = E_1$ в зависимости от знака радиальной скорости $V_r(t_1)$.

$$\begin{cases} E_1 = 2\pi - \arccos \left(\frac{\hat{a} - r_1}{\hat{a}\hat{e}} \right), & \text{если } V_r(t_1) > 0 \\ E_1 = \arccos \left(\frac{\hat{a} - r_1}{\hat{a}\hat{e}} \right), & \text{если } V_r(t_1) < 0 \end{cases}. \quad (14)$$

Для определения знака $V_r(t_1)$ необходимо дополнительно использовать результаты измерений для соседнего зондирующего импульса, для $t = t_1 + T_{\text{п}}$, где $T_{\text{п}}$ – период следования зондирующих сигналов. Тогда в случае если разница $\Delta r_{T_{\text{п}}} = r(t_1 + T_{\text{п}}) - r(t_1)$ будет положительна, то объект движется на участке траектории от перигея к апогею и $V_r(t_1)$ имеет знак плюс, в обратном случае $V_r(t_1)$ будет иметь знак минус, что означает, в свою очередь, что объект движется на участке траектории от апогея к перигею. В случае, когда разница будет иметь нулевое значение, объект будет находиться в апогейной точке, тогда $E_1 = \pi$. Следует отметить, что результаты измерения дальности должны быть сглаженными и функция $r(t)$ должна иметь монотонный характер.

Далее необходимо найти значение истинной аномалии на основе (15)

$$Q(t_1) = Q_1 = \arctg \left(\sqrt{\frac{1+\hat{e}}{1-\hat{e}}} \operatorname{tg} \left(\frac{E_1}{2} \right) \right). \quad (15)$$

Тогда искомое значение $\hat{\omega}$ можно найти на основе (13) и (15):

$$\hat{\omega} = u_1 - Q_1. \quad (16)$$

В заключение необходимо найти оценочное значение времени прохождения перигея $\hat{\tau}$, используя уравнение Кеплера (17)

$$\hat{\tau} = t_1 + \frac{\hat{a}^{3/2}}{\sqrt{\mu}} (E_1 - e \sin E_1). \quad (17)$$

В соответствии с рис. 4, после решения обратной баллистической задачи можно переходить к решению прямой баллистической задачи на шаге 3.

Под прямой баллистической задачей понимается определение положения БО по данным его КЭО: \hat{a} , \hat{e} , \hat{i} , $\hat{\Omega}$, $\hat{\omega}$, $\hat{\tau} \rightarrow \hat{x}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t)$, $\hat{y}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t)$, $\hat{z}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t)$.

Решение прямой задачи строится на основе решения уравнения Кеплера, которое связывает местоположение объекта на орбите с КЭО для заданного момента времени t . Решив численно уравнение (17) относительно значения эксцентрической аномалии, имеем оценочное значение $\hat{E}(t)$. Далее необходимо оценить значение истинной аномалии $Q(t)$ с помощью (15).

Затем, используя найденное значение истинной аномалии, определяется длина радиус вектора для заданного момента времени $r(t)$.

$$r(t) = \frac{\hat{a}(1 - \hat{e}^2)}{1 + \hat{e}\cos(\hat{Q}(t))}. \quad (18)$$

После этого необходимо оценить $u(t)$, используя (13). На заключительном шаге решения прямой баллистической задачи рассчитываются координаты местоположения БО в неподвижной СК (25).

$$\begin{aligned} \hat{x}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t) &= r(t) \left[\cos(\hat{u}(t)) \cos(\hat{\Omega}) - \sin(\hat{u}(t)) \cos(\hat{i}) \sin(\hat{\Omega}) \right]; \\ \hat{y}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t) &= r(t) \left[\cos(\hat{u}(t)) \sin(\hat{\Omega}) - \sin(\hat{u}(t)) \cos(\hat{i}) \cos(\hat{\Omega}) \right]; \\ \hat{z}_{\text{БО}}^{\text{H}}(t) &= r(t) \sin(\hat{u}(t)) \sin(\hat{i}). \end{aligned} \quad (19)$$

В случае, когда для любого момента времени на интервале когерентного накопления сигнала $T_{\text{нак}}$ (в пределах зоны видимости) $h(t) > h_{\text{атм}}$ для $t \in T_{\text{нак}}$, следует экстраполировать траекторию до момента входа в атмосферу с целью определения ориентации вектора скорости БО на момент входа в атмосферу, а, следовательно, и положение оси Z_0 в неподвижной СК.

На конечном этапе, зная положения РЛС и БО в неподвижной СК, а также ориентацию осей орбитальной СК в неподвижной СК, необходимо задать направление линии визирования в неподвижной СК как направление от фазового центра антенной системы РЛС к ЦМ БО. Тогда ориентация линии визирования в сферической орбитальной СК БО и будет определять законы изменения двух углов $\hat{\theta}_{\text{цм}}(t)$, $\hat{\phi}_{\text{цм}}(t)$. В соответствии с рис. 4 после оценивания $\hat{\theta}_{\text{цм}}(t)$ можно переходить к оцениванию той компоненты ракурса визирования БО, которая обусловлена перемещением ЦМ БО относительно РЛС $\hat{\theta}_{\text{вр}}(t)$.

Точное оценивание ракурса наблюдения

Предполагается, что исходными данными для решения задачи точного оценивания закона изменения ракурса наблюдения БО являются калиброванные результаты измерения частотно-временных характеристик (ЧВХ) БО с компенсацией набегов фаз, обусловленных его поступательным движением $\dot{S}(f, t) = \dot{S}(f, \theta_{\text{цм}}(t) + \theta_{\text{вр}}(t))$. При использовании метода компенса-

ции поступательного движения БО по доминирующему отражателю набор дальностных портретов (ДП) $|S(x, t)|$, соответствующий ЧВХ БО, будет выровнен относительно среднего положения доминирующего локального центра рассеяния (ЛЦР). Для большинства БО доминирующим ЛЦР является носовое притупление БО. Это объясняется спецификой атмосферного спуска БО. При этом медленно меняющаяся компонента траектории движения (трека) доминирующего ЛЦР на наборе ДП, обусловленная компонентой $\theta_{\text{пп}}(t)$, будет отсутствовать вследствие выполнения компенсации, в то время как быстро осциллирующая компонента движения доминирующего ЛЦР должна оставаться (рис. 5, слева). Тогда траектория движения второстепенного по интенсивности ЛЦР будет определяться как компонентой $\theta_{\text{пп}}(t)$, так и компонентой $\theta_{\text{вр}}(t)$ ракурса наблюдения БО.

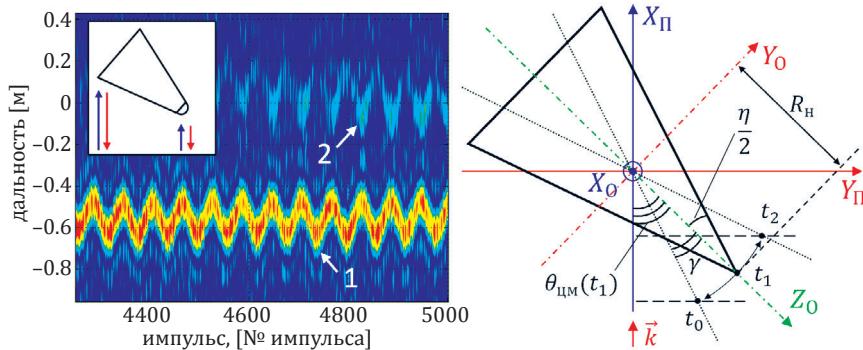


Рис. 5. Особенности радиолокационного наблюдения стабилизированного БО

Fig. 5. Features of stabilized ballistic target radar imaging

На рис. 5, слева, нижнему (более яркому) треку $x_{\text{н}}(t)$ соответствует доминирующий ЛЦР, обусловленный рассеянием на носовом притуплении БО, а верхнему (менее яркому) треку $x_{\text{к}}(t)$ соответствует ЛЦР, обусловленный рассеянием на ближней кромке БО. Механизмы рассеяния, возникающие при боковом наблюдении БО, приведены на левом фрагменте слева сверху.

На рис. 5, справа, черным цветом показано положение БО на момент времени t_1 , привязанное к орбитальной СК БО; оси $X_{\text{п}}$, $Y_{\text{п}}$ задают портретную СК, в которой $X_{\text{п}}$ соответствует радиальное направление, $Y_{\text{п}}$ – поперечно-радиальное направление; γ – угол прецессии БО; η – угол конусности БО; $R_{\text{н}}$ – радиальное расстояние от центра РЛИ (ЦМ БО) до ЛЦР, соответствующего носовому притуплению БО.

Пусть для момента времени t_1 справедливо равенство $\theta_{\Sigma}(t_1) = \theta_{\text{пп}}(t_1)$. Тогда для предшествующего момента време-

ни $t_0 = t_1 - T_p/4$ будет справедливо приближенное равенство $\theta_\Sigma(t_0) \approx \theta_{\text{пп}}(t_1) - \gamma$, а для момента времени $t_2 = t_1 + T_p/4$ следующее $\theta_\Sigma(t_2) \approx \theta_{\text{пп}}(t_1) + \gamma$, где T_p – период прецессии БО, обратно пропорциональный частоте прецессии $T_p = 1/f_p$.

Таким образом, после выполнения компенсации поступательного движения БО по доминирующему ЛЦР, соответствующему носовому притуплению БО, траектории движения (функции сдвига) доминирующего ЛЦР на наборе ДП в соответствии с рис. 5 можно сопоставить следующий закон, характеризующий мгновенное положение ЛЦР по дальности:

$$x_H(t) = R_H \sin(\theta_{\text{пп}}(t)) \sin(\gamma) \sin(2\pi f_p t + \theta_{\text{вр0}}) + x_{H0}, \quad (20)$$

где x_{H0} – постоянная составляющая сдвига трека ЛЦР по радиальной дальности; $\theta_{\text{вр0}}$ – начальная фаза закона вращательного движения БО.

Из выражения (20) следует, что закон изменения амплитуды гармонического трека ЛЦР определяется текущей величиной проекции ЛЦР носового притупления на координату, соответствующую радиальному направлению, а также величиной угла прецессии БО и имеет следующий вид.

$$x_H(t) = R_H \sin(\theta_{\text{пп}}(t)) \sin(\gamma). \quad (21)$$

Также из выражения (20) следует, что в этом случае закон изменения ракурса визирования, обусловленный стабилизационным вращательным движением БО имеет вид (22).

$$\theta_{\text{вр}}(t) = \theta_\Sigma(t) - \theta_{\text{пп}}(t) = \gamma \sin(2\pi f_p t + \theta_{\text{вр0}}). \quad (22)$$

В выражении (22) представленная разность $\theta_\Sigma(t) - \theta_{\text{пп}}(t)$ имеет место вследствие компенсации той компоненты траектории движения доминирующего ЛЦР, которая обусловлена законом $\theta_{\text{пп}}(t)$.

Тогда задача точного оценивания вращательного движения БО сводится к оцениванию параметров стабилизационного движения: γ , f_p , $\theta_{\text{вр0}}$ на основе анализа результатов измерения динамических РЛХ $|\dot{S}(x, t)| \rightarrow \hat{\gamma}$, \hat{f}_p , $\hat{\theta}_{\text{вр0}}$ путем сопоставления результатов оценивания трека ЛЦР $\hat{x}_H(t)$ и его параметрической оценки $\hat{x}_H^p(t)$. Данную задачу целесообразно решать следующим образом.

Первоначально на *шаге 5* необходимо оценить траекторию движения (трек) доминирующего ЛЦР $\hat{x}_H(t)$ по набору ДП $|\dot{S}(x, t)|$. Оценивание $\hat{x}_H(t)$ может быть выполнено путем применения одного из известных алгоритмов оконтуривания $|\dot{S}(x, t)|$, например путем поиска положения локального максимального значения $|\dot{S}(x, t)|$.

$$\hat{x}_H(t) = \max_x (|\dot{S}(x, t)|). \quad (23)$$

Далее на *шаге 6* по $\hat{x}_H(t)$ производится начальная (грубая) оценка параметров \hat{f}_p и \hat{x}_{H0} трека при помощи анализа спек-

тральных составляющих функции сдвига $\hat{x}_H(t)$. Для этого необходимо найти спектр Фурье функции $\hat{x}_H(t)$. Тогда согласно свойствам преобразования Фурье значению нулевой гармоники будет соответствовать уровень постоянной составляющей функции сдвига $|S(0)| = \hat{x}_{H0}T_{\text{обр}}$, а отличному от нуля аргументу максимального значения спектра Фурье будет соответствовать частота прецессии БО \hat{f}_p .

Перед переходом к следующему шагу следует отметить, что оценочное значение расстояния от ЦМ БО до носового притупления \hat{R}_H может быть получено на этапе компенсации поступательного движения БО.

На шаге 7, имея \hat{R}_H , \hat{f}_p , \hat{x}_{H0} , начальные оценки оставшихся двух параметров $\hat{\gamma}$ и $\hat{\theta}_{\text{бр}0}$ закона движения ЛЦР, обусловленного рассеянием на носовом притуплении БО $x_H(t)$, могут быть найдены путем применения обобщенного преобразования Хафа [3–4].

Математический смысл обобщенного преобразования Хафа заключается в проецировании n -мерной функции на m -мерное пространство неизвестных параметров, участвующих в аналитическом описании данной функции, и последующем оценивании значений искомых параметров как значений параметров, при которых достигается максимальная величина проекции исходной функции [5]. В случае применения обобщенного преобразования Хафа в интересах оценивания неизвестных параметров стабилизационного движения БО n -мерной функцией является функция одной переменной – оценка трека доминирующего ЛЦР $\hat{x}_H(t)$, а m -мерным пространством параметров служит двумерное пространство $[\hat{\gamma}, \hat{\theta}_{\text{бр}0}]$. Дискретное пространство гипотетических значений искомых параметров $[\hat{\gamma}, \hat{\theta}_{\text{бр}0}]$ принято называть аккумулятором. Аналитической зависимостью, связывающей данные два неизвестных параметра с истинным законом трека в случае компенсации по доминирующему ЛЦР, обусловленному носовым притуплением БО $x_H(t)$, служит выражение (20).

Для применения обобщенного преобразования Хафа, необходимо первоначально выразить зависимость одного из искомых параметров относительно второго, используя выражение (20). Наиболее простым представляется формулирование зависимости параметра угла прецессии $\hat{\gamma}$ через параметр начальной фазы $\hat{\theta}_{\text{бр}0}$:

$$\hat{\gamma} = \arcsin \left[\frac{\hat{x}_H(t) - \hat{x}_{H0}}{R_H \sin(\theta_{\text{им}}(t)) \sin(2\pi \hat{f}_p t + \hat{\theta}_{\text{бр}0})} \right]. \quad (24)$$

Реализация преобразования Хафа будет заключаться в последовательном переборе всех возможных дискретных значений $\hat{\theta}_{\text{бр}0j}$ сформированного аккумулятора. Областью возможных значений для начальной фазы является $\hat{\theta}_{\text{бр}0j} \in [0:2\pi]$. В ходе

перебора для каждого $\hat{\theta}_{\text{вр}0i}$ в соответствии с выражением (24) вычисляется значение $\hat{\gamma}$. Далее проверяется принадлежность полученного значения области допустимых значений угла прецессии $\hat{\gamma} \in (0; \gamma_{\max}]$, так как большинству из гипотетических значений $\hat{\theta}_{\text{вр}0i}$ будут соответствовать значения $|\sin \hat{\gamma}| \geq 1$ – комплексные решения. Если решение принадлежит указанному интервалу, то ближайшее значение аккумулятора, соответствующее $\hat{\gamma}_i$ и $\hat{\theta}_{\text{вр}0j}$ инкрементируется, реализуя таким образом процедуру голосования.

На шаге 8, используя в качестве начальных полученные ранее грубые оценочные значения \hat{R}_H , \hat{f}_p , \hat{x}_{H0} , $\hat{\gamma}$, $\hat{\theta}_{\text{вр}0}$, конечные (точные) оценки указанных параметров закона движения $x_H(t)$ могут быть найдены путем сопоставления (20) параметрической оценки $\hat{x}_H^p(t)$ по методу наименьших квадратов (МНК). За счет инициализации начальных значений параметров стабилизационного движения на предыдущем шаге алгоритма решение по МНК быстро сходится.

После определения всех трех параметров стабилизационного движения БО: \hat{f}_p , $\hat{\gamma}$, $\hat{\theta}_{\text{вр}0}$, используя (22), можно найти $\hat{\theta}_{\text{вр}}(t)$. На этом задачу точного оценивания вращательного движения БО можно считать решенной.

Решив последовательно задачи грубого и точного оценивания ракурса наблюдения БО, получив $\hat{\theta}_{\text{цм}}(t)$ и $\hat{\theta}_{\text{вр}}(t)$, можно восстановить полный закон изменения ракурса наблюдения БО $\hat{\theta}_\Sigma(t)$ на интервале когерентного накопления сигнала $t \in T_{\text{нак}}$. Решение задачи оценивания закона изменения ракурса наблюдения БО позволяет перейти от ЧВХ к частотно-ракурсным характеристикам (ЧРХ) $\dot{S}(f, t) \rightarrow \dot{S}(f, \psi)$, упорядочив их по углу наблюдения. Затем упорядоченные ЧРХ можно интерполировать в интересах дальнейшего синтезирования РЛИ БО.

Результаты моделирования

Верификация разработанного математического аппарата проводилась по результатам имитационного моделирования координатной и некоординатной информации о БО типовой конической формы с радиусом носового притупления $r_H = 0,05$ м, радиусом скругления кромки $r_K = 0,1$ м, высотой $h = 1,8$ м и диаметром основания $d = 0,6$ м. Моделирование динамических РЛХ (рис. 6, слева) проводилось на основе данных численного баллистического и электродинамического моделирований для фонотелевой ситуации, когда РЛС сопровождает БО на внеатмосферном участке траектории. Типовой БО имел следующие параметры стабилизационного движения: угол прецессии $\gamma = 5^\circ$; период прецессии $T_p = 1,2$ с ($f_p \approx 0,83$ Гц).

Расчет статических РЛХ БО был выполнен методом моментов в САИР ANSYS HFSS в диапазоне 9,5–10,5 ГГц и 0–180° (рис. 6 справа).

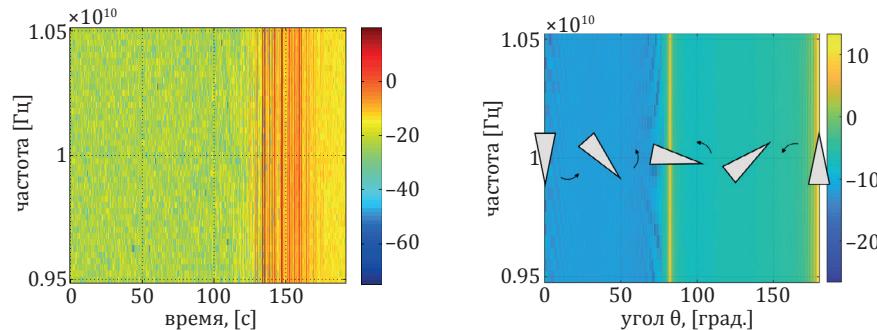


Рис. 6. Статические (слева) и динамические (справа) РЛХ типового БО
Fig. 6. Static (left) and dynamic (right) scattering characteristic patterns

На рис. 6 справа представлены статические РЛХ – набор диаграмм обратного рассеяния БО в рабочей полосе частот РЛС (9.5...10.5 ГГц), которым соответствует линейный закон изменения ракурса визирования БО. На рис. 6 слева представлены динамические РЛХ (ЧВХ БО) – набор частотных характеристик БО, упорядоченных по времени в соответствии с законом изменения ракурса от времени на участке когерентного накопления сигнала. На рис. 6 на ЧВХ слева видно, что в районе отметки $t = 150$ с происходит интенсивное отражение, обусловленное рассеянием на образующей конической поверхности БО, так как $\theta_{\text{пп}}(150) \approx 90 - \eta/2$ (рис. 6, справа).

В интересах моделирования результатов первичных измерений траекторного канала, к истинным значениям $r(t)$, $V_r(t)$, $\alpha(t)$, $\beta(t)$ были добавлены ошибки измерений, разыгранные по нормальному закону, с нулевым математическим ожиданием (систематические ошибки отсутствуют) и следующими значениями СКО: $\sigma_r = 10$ м; $\sigma_{V_r} = 1$ м/с; $\sigma_\alpha = \sigma_\beta = 0,5^\circ$. Конечные оценки $\hat{r}(t)$, $\hat{V}_r(t)$, $\hat{\alpha}(t)$, $\hat{\beta}(t)$ были получены путем фильтрации первичных измерений по МНК.

Первоначально в соответствии с шагами 1–2 разработанного алгоритма, после приведения координат БО и РЛС в неподвижную СК, была решена обратная баллистическая задача. Ошибки решения приведены в табл. 1.

Таблица 1. Ошибки оценивания КЭО БО
Table 1. Orbit Keplerian elements estimation errors

δa , [м]	δe , [б/п]	δi , [град]	$\delta \Omega$, [град]	$\delta \omega$, [град]	$\delta \tau$, [с]
942	0,0003	0,0057	0,0114	0,0114	0,5

Далее в соответствии с *шагами 3–4* на основе полученных оценок КЭО была решена прямая баллистическая задача с целью определения ориентации орбитальной СК БО в неподвижной СК на каждый момент времени на интервале когерентного накопления сигнала. На рис. 7 показана траектория БО, а также приведены рассмотренные выше системы координат (в порядке от наибольшего размера к наименьшему): неподвижная, местная, орбитальная системы координат. Для оценивания ориентации орбитальной СК в неподвижной СК траектория движения БО была экстраполирована до момента $t_{\text{атм}}$, что наглядно показано на рис. 7, *справа*, где белым прозрачным цветом показана условная граница атмосферы.

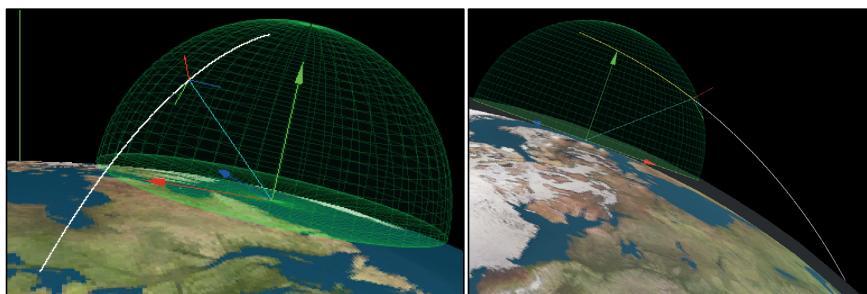


Рис. 7. Результаты решения прямой и обратной баллистических задач

Fig. 7. Direct and inverse ballistic problem solving result

Знание ориентации орбитальной СК в неподвижной СК на каждый момент времени позволило решить задачу грубого оценивания и получить искомую оценку $\hat{\theta}_{\text{пп}}(t)$.

Как было указано выше, точное оценивание ракурса наблюдения БО выполняется после этапа компенсации его поступательного движения, на основе анализа набора ДП $|\dot{S}(x, t)|$. На рис. 8, *слева*, показан набор ДП, сформированный по ЧВХ БО (см. рис. 6) на интервале времени $0 < t < 60$ с после выполнения компенсации поступательного движения по доминирующему ЛЦР. Первоначально в соответствии с *шагом 5* оценивались траектории движения (треки) ЛЦР БО (рис. 8, *справа*).

На рис. 8 видно, что на наборе ДП с высокой точностью выделяются два трека: $x_{\text{H}}(t)$ ЛЦР № 1 – доминирующего ЛЦР, обусловленного рассеянием на носовом притуплении БО; $x_{\text{K}}(t)$ ЛЦР № 2 – обусловленного рассеянием на ближней кромке БО. При этом трек доминирующего ЛЦР $x_{\text{H}}(t)$ имеет меньшую шумовую составляющую, по сравнению с треком ЛЦР № 2 $x_{\text{K}}(t)$ по причине более высокого локального отношения сигнал/шум. Следует отметить, что для БО заданной геометрической формы,

при текущих условиях наблюдения, доминирующим является ЛЦР, обусловленный рассеянием на носовом притуплении БО, в то время как при иных геометрической форме и условиях наблюдения, доминировать может другой механизм рассеяния.

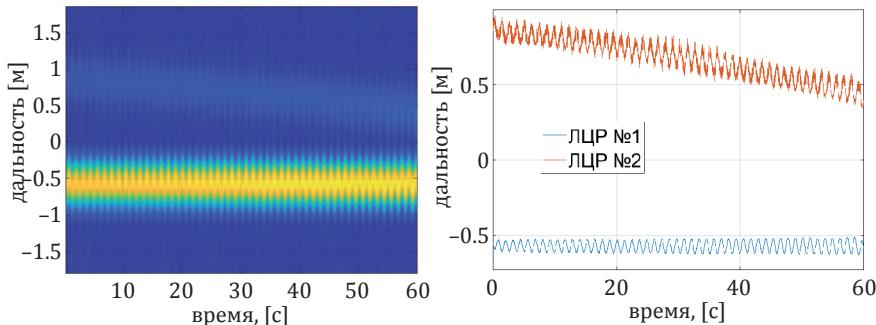


Рис. 8. Набор ДП БО (слева) и треки ЛЦР БО (справа)
 Fig. 8. Ballistic target's range profiles (left) and ballistic target's scatterers tracks (right)

Далее на *шаге 6* посредством разложения функции трека $x_H(t)$ в спектр Фурье получаются оценки \hat{f}_p , \hat{x}_{H0} (рис. 9, слева). На рис. 9 слева показан амплитудный спектр трека $\hat{x}_H(t)$, по которому были получены следующие оценки искомых параметров: $\hat{f}_p = 0,832$, $\hat{x}_{H0} = 0,4804$. Постоянная C обусловлена применением окна Хэмминга для подавления боковых лепестков.

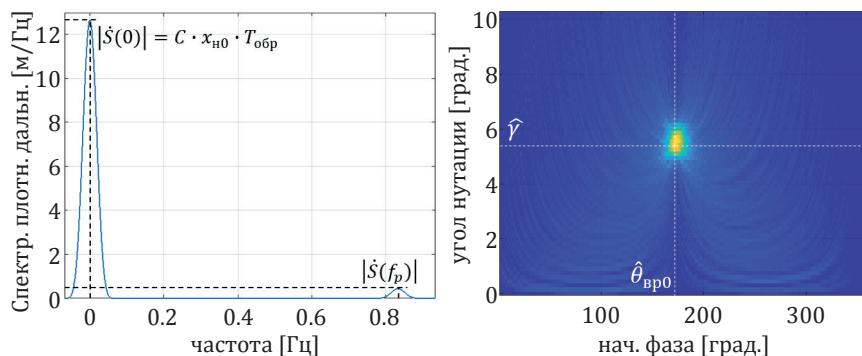


Рис. 9. Результат применения преобразований Фурье (слева) и Хафа (справа)
 Fig. 9. Results of applying Fourier (left) and Hough (right) transforms

Затем на *шаге 7* оценивались γ и θ_{bp0} посредством применения преобразования Хафа. Первоначально был сформирован аккумулятор размерностью $N_{\theta_{bp0}} \times N_\gamma = 361 \times 261$ ($\theta_{bp0} \in [0; 360]$ с шагом 1° и $\gamma \in (0; 10]$ с шагом 0.12°). Далее оценка функции

трека $\hat{x}_H(t)$ была спроектирована на указанное пространство параметров (рис. 9, *справа*).

Максимальному значению аккумулятора на рис. 9 справа соответствуют следующие значения искомых параметров: $\hat{\theta}_{bp0} = 3,0892$, $\hat{\gamma} = 5,205$.

На конечном *шаге 8* начальные грубые оценки параметров трека доминирующего ЛЦР, полученные посредством применения преобразований Фурье и Хафа, уточняются путем сопоставления по МНК функции трека доминирующего ЛЦР $x_H(t)$ ее параметрической оценки $\hat{x}_H^p(t)$.

Результаты точного оценивания параметров приведены в табл. 2.

Таблица 2. Результаты оценивания параметров трека доминирующего ЛЦР БО

Table 2. Prominent scatterer's track parameters estimation results

$\delta\gamma$, [град]	δf_p , [Гц]	δx_{H0} , [м]	$\delta\theta_{bp0}$, [град]
0,019	0,0001	0,004	0,007

После проведения многократного имитационного моделирования было установлено, что при отношении сигнал/шум $q > 13$ дБ в ходе грубой начальной инициализации указанных параметров посредством применения преобразований Фурье и Хафа ошибки оценивания не превышают 5 % от своих номинальных значений. После уточнения начальных оценок по МНК ошибки снижаются и не превышают величины 1 %.

Когда задача точного оценивания решена, необходимо оценить качество, с которым РЛС может решать задачу по оцениванию вращательного движения. Для этого на основе результатов грубого $\hat{\theta}_{pm}(t)$ и точного оценивания $\hat{\theta}_{bp}(t)$ вращательного движения БО необходимо сформировать оценку полного закона вращательного движения БО $\hat{\theta}_\Sigma(t)$. Результат и ошибки восстановления полного закона вращательного движения $\hat{\theta}_\Sigma(t)$ представлены на рис. 10.

Видно, что оценка закона изменения ракурса БО является достаточно точной для дальнейшей обработки РЛХ БО в интересах синтезирования его РЛИ. Среднеквадратическая норма погрешности восстановления полного закона вращательного движения БО составила 0,1593°.

Также видно, что суммарная ошибка в малой степени обусловлена ошибками восстановления компоненты $\theta_{pm}(t)$, вследствие достаточно точного оценивания КЭО БО, и в основном определяется ошибкой оценивания закона $\hat{\theta}_{bp}(t)$. Это объясняется, главным образом, допущением о неподвижности ЛЦР, обусловленного носовым притуплением БО при достаточно боль-

шом значении $r_h = 0,05$ м. В действительности указанный ЛЦР мигрирует по поверхности носовой сферы тем больше, чем больше радиус носового скругления БО. Для учета данной особенности, при больших значениях r_h выражение (20) для $x_h(t)$ необходимо видоизменить [6].

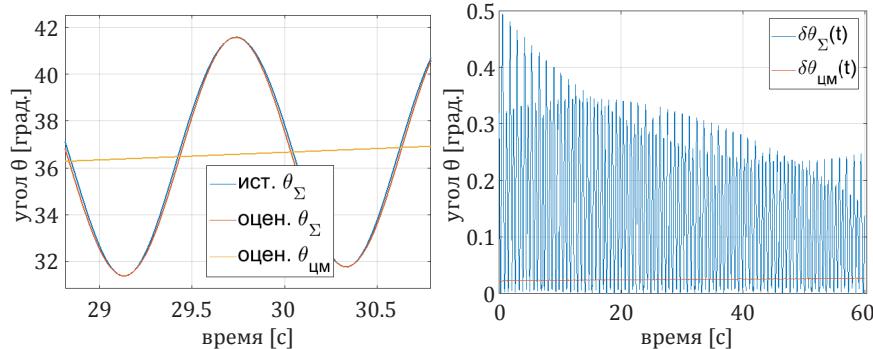


Рис. 10. Результаты (слева) и ошибки (справа) восстановления закона изменения ракурса

Fig. 10. Results (left) and errors (right) of ballistic object's viewing angle law estimation

В заключение, после восстановления полного закона изменения ракурса наблюдения БО $\theta_\Sigma(t)$, может быть проведено преобразование ЧРХ к линейному закону изменения ракурса (рис. 11, слева) в интересах синтезирования сфокусированного РЛИ БО (рис. 11, справа).

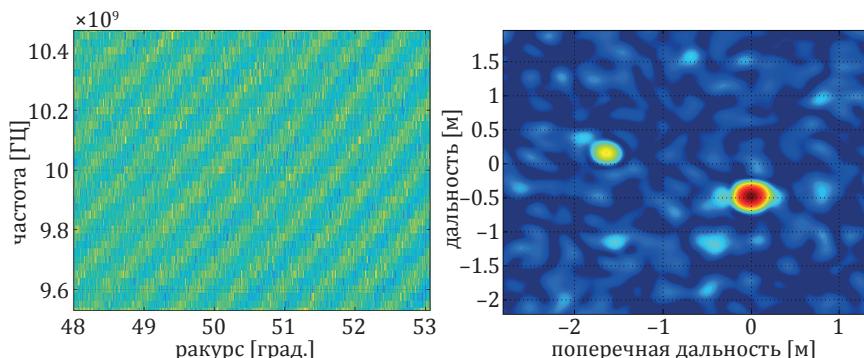


Рис. 11. Преобразованная ЧРХ БО (слева) и сфокусированное РЛИ БО (справа)

Fig. 11. Transformed frequency-angle scattering characteristics and focused radar image

На рис. 11 видно, что модуляция РЛХ, обусловленная законом стабилизационного вращательного движения БО отсутствует и ЧРХ упорядочены в соответствии с линейным законом изме-

нения ракурса наблюдения. РЛИ, синтезированное по преобразованным ЧРХ БО, является сфокусированным. На РЛИ разрешаются два выше названных ЛЦР. Зная значение центрального ракурса синтезирования, можно восстановить параметры геометрической формы БО: угол конусности, высоту, длину образующей и диаметр основания.

Заключение

Таким образом, высокоинформационные РЛС обладают потенциальной возможностью по оцениванию параметров стабилизационного движения БО: частоты и угла прецессии с ошибками, не превышающими 1 % от их истинных значений. Это позволяет им восстановить закон вращательного движения БО со среднеквадратичной погрешностью оценивания порядка 0,15 град. для типовых значений угла и частоты прецессии и отношения сигнал/шум.

По результатам оценивания закона вращательного движения БО существует возможность трансформации ЧРХ БО в порядке линейного возрастания угла синтезируемой апертуры в интересах дальнейшего синтезирования двумерных сфокусированных РЛИ БО методом инверсного синтезирования апертуры в интересах восстановления их геометрической формы и выявления дополнительных признаков для решения задач распознавания, селекции.

Список литературы

1. Разоренов Г.Н., Бахрамов Э.А., Титов Ю.Ф. *Системы управления летательными аппаратами (баллистическими ракетами и их головными частями)*. М.: Машиностроение; 2003.
2. Власов С.А., Мамон П.А. *Теория полета космических аппаратов*. СПб.: Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского; 2003.
3. Luo, Y., Zhang Q., Qiu C., Liang X., Li K. Micro-Doppler effect analysis and feature extraction in ISAR imaging with stepped-frequency chirp signals. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2010;48(4):2087–2098,. DOI: 10.1109/TGRS.2009.2034367
4. Xiaoyi P., Wang W., Liu J., Feng D., Liu Y., Wang G. Features extraction of rotationally symmetric ballistic targets based on micro-doppler. *Progress In Electromagnetics Research*, 2013;137:727–740. DOI: 10.2528/PIER13020110
5. Ballard D. H. Generalizing the Hough transform to detect arbitrary shapes. *Pattern Recognition*. 1981;13(2):111–122. DOI: 10.1016/0031-3203(81)90009-1
6. Ma L., Liu J., Wang T., Li Y., Wang X. Micro-Doppler characteristics of sliding-type scattering center on rotationally symmetric target. *Scince China Information sciences*. 2011;54(9):1957–1967. DOI: 10.1007/s11432-011-4254-3

References

1. Razorenov G. N., Bahramov E. A., Titov Y. F. *Flight control systems (ballistic rockets and warhead)*. Moscow: Mashinostroenie; 2003. (In Russ.)
2. Vlasov S. A., Mamon P. A. *Satellite's flight theory*. St Petersburg: Mozhaysky's space military academy; 2003. (In Russ.)
3. Luo, Y., Zhang Q., Qiu C., Liang X., Li K. Micro-Doppler effect analysis and feature extraction in ISAR imaging with stepped-frequency chirp signals. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2010;48(4):2087–2098,. DOI: 10.1109/TGRS.2009.2034367
4. Xiaoyi P., Wang W., Liu J., Feng D., Liu Y., Wang G. Features extraction of rotationally symmetric ballistic targets based on micro-doppler. *Progress In Electromagnetics Research*, 2013;137:727–740. DOI: 10.2528/PIER13020110
5. Ballard D. H. Generalizing the Hough transform to detect arbitrary shapes. *Pattern Recognition*. 1981;13(2):111–122. DOI: 10.1016/0031-3203(81)90009-1
6. Ma L., Liu J., Wang T., Li Y., Wang X. Micro-Doppler characteristics of sliding-type scattering center on rotationally symmetric target. *Scince China Information sciences*. 2011;54(9):1957–1967. DOI: 10.1007/s11432-011-4254-3

Информация об авторах

Галеницкий Анатолий Валерьевич, начальник отдела, Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, 197198, г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13.

Казанцев Александр Александрович, начальник лаборатории – старший научный сотрудник, Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, 197198, г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13.

Тютюкин Александр Евгеньевич, старший научный сотрудник лаборатории, Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, 197198, г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13.

Information about the authors

Anatoly V. Galenitsky, Head of Department, Mozhaysky Space-military Academy, 13 Zhdanovsky Str., Saint-Petersburg, 197198, Russia.

Alexandr A. Kazantsev, Head of Laboratory – Senior Researcher, Mozhaysky Space-military Academy, 13 Zhdanovsky Str., Saint-Petersburg, 197198, Russia.

Alexandr E. Tyutuukin, Candidate of Technical Science, Senior Researcher, Mozhaysky Space-military Academy, 13 Zhdanovsky Str., Saint-Petersburg, 197198, Russia.

Поступила / Received: 30.07.2019

Принята в печать / Accepted: 10.10.2019

Publication Ethics

General

The editorial board of the journal “Ural Radio Engineering Jornal” honors the ethical criteria established for international scholarly publications, like integrity, confidentiality, transparency, conflict of interests and other aspects. We are guided by recommendations of the Committee on Publication Ethics. Being a member of Association of Science Editors and Publishers (ASEP), we adhere to the basic ethical principles manifested in the ASEP Declaration.

- The editorial board grants that all materials submitted for publication will be peer reviewed and accepted based on the principles of editorial independence and unbiased judgment.
- The editorial board is responsible for the quality of published scientific papers and supports the initiatives aimed at prevention of misconduct or unethical actions on the part of the authors or reviewers.
- Ethical rules are accepted as a must for all parties of the scholar publications: authors, reviewers, editorial board members, as well as persons and entities interested in the information disseminated by the Journal.
- Materials submitted to the editorial board are not returned to the authors. The authors will receive no remuneration (royalties) for the published materials. All scientific papers are published on free of charge basis.
- The editorial board adheres to the COPE ethical criteria, such as:
 - impartiality;
 - observance of scientific ethics when reviewing the papers, encouragement of scholarly discussions between the authors and reviewers;
 - assistance to protection of intellectual property and copyright;
 - papers will be rejected in case of plagiarism when another's publications, words, or ideas are used without attribution to the original source, which is to be identified by the plagiarism detection software Antiplagiat;
 - confidentiality (non-disclosure of the authors' and the reviewers' personal information and other information obtained within the professional interaction);
 - making editorial correction in papers by agreement with authors.

Responsibilities and ethics of editors

The editorial board should:

- strive to meet the needs of readers and authors;
- take appropriate measures to maintain a high quality of the material published;
- take appropriate measures to maintain a high quality of the material published;
- preclude commercial needs from compromising intellectual standards;
- always be willing to publish corrections, clarifications, retractions and apologies, if required.

Author's responsibilities and ethics

The author shall cooperate with the editorial board throughout the publication process by introducing appropriate corrections, if required. The author is fully responsible for any plagiarisms in the text, illustrations or other materials.

The manuscripts submitted to the Journal's editorial staff should comply with the research paper manuscript formatting rules stated on the Journal web site.

The author is not entitled to submit the same paper for several scientific publications. The authors are obliged to observe the following ethical principles:

- compliance of the materials with the ethics and legal standards including copyright protection laws (in particular, the materials protected by the copyright including tables, digits or long quotations can be reproduced only by the owner's permission);
- research originality and scientific novelty;
- researchers should use best endeavors to describe the work performance methodology clear and definitely in such way that their results can be approved by other researchers, if required;
- impartial discussion of the research importance;
- acknowledgement of other persons' contributions, mandatory references to the deliberations used for the benefit of submitted materials;
- presentation of all major contributors to the research as coauthors;
- informing about significant errors or inaccuracies, if any, found in the publication and interacting with the editorial staff with the purpose of the quickest error correction or removal of the publication;
- no adoptions without proper references to primary sources (plagiarism).

The authors are fully responsible for reliability of the information contained in the submitted materials, for compliance of the materials with the statutory regulations, the moral rules and the ethics standards.

Responsibilities and ethics of authors

According to the Journal policy the editorial board establishes the review procedures for the materials to be published. In the process of reviewing the manuscripts the information about the authors and the reviewers will be held in confidence. Disclosures in breach of the confidence are allowed only in case of suspected deception or falsification on the part of the authors or the reviewers. Reviewers are not entitled to use the reviewed manuscripts for personal purposes or provide these manuscripts to third parties without prior permission of senior editors. They are obliged to return or delete the manuscript copy after presenting the review. The manuscripts rejected by the editorial board are not preserved. The reviewer remarks are not published or made public otherwise without permission of the reviewer, the manuscript author or the editor. Reviewers shall provide fair and unbiased judgment of the manuscript, giving clearly and well-grounded comments to appraise the paper's scientific content only. Personal criticism of the author is unacceptable. The reviewers are obliged to be guided by the following ethical principles:

- to review only those manuscripts which the reviewer has sufficient knowledge to judge;
- to prepare a review in time based on the constructive approach;
- to maintain confidentiality;
- to be impartial preparing a review;
- to inform the editor in case the materials have been published earlier in this or another publication;
- to inform the editor and, if required, to pass the manuscript to another reviewer in case of potential conflict of interests (existing of financial, organizational or other relations between the reviewer and the author);
- the review contents should not be influenced by the manuscript origin, the authors' nationality, sex, religion or political commitments;
- not to use the information obtained within the reviewing process for the personal purposes and in the interests of other persons.

Privacy

E-mail addresses intimated by the authors will be used exclusively for communication with the authors and referees and shall not be disclosed to other persons or entities.

Disclosure and conflict of interest policy

Referees deemed to have conflicts of interest in view of personal, financial or organization benefits, as well as competition with any submitting authors (companies, organizations) will not be appointed to review the manuscripts in question.

Публикационная этика

Общие положения

- Редакция журнала *Ural Radio Engineering Jornal* руководствуется в своей работе международными этическими правилами научных публикаций, в основе которых лежит порядочность, конфиденциальность, надзор за публикациями, разрешение возможных конфликтов интересов и др. В своей деятельности редакция следует рекомендациям Комитета по этике научных публикаций (Committee on Publication Ethics), опирается на принципы публикационной этики, принятые Декларацией АНРИ.
- Редакция гарантирует рассмотрение всех представленных к публикации материалов, соблюдение редакторской независимости и добросовестности, принятие объективных решений.
- Редакция несет ответственность за качество опубликованных научных статей и поддерживает инициативы, направленные на снижение числа некорректных действий со стороны авторов и рецензентов и нарушений норм этики.
- Этическим правилам журнала должны следовать все участники процесса публикации результатов научных исследований: авторы, рецензенты, члены редакционной коллегии, сотрудники редакции, а также лица и организации, заинтересованные в информации, представляющей журналом.
- Материалы, направляемые в редакцию журнала, авторам не возвращаются. Вознаграждение (гонорар) за опубликованные материалы не выплачивается. Все научные статьи публикуются в журнале на безвозмездной основе.
- Редакция журнала руководствуется такими этическими принципами COPE, как:
 - беспристрастность;
 - соблюдение научной этики при рецензировании статей, поощрение научной дискуссии между авторами и рецензентами;
 - содействие защите интеллектуальной собственности и авторских прав;
 - отклонение рукописи статьи при выявлении plagiat — опубликованных ранее материалов других авторов без ссылки на первоисточники; проверка осуществляется с помощью системы «Антиплагиат»;

- конфиденциальность (неразглашение персональных данных авторов и рецензентов и прочей информации, полученной в ходе профессионального взаимодействия);
- внесение в статью редакционных правок после согласования с авторами.

Ответственность и этические принципы сотрудников редакции

Редакция журнала:

- обеспечивает выполнение запросов читателей и авторов;
- предпринимает необходимые меры для обеспечения высокого качества публикуемых материалов;
- гарантирует свободу выражения мнений всем членам научного сообщества;
- не допускает превалирования коммерческих соображений над интеллектуальными критериями;
- по мере необходимости обеспечивает публикацию поправок, разъяснений, опровержений и извинений.

Ответственность и этические принципы авторов

На протяжении всего процесса публикации автор обязан сотрудничать с редакцией журнала, исправляя статью в случае необходимости.

Автор полностью берет на себя ответственность за возможный плагиат текста, рисунков и других заимствованных материалов.

Рукописи, предоставляемые на рассмотрение в редакцию журнала, должны соответствовать правилам оформления рукописи научной статьи, представленным на сайте журнала.

Автор не имеет права представлять одну статью на публикацию в несколько научных изданий.

Авторам необходимо придерживаться следующих этических принципов:

- соответствие материалов этическим и юридическим нормам, в т.ч. законодательству о защите авторских прав (в частности, материалы, защищенные авторским правом, в т.ч. таблицы, цифры или крупные цитаты, могут воспроизводиться только с разрешения их владельцев);
- оригинальность и научная новизна исследований;
- достоверность полученных результатов;
- четкость в описании методологии выполнения работ, чтобы их результаты могли быть подтверждены при необходимости другими исследователями;

- объективное обсуждение значимости исследований;
- признание вклада других лиц, обязательное наличие библиографических ссылок на использованные работы;
- представление в качестве соавторов всех участников, внесших существенный вклад в исследование;
- информирование об обнаружении ошибок или неточностей в публикации и взаимодействие с редакцией с целью скорейшего исправления ошибок или изъятия публикации;
- отсутствие в статье заимствований без ссылок на первоисточники (плагиата).

Авторы несут всю ответственность за достоверность информации, содержащейся в представляемых материалах, за соответствие материалов нормам законодательства, морали и этики.

Ответственность и этические принципы рецензентов

В соответствии с политикой журнала редакция устанавливает процедуру проведения рецензирования представленных к опубликованию материалов.

При рецензировании рукописей обеспечивается конфиденциальность информации об авторах и о рецензентах. Нарушение конфиденциальности допускается только при подозрении фальсификации со стороны авторов либо рецензентов.

Рецензенты не имеют права использовать полученные рукописи в личных целях или предоставлять их другим лицам без разрешения ответственного члена редколлегии. Замечания рецензентов не публикуются и не обнародуются иным образом без разрешения рецензента, авторов рукописи и редактора.

Рецензенты должны давать честную и объективную оценку рукописи, четко и аргументированно формулировать свои замечания, оценивая исключительно научное содержание статьи. Неприемлема критика личности автора.

Рецензент обязан руководствоваться следующими этическими принципами:

- осуществлять рецензирование только тех рукописей, для оценки которых он обладает достаточными знаниями;
- готовить рецензию своевременно на основе конструктивного подхода;
- соблюдать конфиденциальность;
- при составлении рецензии быть объективным;
- предупредить редактора о материалах, опубликованных ранее в данном или другом издании, при их наличии;

- предупредить редактора и, если необходимо, передать статью другому рецензенту в случае потенциального конфликта интересов (финансовых, организационных или других отношений между рецензентом и автором);
- не использовать информацию, полученную при рецензировании, в личных целях или интересах иных лиц.

На содержание рецензии не должно оказывать влияние происхождение рукописи, национальность, пол, религиозные или политические убеждения авторов.

Приватность

Представленные авторами имена и адреса электронной почты используются исключительно в деловых целях (для контакта с авторами или с рецензентами при подготовке статьи к публикации) и не могут быть предоставлены другим лицам и организациям.

Политика раскрытия и конфликты интересов

При наличии конфликтов интересов вследствие личной, финансовой или организационной заинтересованности, а также конкурентных отношений с любыми авторами (компаниями, организациями), представляющими рукопись, рецензенты не участвуют в ее рассмотрении.

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

2019, Vol. 3, No. 3

Founded by Ural Federal University
named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., 620002, Ekaterinburg, Russia

Journal Registration Certificate
PI № FS77-69790 as of 18.05.2017

Adress of Journal
Office 129a, Mira st.,
620002, Ekaterinburg, Russia
Phone: +7 343 375-97-02
E-mail: urj@urfu.ru
Website: <https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Format 70x100 1/16. Circulation 500 cop.

Publisher — Ural Federal University
Publishing Center
4, Turgenev st., 620083 Ekaterinburg, Russia
Phone: +7 343 358-93-06, +7 343 350-58-20, +7 343 350-90-13
Fax: +7 343 358-93-06
<http://print.urfu.ru>

УРАЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2019, Т. 3, № 3

Учредитель — Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Ответственный за выпуск Н.В. Папуловская
Редактор Е.Е. Крамаревская
Переводчик А.Г. Ковалева
Верстка Т.А. Лоскутовой
Дизайн обложки А.А. Кобелев

Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-69790 от 18.05.2017

Адрес редакции:
Россия, 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32, оф. 129а
Тел.: +7 (343) 375-97-02
E-mail: urj@urfu.ru
<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Формат 70x100 1/16. Тираж 500 экз. Уч.-изд. л. 7,5.
Дата выхода в свет 28.10.2019. Заказ 326.

Отпечатано в типографии
Издательско-полиграфического центра УрФУ
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: +7 (343) 358-93-06, 350-58-20, 350-90-13
Факс: +7 (343) 358-93-06
<http://print.urfu.ru>



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING