

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL



ISSN 2588-0454

VOL. 2, № 2
2018



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING

urj.urfu.ru

Ural Radio Engineering Journal

2018, vol. 2, № 2

Ural Radio Engineering Journal

2018, vol. 2, № 2
Scientific and Technical Journal

Established in 2017
Published four times a year

The articles appear in Russian and English

International journal
Issued in Russia

© Ural Federal University, 2018

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

Editor in Chief

Knyazev Sergey, Ekaterinburg, Russia

Editorial council

Abramov Igor, Minsk, Belarus

Akhmetov Bakytzhan, Almaty, Republic of Kazakhstan

Akulichhev Yuri, Tomsk, Russia

Darovskikh Stanislav, Chelyabinsk, Russia

Dorosinskij Leonid, Ekaterinburg, Russia

Gimpilevich Yurij, Sevastopol Russia

Gusevskij Vladlen, Moscow, Russia

Iseembergenov Nalik, Almaty, Republic of Kazakhstan

Ivanov Vyacheslav, Ekaterinburg, Russia

Klette Reinhard, Auckland, New Zealand

Kobernichenko Victor, Ekaterinburg, Russia

Noskov Vladislav, Ekaterinburg, Russia

Ochin Evgeny, Szczecin, Poland

Panchenko Boris, Ekaterinburg, Russia

Sazonov Vladimir, Moscow, Russia

Shabunin Sergey, Ekaterinburg, Russia

Vojtovich Nikolaj, Chelyabinsk, Russia

Уральский радиотехнический журнал

2018, том 2, № 2
Научно-технический журнал

Журнал основан в 2017 г.
Выходит четыре раза в год

Статьи приводятся на русском и английском

Международный журнал
Издается в России

© Уральский федеральный университет, 2018

Учредитель — Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Главный редактор

Князев Сергей Тихонович, Екатеринбург, Россия

Редакционный совет

Абрамов Игорь Иванович, Минск, Беларусь
Акулиничев Юрий Павлович, Томск, Россия
Ахметов Бакытжан Сражатдинович, Алматы, Республика Казахстан
Войтович Николай Иванович, Челябинск, Россия
Гимпилевич Юрий Борисович, Севастополь, Россия
Гусевский Владлен Ильич, Москва, Россия
Даровских Станислав Никифорович, Челябинск, Россия
Доросинский Леонид Григорьевич, Екатеринбург, Россия
Иванов Вячеслав Элизбарович, Екатеринбург, Россия
Исембергенов Налик Турегалиевич, Алматы, Республика Казахстан
Клемте Рейнхард, Окленд, Новая Зеландия
Коберниченко Виктор Григорьевич, Екатеринбург, Россия
Носков Владислав Яковлевич, Екатеринбург, Россия
Очин Евгений, Щецин, Польша
Панченко Борис Алексеевич, Екатеринбург, Россия
Сазонов Владимир Васильевич, Москва, Россия
Шабунин Сергей Николаевич, Екатеринбург, Россия

CONTENTS

<i>Mikhailov P. G., Mikhailov A. P., Fadeev E. D., Sazonova V. P.</i> Application Issues of High-Stable Materials in the Products of Instrumentation	7
<i>Zeyde K. M.</i> Fast Segmentation of a Rotating Axisymmetric Scatterer Medium of an Arbitrary Form for the First Order Fields Numerical Analysis.....	26
<i>Dobryakova L., Lemieszewski L., Ochin E.</i> Global Navigation Satellite Systems Attacks and a Cloud-based Spoofing Detection for Unmanned Ships.....	41
<i>Mironov E. G., Ordyuants G. Zh.</i> Paradoxes in the Evaluation of Errors in Measurement Results According to the Current Regulatory Documents.....	57
<i>Kazantsev A. A., Perov D. A., Samorodov A. A., Samorodov B. A.</i> Super Resolution Algorithm for Satellites Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging	67
<i>Dorosinskiy L. G.</i> Analysis of Noise Immunity of Radar With Synthetic Aperture.....	87
Publication Requirements for Articles Submitted to “Ural Radio Engineering Journal”	100

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Михайлов П. Г., Михайлов А. П., Фадеев Е. Д., Сазонова В. П.</i>	
Вопросы применения высокоустойчивых материалов в изделиях приборостроения	7
<hr/>	
<i>Зейде К. М.</i> Быстрое сегментирование среды вращающегося осесимметричного рассеивателя произвольной формы для численного анализа полей первого порядка	26
<hr/>	
<i>Добрякова Л. А., Лемишевский Л. С., Очин Е. Ф.</i>	
Атаки на глобальные навигационные спутниковые системы и обнаружение спуфинга беспилотных кораблей, базирующееся на облачных технологиях	40
<hr/>	
<i>Миронов Э. Г., Ордюянц Г. Ж.</i> Парадоксы при оценке погрешностей результатов измерений по действующим нормативным документам	57
<hr/>	
<i>Казанцев А. А., Перов Д. А., Самородов А. А., Самородов Б. А.</i>	
Алгоритм формирования радиолокационных изображений космических аппаратов со сверхразрешением на основе комплексирования спектрального оценивания и продолженной когерентной обработки	67
<hr/>	
<i>Доросинский Л. Г.</i> Анализ помехоустойчивости РЛС с синтезированной апертурой	87
<hr/>	
<i>Требования к статьям, публикуемым в журнале Ural Radio Engineering Journal</i>	<i>103</i>



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING

Вопросы применения высокоустойчивых материалов в изделиях приборостроения

П. Г. Михайлов¹, А. П. Михайлов², Е. Д. Фадеев³, В. П. Сазонова⁴

¹ Пензенский технологический университет,
г. Пенза, Россия
pit_mix@mail.ru

² ООО «РВС», г. Москва, Россия

³ Пензенский государственный университет,
г. Пенза, Россия

⁴ Технологический университет, г. Королев, Россия

Аннотация. Статья посвящена актуальным вопросам современной науки и промышленности — увеличению функциональных возможностей в направлении расширения температурного диапазона, повышению радиационной устойчивости и метрологической надежности. Рассмотрены и проанализированы различные конструктивные и функциональные материалы, используемые в микроэлектромеханических системах (МЭМС) и электронных компонентах (ЭК) изделий приборостроения, в том числе датчиков физических величин (ДФВ). Особое внимание уделено группе широкозонных полупроводниковых материалов, двойных и тройных полупроводниковых соединений, которые, в отличие от традиционного микроэлектронного материала — монокристаллического кремния (МК), позволяют существенным образом повысить рабочую температуру и ресурс МЭМС и ЭК.

В качестве примеров использования высокотемпературных материалов приведены конструкции реальных МЭМС и ЭК: чувствительных элементов (ЧЭ) ДФВ, микроконденсаторов, индуктивностей, струн, двигателей.

Ключевые слова. Микроэлектромеханическая система, электронный компонент, датчик, приборостроение, высокотемпературный, широкозонный, полупроводник.

Application Issues of High-Stable Materials in the Products of Instrumentation

Petr G. Mikhailov¹, Alexey P. Mikhailov², Evgeniy D. Fadeev³, Vera P. Sazonova⁴

¹ Penza Technological University, Penza, Russia
pit_mix@mail.ru

² LLC PBC, Moscow, Russia

³ Penza State University, Penza, Russia

⁴ Technological University, Korolev, Russia

Abstract. The article is devoted to current issues of modern science and industry — expansion of functionality in the direction of expanding the temperature range, increasing radiation stability and metrological reliability. Various structural and functional materials used in microelectromechanical systems (MEMS) and electronic components (EC) of instrument engineering products, including physical quantity sensors (DPV), are considered and analyzed. Particular attention is paid to the group of wide-band semiconductor materials, double and triple semiconductor compounds, which, unlike the traditional microelectronic material — single-crystal silicon (MK), significantly increase the operating temperature and resource of MEMS and EC.

The main deterrents to the widespread use of these high-temperature materials in MEMS and EC are their complex technologies, which differ significantly from traditional silicon technology, as well as the high cost and low availability and small dimensions of the diamond working plates, silicon carbide aluminum nitride and so on. As an alternative to new single-crystal materials for MEMS and EC, it is suggested to use composite silicon-insulator-silicon semiconductor structures (CDC), for example, “silicon on sapphire” (CNS), as well as polycrystalline silicon (PC). There are also wide prospects for the use of diamond films formed during the gas-phase deposition of carbon-containing gases on various substrates.

As examples of the use of high-temperature materials, the constructions of real MEMS and EC are given: sensitive elements (FE) of DFV, micro capacitors, inductances, strings, motors.

Keywords. Microelectromechanical system, electronic component, sensor, instrumentation, high-temperature, wide-band, semiconductor.

© Mikhailov P. G., Mikhailov A. P., Fadeev E. D., Sazonova V. P., 2018

Введение

При создании изделий и комплектующих приборостроения, например МЭМС и электронных компонентов ЭК, которые предполагается использовать в экстремальных условиях эксплуатации: ядерных энергетических установках, нефтяных и газовых глубинных скважинах и проч., особое внимание уделяется выбору конструктивных и функциональных материалов [1, 2]. Примеры современных МЭМС и ЭК, используемых в приборостроении, приведены на рис. 1, 2 [3–7].

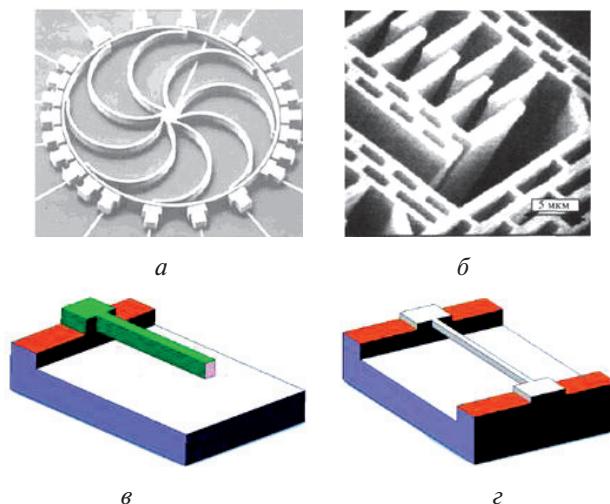


Рис. 1. Примеры конструкций МЭМС и ЭК, используемых в приборостроении: *а* — микромеханический гироскоп; *б* — гребенчатый переменный микроконденсатор; *в* — балочный чувствительный элемент (ЧЭ); *г* — струнный ЧЭ

Fig. 1. Examples of MEMS and EC designs used in instrumentation:
a — micromechanical gyroscope; *b* — comb-shaped variable micro capacitor;
c — beam sensing element (SE); *d* — string SE

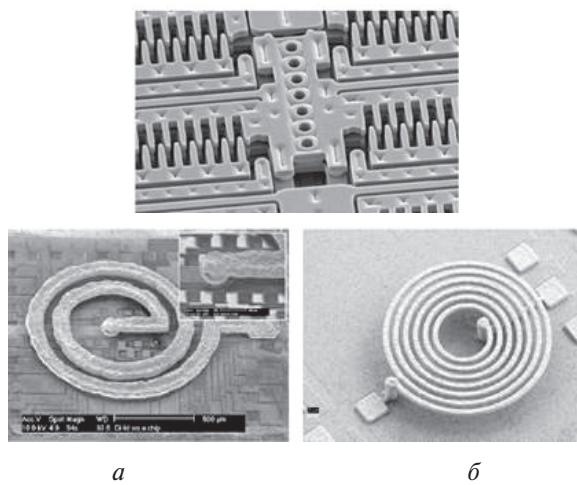


Рис. 2. МЭМС-исполнительные механизмы и ЭК: *а* — гребневой двигатель; *б* — плоские микрокатушки, подвешенные над подложкой

Fig. 2. MEMS actuators and EC: *a* — comb engine; *b* — flat micro-coils suspended above the substrate

Материалы МЭМС

Для современных изделий микроэлектроники характерно применение монокристаллического кремния (МК), который в наибольшей мере согласуется с существующими микроэлектронными технологиями. В то же время при использовании МК в изделиях специального приборостроения невозможно достичь требуемых технических характеристик изделия.

Это объясняется многими причинами, из которых основными являются:

- Недостаточная температурная стабильность МК, которая объясняется в основном его сравнительно узкой запрещенной зоной, составляющей $1,1 \text{ эВ}$ при $300 \text{ }^{\circ}\text{К}$, что не позволяет использовать МК при больших температурах и значительных уровнях электромагнитных и радиационных воздействий. Последнее объясняется тем, что энергии теплового возбуждения кристаллической решетки, а также энергии фотонов и элементарных частиц бывает вполне достаточно, чтобы инициировать переходы электронов и дырок через потенциальные барьеры в полупроводниковых структурах.
- Рост количества дефектов (термических, радиационных), порожденных термоударами, радиацией и механическими деформациями, приводит к деградации характеристик электронных компонентов и росту токов утечки.

Указанных явлений можно избежать или минимизировать их влияние, используя в качестве функционального материала широкозонные полупроводники и полупроводниковые соединения.

Единственным представителем широкозонных монокристаллических полупроводников является алмаз, у которого ширина запрещенной зоны составляет $5,5 \text{ эВ}$ при $300 \text{ }^{\circ}\text{К}$.

К другой группе относятся двойные и тройные полупроводниковые соединения [8, 9]:

- карбид кремния (β – политип) – β – SiC , $Eg = 2,4 \text{ эВ}$;
- арсенид галлия (GaAs), $Eg = 1,43 \text{ эВ}$;
- фосфид галлия (GaP), $Eg = 2,24 \text{ эВ}$;
- фосфат цинка (ZnP_2), $Eg = 2,05 \text{ эВ}$ (тетрагональная фаза);
- MgSiP_2 , $Eg = 3,1 \text{ эВ}$;
- ZnSiAs_2 , $Eg = 2,15 \text{ эВ}$;
- CdSiP_2 , $Eg = 2,2 \text{ эВ}$.

Из всех вышеперечисленных материалов практический интерес для использования в электронных компонентах (ЭК) представляют только алмаз, карбид кремния и арсенид галлия. Остальные материалы представляют для ЭК больше научный интерес из-за значительных технологических трудностей получения кристаллов достаточной площади, малой технологичности процессов формирования элементов

и структур. Поэтому в основном они используются в качестве источников и приемников оптических излучений.

Что касается арсенида галлия, имеющего кроме широкой запрещенной зоны еще и высокую подвижность дырок и электронов, позволяющих получать приборы с высокими граничными частотами и температурами, то следует отметить, что технология формирования GaAs-структур в значительной степени отличается от кремниевой: она более сложная, менее управляемая и дорогая. Кроме того, в отличие от МК, на поверхности GaAs невозможно создать самопассивирующие окисные пленки, а при термообработке он может выделять соединения мышьяка и галлия, которые являются даже в очень малых дозах чрезвычайно опасными для человека. Нейтрализация отходов, травителей и газов, получаемых в процессе проведения технологических процессов обработки GaAs, является весьма сложной задачей и пока не решена в должной мере на практике. Указанные технологические, организационные и иные технические трудности привели к тому, что в настоящее время GaAs используется исключительно для создания быстродействующих полупроводниковых приборов (СВЧ-диоды и транзисторы) и интегральных схем. Попытки создания МЭМС на основе GaAs ограничились пока лишь лабораторными образцами (рис. 3) [9].

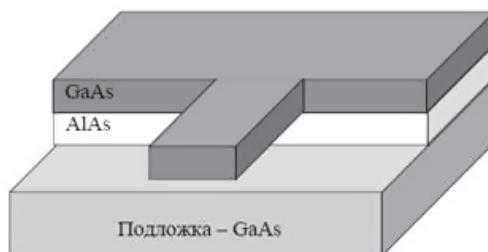


Рис. 3. Вид композитной МЭМС на основе широкозонных полупроводников, используемой для кантileвера

Fig. 3. Type of composite MEMS based on wide-band semiconductors used for cantilever

Перспективным материалом для высокотемпературных и работающих в агрессивных условиях датчиков является синтетический алмаз [10–13]. Но в настоящее время пока еще не получены алмазные пластины достаточной площади, да и сама технология получения даже небольших кристаллов остается очень сложной и дорогостоящей. Но благодаря таким свойствам, как высокая теплопроводность, термостабильность и стойкость практически к любым агрессивным средам и радиоактивным излучениям, возможно создание различных приборов с уникальными характеристиками, недостижимыми для ана-

логических приборов, изготовленных из МК и GaAs. В частности, радиационная стойкость алмаза к нейtronам в 100 раз выше, чем у МК, рабочая температура может достигать 1000–1200 °C, рабочее напряжение до 1 кВ, а теплопроводность выше, чем у Si, в 14 раз [10]. Пример МЭМС прибора на основе синтетических алмазных материалов приведен на рис. 4.

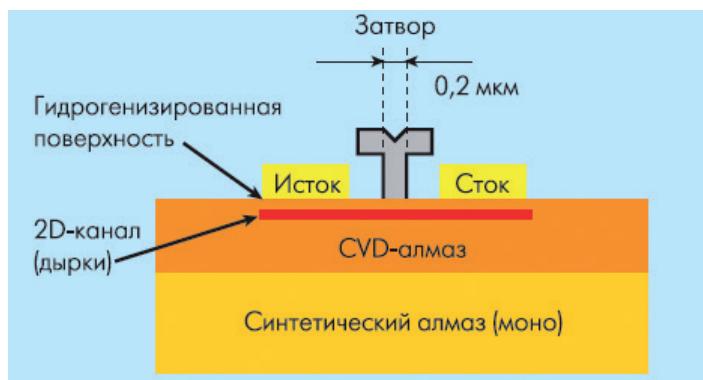


Рис. 4. Гетерогенная МЭМС детектора ионизирующего излучения на основе алмазных материалов

Fig. 4. Heterogeneous MEMS detector of ionizing radiation based on diamond materials

Основной трудностью проведения технологических операций и процессов на алмазе является его природная инертность, в том числе по отношению к термодиффузионным процессам. Поэтому для легирования кристаллов алмаза используется исключительно ионная имплантация пучками больших энергий (от 100 кэВ до 1 МэВ). Имплантация ионов He^+ , N^+ , O^+ , Ne^+ , Si^+ , Ni^+ , Cr^+ , Zn^+ , C^+ , B^+ и др. позволяет создавать слои и области с p - и n -типами проводимости.

В последнее время ускоренно развивается направление синтеза тонких алмазных пленок на поверхности различных материалов, в том числе на кремнии и на металлах [11]. Поликристаллические алмазные пленки получают методом газофазного осаждения различных углеродосодержащих газов (метана в смеси с водородом, ацетилена, бензола и ряда других). Активация процесса синтеза пленок осуществляется тлеющим или СВЧ-разрядами. Принципиально возможным способом модификации алмазных пленок является легирование их различными примесями [12, 13], что позволяет создавать тонкопленочные активные и пассивные ЭП, а также сенсорные элементы на основе поликристаллических алмазных пленок. По мере совершенствования технологии легирования монокристаллического алмаза и поликристаллических пленок, нанесения на них контактной металлизации,

профилирования пластин, а также получения пластин достаточной площади и приемлемой цены будут, несомненно, разрабатываться и МЭМС на основе алмаза.

Еще одним перспективным функциональным материалом для высокотемпературных и радиационно-устойчивых датчиков является карбид кремния (SiC) [14]. Значительная энергия связи между Si и C обеспечивает высокую термическую, радиационную и химическую стойкость как самому материалу, так и приборам на его основе. Карбид кремния имеет несколько основных (четыре) политипов (модификаций), различающихся строением кристаллической ячейки (а всего известных форм SiC более сотни). В наибольшей степени по развитию и применению SiC для МЭМС ЧЭ датчиков физических величин продвинулась американская фирма Kulite, которая использует разработанные ЧЭ и ИМ (рис. 5) во многих областях [15].

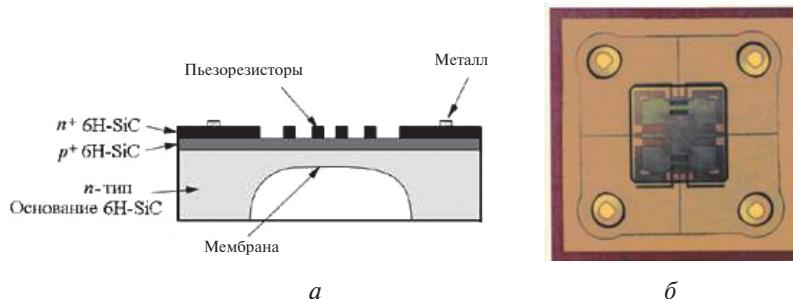


Рис. 5. Структура (а) и фотография (б) МЭМС ЧЭ датчиков давления на основе SiC

Fig. 5. Structure (a) and photograph (b) MEMS SE pressure sensors based on SiC

Следует отметить, что наиболее используемым в МЭМС ЧЭ политипом является 6H (или β -SiC). Из SiC изготавливают высокотемпературные (рабочая температура 600 °C и выше) ЭК: термометры сопротивления, тензорезисторы, транзисторы и диоды. Как и для алмаза, для SiC традиционная кремниевая технология практически непригодна, поэтому для него необходима разработка новых технологий формирования МЭМС и ЭК. Так, для диффузии примесей используется ионная имплантация, а для формирования диэлектрических и проводящих пленок — газофазное осаждение и термовакуумное испарение и т. д. [16, 17]. При этом в ограниченной мере возможно легирование и создание $p-n$ -переходов термодиффузией при высокой температуре и только при использовании диффузантов бора и бериллия. Весьма перспективна ионная имплантация ионами Al^+ . Одной из особенностей SiC является то, что из-за своей высокой твердости он способен обрабатываться только алмазом или карбидом бора, при этом на его

поверхности возникают микротрешины, которые могут быть удалены химическим или плазмохимическим травлением во фторсодержащей кислородной плазме. Химическое травление проводится или в газовой смеси хлор — кислород при температуре выше 1000°C , или в расплавах щелочей при температуре выше 400°C . В отличие от кремния, SiC в любых щелочных и кислотных травителях не травится. Очевидными недостатками, ограничивающими использование SiC в МЭМС, являются недостаточная отработанность технологических процессов формирования микроструктур, дороговизна и сложность получения монокристаллического SiC. Несмотря на указанные недостатки, SiC является перспективным материалом для ЭК и МЭМС, которые работают в экстремальных условиях. Поэтому по мере отработки технологии он будет все больше использоваться в качестве функционального материала для МЭМС.

Альтернативными материалами для карбida кремния и алмаза могут быть структуры на основе кремния типа КНД (кремний на диэлектрике) и КНК (кремний на кремнии) [18] (рис. 6).

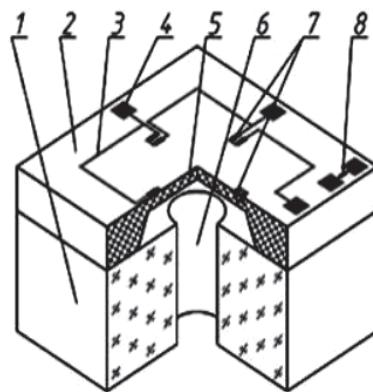


Рис. 6. Конструкция КНК МЭМС измерительного модуля: 1 — стеклянное основание, 2 — ЧЭ; 3, 4 — контактная металлизация, 5 — мембрана, 6 — отверстие для подвода давления, 7 — пьезорезисторы, 8 — датчик температуры

Fig. 6. Design of the SOS MEMS measuring module: 1 — glass base, 2 — SE; 3, 4 — contact metallization, 5 — membrane, 6 — opening for pressure, 7 — piezoresistors, 8 — temperature sensor

Дело в том, что максимальная рабочая температура МК, как силового материала, при которой ухудшаются его электрофизические характеристики (ЭФХ), составляет $600\text{--}700^{\circ}\text{C}$ (температура плавления МК 1412°C). При использовании же МК в качестве функционального материала, в котором формируются различные примесные структуры, рабочая температура становится еще меньше, что связано

с деградацией ЭФХ интегрированных на его поверхности и в объеме ЭК и МЭМС.

Основным материалом из группы КНД, который наиболее широко используется в ЭК и МЭМС, являются структуры кремния на сапфире (КНС), в которых слой кремния легируется необходимой примесью, как изначально (при газофазной эпитаксии), так и в процессе формирования ЭК (термодиффузией или ионной имплантацией) [19, 20]. Выбирая необходимый уровень легирования и соответствующую примесь, получают высоколегированные (низкоомные) и низколегированные (высокоомные) области. Для тензоструктур используют, как правило, высоколегированные структуры, которые имеют минимальный температурный коэффициент сопротивления (ТКС) и эффект автокомпенсации.

Структуры КНС являются основой для изготовления радиационно-стойких ЭК, чувствительных элементов (ЧЭ) датчиков физических величин, МЭМС. Достоинствами структур КНС являются:

- высокая температура эксплуатации, вплоть до 300–350 °С без охлаждения;
- возможность достижения при определенных уровнях легирования кремниевой пленки эффекта самокомпенсации температурных погрешностей (ТКС равен температурному коэффициенту чувствительности (ТКЧ) при питании стабилизированным током);
- стойкость к агрессивным средам и радиации.

Рассмотрим характерные конструкции КНС МЭМС применительно к ДФВ — высокотемпературные ЧЭ и ИМ (рис. 7, 8).

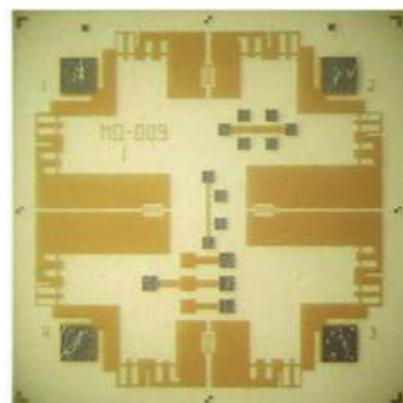


Рис. 7. Фотография ЧЭ со сформированной тензосхемой, элементами настройки и диагностики ЭФХ

Fig. 7. Photo of the SE with the formed strain gage, the elements of adjustment and diagnostics of the EPC

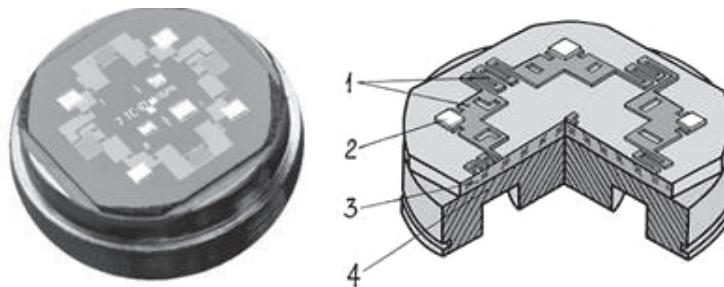


Рис. 8. Конструкция КНС измерительного модуля датчика давления:

1 — тензорезистивный мост, 2 — контактные площадки,
3 — КНС-пластина, 4 — титановая мембрана

Fig. 8. Design of the SOSP measuring module of the pressure sensor:

1 — strain-resistive bridge, 2 — contact pads, 3 — SOSP plate,
4 — titanium membrane

Основными недостатками КНС-структур являются их дороговизна, практическая невозможность их профилирования и значительный уровень структурных напряжений в Si-пленке из-за существенной разницы в температурных коэффициентах расширения (ТКР) кремния и сапфира. Кроме того, у ЭК и МЭМС на основе КНС существует нестабильность характеристик во времени из-за релаксационных процессов, происходящих в пленке Si в процессе эксплуатации приборов. Все эти недостатки сужают область применения ЭК и МЭМС, а также не позволяют выпускать их в массовом количестве по приемлемым ценам.

Поликристаллический кремний

Значительный интерес для высокотемпературных МЭМС и ЭК представляет поликристаллический кремний (ПК), который в отличие от МК изотропен по своим ЭФХ [21]. Изотропия ФХ ПК объясняется тем, что ориентация кристаллов (зерен) в объеме ПК произвольная, поэтому основные характеристики ПК определяются межзеренными границами (МЗГ) и объемным зарядом, образующимся в области МЗГ. Основным преимуществом ПК по сравнению с МК является возможность формирования из него ЧЭ, не содержащих $p-n$ -переходов, что позволяет повысить рабочую температуру датчиков до 200–250 °C (рис. 9). Изменяя концентрацию легирующих примесей в ПК (модификация ПК) [22, 23], можно получить практически нулевое значение ТКС резисторов. Проводимость ПК регулируется технологическими методами путем изменения дозы легирующей примеси, а также энергией легирующих ионов и температурой подложки. Таким образом, модифицируя ПК путем легирования различными примесями и дозами, термообработкой, рекристаллизацией и т. д., можно получить области и элементы, имеющие значительную разницу

в электро-физических характеристиках. На одной подложке можно сформировать, например, тензо- и терморезисторы, фото- и магниточувствительные структуры, проводящие шины, контактные группы, изолирующие области [24, 25]. Рассмотрим основные технологические аспекты модификации элементов и структур на основе поликристаллического кремния.

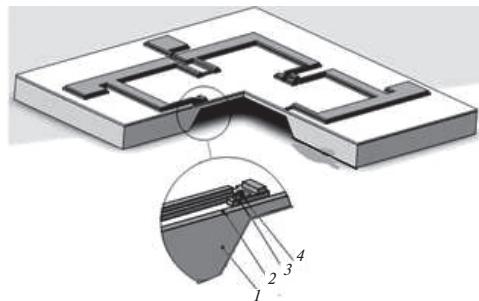


Рис. 9. Структура МЭМС на основе поликремниевой технологии:
1 — кремниевая подложка (МК); 2 — изоляционный слой (SiO_2);
3 — приборный слой (ПК); 4 — металлизация

Fig. 9. The structure of MEMS based on polysilicon technology:
1 — silicon substrate (MS), 2 — insulation layer (SiO_2), 3 — instrument layer (PS), 4 — metallization

Коммутационные шины для ЧЭ на основе ПК-пленок

При легировании ПК-пленок (ПКП) до концентраций $10^{19}\text{--}10^{20} \text{ см}^{-3}$ их удельное сопротивление снижается до $0,01 \text{ Ом}\cdot\text{см}$. Для сравнения: у Si марки КЭФ 4,5 $\rho = 4,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$, а у пленки Al—Mn $\rho = 0,6\cdot10^{-3} \text{ Ом}\cdot\text{см}$. Аморфная структура легированных ПКП дает возможность формировать на их основе коммутационные шины микронных и субмикронных размеров. После термообработки ПК-шин на них формируется пленка SiO_2 с высокими изоляционными свойствами, которая позволяет формировать второй слой коммутации. Недостаток коммутационных шин из ПКП — разница в ТКР с кремнием: у ПК $\alpha = 3,82\cdot10^{-6}$, у МК $\alpha = 2,33\cdot10^{-6}$, что не так существенно для интегральных схем, работающих в нормальных условиях, но критично для ВТДФВ, эксплуатирующихся в широком диапазоне температур. Важным свойством ПКП является возможность модификации структуры с помощью лазерного излучения, при воздействии которого происходит рекристаллизация пленки.

Структура ПКП в значительной мере зависит от вида легирующей примеси, температуры осаждения и термообработки пленки после формирования. ПКП, осаждаемые при температуре менее 575°C , аморфные по своей структуре, а осажденные при температуре более 625°C становятся поликристаллическими и имеют столбчатую струк-

туру. Кристаллизация и рост зерен ПКП происходит при термоотжиге аморфного или столбчатого ПК. Важным процессом формирования высокотемпературных ВТДФВ на основе ПКП является перекристаллизация поликремния, которая происходит при нагреве структур. Доказано, что температура кристаллизации сильно зависит от легирующих примесей, которые вносятся в ПКП в процессе их газофазного осаждения. Изменяя состав и концентрацию примесей, можно управлять свойствами ПКП. Обнаружено, что примеси O_2 , N_2 , С стабилизируют аморфное состояние ПКП до $t_{\text{отж}} > 1000$ °С, а мышьяк обеспечивает устойчивую столбчатую структуру до 990 °С. ПКП, легированная фосфором до высоких концентраций и отожженная при 900–1000 °С в течение 20 мин, имеет средний размер зерна около 1 мкм.

Пьезорезистивный эффект в ПК ЧЭ

Для датчиков механических параметров, действие которых основано на пьезорезистивном эффекте, экспериментально измерены коэффициенты тензочувствительности для различных политипов кремния: монокристаллического (МК), поликристаллического (ПК) и рекристаллизованного лазерным лучом (РПК).

Так, для тензоструктур, легированных бором до концентраций 10^{20} см⁻³, значения продольного (π_z) и поперечного (π_{\perp}) пьезорезистивных коэффициентов составляют:

- π_z для МК = 60, для ПК = 30, для (РПК) = 40;
- π_{\perp} для МК = 60, для ПК = -4, для РПК = -6.

Фундаментальные пьезорезистивные коэффициенты для ПК, легированного бором до $1,8 \cdot 10^{20}$, составляют: $\pi_{11} = 11,8 \cdot 10^{-11}$ Па, $\pi_{12} =$ минус $6,7 \cdot 10^{-11}$ Па, $\pi_{44} = 18,6 \cdot 10^{-11}$ Па.

Для пленок ПК, легированных фосфором, тензорезисторы обладают только геометрическим тензоэффектом, а пьезорезистивная составляющая эффекта отсутствует.

Таким образом, наиболее перспективными с точки зрения близости к электрофизическим характеристикам МК являются структуры РПК- SiO_2 -МК, в которых пленка РПК отделена от основного материала слоем SiO_2 толщиной 0,1–0,2 мкм. Такая структура аналогична выше рассмотренной КНС-структуре, но в отличие от последней позволяет профилировать структуры с помощью щелочных или кислотных травителей, получая ЧЭ на необходимый диапазон измерения. Рабочая температура МЭМС и ЭК с использованием РПК составляет 250–270 °С. Достигнутая на практике тензочувствительность РПК-структур составляет от 70 до 80 % тензочувствительности МК. Используя в процессе лазерной рекристаллизации окисную маску, защищающую выбранные элементы от нагрева, можно получить гибридные структуры — РПК–ПК, поликремниевые элементы которых могут служить высокоомными резисторами, подгоночными элементами и термокомпенсационными элементами. Использова-

ние такой технологии позволяет изготовить полностью кремниевый высокотемпературный ДФВ, в котором силовые, функциональные и регулировочные элементы, а также защитные материалы (вплоть до корпуса) изготовлены из модификаций кремния (МК и ПК) и его соединений (SiO_2 , Si_3N_4). Такое конструктивно-технологическое решение приводит к резкому снижению тепловых деформаций благодаря идентичности тепловых характеристик применяемых материалов.

Технологии формирования поликремниевых элементов и структур МЭМС

В результате проведенных исследований были разработаны технологии формирования меза-ПК-тензорезисторов на монокристаллических кремниевых подложках из МК. При формировании структур ЧЭ были достигнуты следующие параметры:

- Удельное поверхностное сопротивление резисторов из поликремния $R_s = 30-100 \text{ Ом}/\square$.
- Номиналы поликремниевых тензорезисторов $R_{1-4} = 200-1000 \text{ Ом}$.
- Толщина мембранны в области деформаций $5-20 \text{ мкм}$.
- ТКС поликремниевых тензорезисторов $\approx 0,05 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Фрагменты конструкции ЧЭ с поликремниевыми тензорезисторами представлены на рис. 10, а. Кроме того, была изготовлена подстроечная ПК-плата, которая содержала элементы, необходимые для подгонки тензосхемы (рис. 10, б).

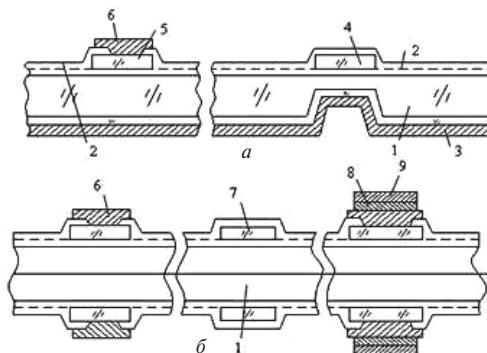


Рис. 10. Фрагменты конструкций ЧЭ (а) и настроечной платы (б), изготовленных с использованием поликремниевой технологии:
 1 — подложка из МК; 2 — изолирующая пленка из SiO_2 ; 3 — Al-экран;
 4 — ПК-тензорезистор; 5 — ПК-коммутационная шина;
 6 — Al — контактная площадка; 7 — ПК-резистор; 8 — подслой ванадия;
 9 — Ni — контактная площадка

Fig. 10. Fragments constructions of SE (a) and tuning board (b) structures manufactured using polysilicon technology: 1 — substrate from MS; 2 — insulating film of SiO_2 ; 3 — Al-screen; 4 — PS strain gage; 5 — PS switching bus; 6 — Al — contact area; 7 — PS resistor; 8 — sublayer of vanadium; 9 — Ni — contact pad

Проводились экспериментальные работы по модификации ПК пьезорезистивных структур с помощью ионного легирования при различных дозах и температурах разгонки примеси (рис. 11).

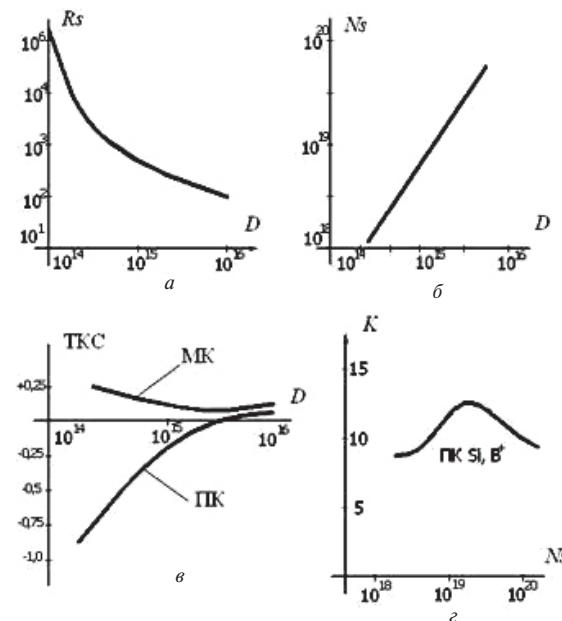


Рис. 11. Графики зависимостей основных электрофизических характеристик ($a - R_s$ [$\text{Ом}/\square$]; $\theta - \text{ТКС}$ [%/K], $b - K$) поликремниевых пьезорезисторов от дозы легирования

(D [см^{-2}]) и концентрации (N_s [см^{-3}]) внедряемой примеси

Fig. 11. Graphs of the dependences of the main electrophysical characteristics (ρ_s [Ohm/\square], TCS [%/K], K) of polysilicon piezoresistors on the dose of doping (D [cm^{-2}]) and concentration (N_s [cm^{-3}]) admixtures

Выводы

1. Перспективными материалами для высокотемпературных МЭМС и ЭК являются синтетический алмаз и карбид кремния, но их применение требует очень сложной технологии и дорогостоящего технологического оборудования.
2. В настоящее время наиболее востребованными являются высокотемпературные материалы на основе структур КНК, особенно КНС, пластины которых могут приобретаться с требуемыми ЭФХ.
3. Кроме того, большой спрос находят материалы на основе поликристаллического кремния, при этом ЭФХ поликремния можно изменять в широких пределах в процессе проведения технологических операций.

4. Факторами, управляющими ЭФХ ЭК на основе ПКП, являются доза легирования, мощность лазерного излучения и, в меньшей мере, температура подложки.
5. ПК-резисторы, имеющие защитную окисную пленку, имеют и большую стабильность, при этом оптимальная толщина пленки лежит в диапазоне 0,1–0,2 мкм.
6. Варьируя дозу легирования, можно изменять ТКС ПКП и резисторов на их основе, от отрицательных до практически нулевых значений.
7. При увеличении дозы легирования одновременно с уменьшением ТКС уменьшается удельное поверхностное сопротивление пленки.
8. На одном ЧЭ, изменяя дозу легирования, можно формировать термо- и тензоэлементы, что позволяет получать многофункциональные датчики.

Литература/References

1. Соколов Л. В. Основы исследования и разработки в области сенсорных МЭМС-устройств // Датчики и системы. 1999 № 3. Sokolov L. V. Fundamentals of research and development in the field of sensor MEMS devices. *Sensors and Systems*, 1999, № 3. (In Russian)
2. Михайлов П. Г., Богонин М. Б., Михайлов А. П. Материалы микроЭлектронных датчиков // Новые промышленные технологии. 2003. № 3. Mikhailov P. G., Bogonin M. B., Mikhailov A. P. Materials of microelectronic sensors. *New industrial technologies*, 2003, № 3. (In Russian)
3. Нано- и микросистемная техника. От исследований к разработкам / под ред. П. П. Мальцева. М. : Техносфера, 2005. 592 с. *Nano- i mikrosistemnaya tehnika. Ot issledovanii k razrabotkam* [Nano- and microsystem technology. From research to development]. Edited by P. P. Maltsev. Moscow, Technosphere, 2005, 592 p. (In Russian)
4. Варадан В., Виной К., Джозе К.. ВЧ МЭМС и их применение. М. : Техносфера, 2004. 528 с. Varadan V., Vina K., Joseph K. *VCh Iih primenenie* [HF MEMS and their application]. Moscow, Tehnosfera, 2004, 528 p. (In Russian)
5. Михайлов П. Г., Омаров А. Д., Султангазинов С. К. Применение высокотемпературных датчиков физических величин на основе широкозонных полупроводников // Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований. 2016. № 2–4. С. 471–474. Mikhailov P. G., Omarov A. D., Sultangazinov S. K. Primenenie vysokotemperaturnykh datchikov fizicheskikh velichin na osnove shirokozonnykh poluprovodnikov [Application of high-temperature sensors of physical quantities based on wide-gap semiconductors]. *Mezhdunarodnyj zhurnal prikladnyh i fundamental'nyh issledovanij* [International Journal of Applied and Fundamental Research], 2016, No. 2–4, pp. 471–474. (In Russian)

6. Лысенко И. Е. Проектирование сенсорных и актиоаторных элементов микросистемной техники. Таганрог : Изд-во ТРСТУ, 2005. 103 с. Lysenko I. E. *Proektirovaniye sensornyh i aktuatornyh jelementov mikrosistemnoj tekhniki* [Designing sensory and actuating elements of microsystem technology. Taganrog: Publishing House TRSTU], 2005, 103 pp.
7. NEXUS Market Analysis for MEMS and Microsystems III, 2005–2009 [Электронный ресурс]. URL: <http://www.nexus-mems.com> (дата обращения: 05.07.2018). NEXUS Market Analysis for MEMS and Microsystems III, 2005–2009. Available at: <http://www.nexus-mems.com> (accessed 05.07.18).
8. *Advanced micro & nanosystems*. Vol. 2 CMOS-MEMS. Edited by H. Baltes, O. Brand, G. K. Fedder, C. Hierold, J. Korpink, O. Tabata. WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KG. KGaA, Weinheim.
9. Васильев А. Г., Колковский Ю. В., Концевой Ю. А. СВЧ-приборы и устройства на широкозонных полупроводниках. М. : Техносфера. 2011. С. 53–65; 186–199. Vasiliev A. G., Kolkovky Yu. V., Kontsevoy Yu. A. *SVCh pribory i ustroystva na shirokozonnyh poluprovodnikah* [Microwave devices and devices on wide-gap semiconductors]. Moscow, Technosphere, 2011, pp. 53–65; 186–199. (In Russian)
10. Хмельницкий Р. А., Талипов Н. Х., Чучева Г. В. Синтетический алмаз для электроники и оптики. М. : Издательство ИКАР, 2017. 228 с. Khmelnitsky R.A., Talipov N.Kh., Chucheva G. V. *Sinteticheskij almaz dlja elektroniki i optiki* [Synthetic diamond for electronics and optics]. Moscow, IKAR, 2017, 228 p. (In Russian)
11. Ральченко В., Конов В. CVD-алмазы. Применение в электронике // Электроника: наука, технология, бизнес (4/2007). С. 58–67. Ralchenko V., Konov V. CVD-almazy. Primenenie v elektronike [CVD diamonds. Application in electronics]. *Jelektronika: Nauka, Tehnologija, Biznes* [Electronics: Science, Technology, Business], 2007, no. 4, pp. 58–67. (In Russian)
12. Achard J., Tallaire A., et al. Evaluation of freestanding boron-doped diamond grown by chemical vapour deposition as substrates for vertical power electronic devices. *Appl. Phys. Lett.*, 2012, vol. 100, pp. 122109.
13. *Optical engineering of diamond*. Ed. Mildren R. P., Rabeau J. R. Wiley-VCH Verlag & Co. Weinheim. Germany, 2013.
14. Баринов И. Н. Высокотемпературные тензорезистивные датчики давлений на основе карбида кремния. Состояние разработок и тенденции развития // Журнал «Компоненты и технологии». 2010. № 8. С. 64–71. Barinov I. N. Vysokotemperaturnye tenzorezistivnye datchiki davlenij na osnove karbida kremnija. Sostojanie razrabotok i tendencii razvitiya [High-temperature strain gage pressure sensors based on silicon carbide. State of development and trends of development] // *Zhurnal Komponenty i tehnologii*

[Journal of Components and Technologies], no. 8, 2010, pp. 64–71. (In Russian)

15. Ned A. A., Kurtz A. D., Beheim G., Masheeb F., Stefanescu S. *Improved SiC Leadless Pressure Sensors for High Temperature, Low and High Pressure Applications*. Twenty-First Transducer Workshop Lexington, Maryland, 2004.

16. Модификация и легирование поверхности лазерными, ионными и электронными потоками / под ред. Дж. Поути. М. : Машиностроение, 1987.

Modifikacija i legirovanie poverhnosti lazernymi, ionnymi i elektronnymi potokami [Modification and doping of the surface by laser, ion and electron fluxes]. Ed. J. Pouty. Moscow, Mashinostroenie, 1987. (In Russian)

17. Михайлов П. Г. Модификация материалов микроэлектронных датчиков // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2003. № 5.

Mikhailov P. G. Modifikacija materialov mikroelektronnyh datchikov [Modification of materials of microelectronic sensors]. *Pribory i Sistemy. Upravlenie, Kontrol', Diagnostika* [Instruments and Systems. Management, Control, Diagnostics], 2003, № 5. (In Russian)

18. Баринов И. Н. Полупроводниковые тензорезистивные датчики давления на основе КНД-структур // Компоненты и технологии. 2009. № 5. С. 12–15.

Barinov I. N. Poluprovodnikovye tenzorezistivnye datchiki davlenija na osnove KND-struktury [Semiconductor strain gage pressure sensors based on the CCD structure]. *Komponenty i tehnologii* [Components and Technologies], 2009, no. 5, pp. 12–15. (In Russian)

19. Стучебников В. М. Измерение давления высокотемпературных сред // Тезисы докладов IX Международного научно-технического семинара. СПб. : ВНИИМ, 2004. С. 54–56.

Stuchebnikov V. M. Izmerenie давления высокотемпературных сред [Measurement of high-temperature media pressure]. *Tezisy dokladov IX Mezhdunarodnogo nauchno-tehnicheskogo seminara* [Abstracts of the IX International Scientific and Technical Seminar]. Saint Petersburg, VNIIM, 2004, pp. 54–56. (In Russian)

20. Микроэлектронные датчики давления и устройства. Разработка и производство : сайт фирмы ПГ МИДА [Электронный ресурс]. URL: <http://midaus.com/rus/transmitters.htm> (дата обращения: 05.07.2018).

Mikroelektronnye datchiki давления и устройства. Razrabotka i proizvodstvo [Microelectronic pressure sensors and devices. Development and production]. Available at: <http://midaus.com/rus/transmitters.htm> (accessed 05.07.18). (In Russian)

21. Поликристаллические полупроводники. Физические свойства и применение / под ред. Г. Харбеке. М. : Мир, 1989.

- Polikristallichеские полупроводники. Физические свойства и применение* [Polycrystalline semiconductors. Physical properties and application]. Ed. G. Harbеке. Moscow, Mir, 1989. (In Russian)
22. Годовицын И. В., Шелепин Н. А., Лыженкова Г. А. Формирование поверхностных микромеханических структур из пленок поликремния // Известия вузов. Электроника. 1997. № 2. С. 49–54.
- Godovitsyn I. V., Shelepin N. A., Lizhenkova G. A. Formirovaniye poverhnostnyh mikromehanicheskikh struktur iz plenok polikremnija [The formation of surface micromechanical structures from polysilicon films]. *Izvestiya Vuzov. Electronics*, 1997, № 2, pp. 49–54. (In Russian)
23. Mikhailov P. G., Slesarev Yu. N., Chulkov V. A. Mathematical Modeling of Combined Sensor Information — Measuring Systems // *International Journal of Applied Engineering Research*, 2016, vol. 11, no. 20, pp. 10332–10337.
24. Михайлов П. Г., Сергеев Д. А., Соколов А. В. Управление свойствами функциональных материалов высокотемпературных датчиков // Сб. тр. МНПК «Инновационные технологии в машиностроительном комплексе». Пенза : Изд-во ПГУЗ, 2012. С. 292–294.
- Mikhailov P. G., Sergeev D. A., Sokolov A. V. Upravlenie svoystvami funkcionaльnyh materialov vysokotemperaturnyh datchikov [Control of the properties of functional materials of high-temperature sensors]. *Innovacionnye tehnologii v mashinostroitel'nom komplekse* [Innovative technologies in the machine-building complex], Penza, 2012, pp. 292–294. (In Russian)
25. Вопросы создания высокотемпературных датчиков механических величин. Материалы. Конструкции. Технологии // П. Г. Михайлов, Е. А. Мокров [и др.] // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2013. № 4. С. 61–70.
- Mikhailov P. G., Mokrov E. A., et al. Voprosy sozdanija vysokotemperaturnyh datchikov mehanicheskikh velichin [The problems of creating high-temperature sensors of mechanical quantities. Materials. Constructions. Technologies]. *Izmerenie. Monitoring. Upravlenie. Kontrol'* [Measure. Monitoring. Control. Management], 2013, no. 4, pp. 61–70. (In Russian)

Информация об авторах

Михайлов Петр Григорьевич — доктор технических наук, профессор, ведущий научный сотрудник Пензенского технологического университета, г. Пенза.

Михайлов Алексей Петрович — инженер, ведущий специалист ООО «РВС», г. Москва.

Фадеев Евгений Дмитриевич — студент 2 курса факультета вычислительной техники Пензенского государственного университета, г. Пенза

Сазонова Вера Петровна — методист Технологического университета, г. Королев, Московская обл.

Information about the authors

Mikhailov Petr Grigorievich, Doctor of Technical Sciences, Professor, Leading Researcher of the Penza Technological University, Penza.

Mikhailov Alexey Petrovich, engineer, leading specialist of LLC RVS, Moscow.

Fadeev Evgeniy Dmitrievich, 2nd year student of the Faculty of Computer Science of Penza State University, Penza.

Sazonova Vera Petrovna — methodologist of the Technological University, Korolev, Moscow Region.

Поступила / Receiver: 30.03.2018

Принята в печать / Accepted: 14.07.2018

**Быстрое сегментирование среды
вращающегося осесимметричного
рассеивателя произвольной формы
для численного анализа полей
первого порядка**

K. M. Зейде

Уральский федеральный университет имени первого
Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия
k.m.zeyde@urfu.ru

Аннотация. В данной статье описывается алгоритм численного моделирования релятивистских эффектов распространения электромагнитных волн, возникающих в неинерциальных системах отсчета, а именно во вращающейся среде. Автор предлагает быстрый метод сегментирования геометрии диэлектрика, основанный на уточненных параметрах электромагнитной рефракции в среде (диэлектрическая и магнитная проницаемости), получаемых за счет пространственных гармоник в разложении полей, с последующим выводом координатной зависимости постоянной распространения. Геометрия рассеивателя может быть произвольно осесимметричной, но с круговым поперечным сечением вдоль направления распространения электромагнитных волн. Точность моделирования оценивается в сравнении со строгими решениями, полученными ранее.

Ключевые слова. Постоянная распространения, релятивистские эффекты, численное моделирование, электромагнитная рефракция, сегментирование.

**Fast Segmentation of a Rotating
Axisymmetric Scatterer Medium of an Arbitrary
Form for the First Order Fields Numerical Analysis**

Kirill M. Zeyde

Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

k.m.zeyde@urfu.ru

Abstract. This paper describes an algorithm for numerical simulation of the propagation relativistic effects arising in noninertial reference systems and, in particular, in rotating media. The author proposes a fast segmentation method based on obtaining the electromagnetic refraction parameters of the medium (permittivity and permeability), due to spatial harmonics in the expansion of fields, and the subsequent derivation of the propagation constant in the coordinate dependence. The geometry of the scatterer may be arbitrary axisymmetric, but with a circular cross-section along the direction of prop-

agation. The accuracy of the modeling is estimated in comparison with analytics. The results of the simulation prove the effectiveness of the method.

Keyword. Propagation constant, relativistic effects, numerical simulation, electromagnetic refraction, segmentation.

© Zeyde K. M., 2018

Introduction

The expediency of studies of relativistic electrodynamics is defined by the fundamental possibility of detecting corresponding effects, due to highly sensitive equipment existing nowadays and new algorithms for big data processing. For practical purposes, such study is related to the problems of radio diagnostics (rotating parts of the machines), radio navigation (distortion of the signal due to rotating elements), geo-monitoring (the Earth is a rotating frame of reference in an external gravity field) and space exploration (rotating plasma columns, etc.). The theory of the propagation of electromagnetic waves in non-inertial reference frames is well developed [1–3], but the number of experiments is small, which is primarily associated with the weakness of the observable effects, which are indistinguishable in external factors (geomagnetic field, noise, vibration, etc.). The fast and accurate formulation of a numerical experiment on the scattering of the electromagnetic waves by a rotating object provides the necessary data for the subsequent use in a natural experiment. The implementation of this approach faces the lack of computational means for the description of the characteristics of the moving medium provided taking into account its morphology. The solution proposed in [4] describes the complete methodology of FDTD modeling. The time domain of the solution is not necessary — it may not be optimal in fast computations. The independent FEM solver introductory is noted in [5]. The conditions and possibilities for the technical application of targeted effects are detailed in the paper [6].

This paper shows an algorithm based on the segmentation of the scatterer geometry, where each segment is described by constant values of the dielectric and magnetic parameters. The combination of all segments determines the anisotropy of the medium. Segmented geometry may be analyzed in convenient commercial CAD using any suitable numerical methods and techniques.

The parameters of the scatterer medium are defined by transforming the propagation constant of the moving medium from the spatial harmonics to the coordinate dependence. In any case, this problem is solved by searching for the unknown function, which determines the spatial partition of the EM field. The axisymmetric object in the rotational dynamics around the symmetry axis retains its boundary conditions and allows solving the electrodynamic problem in the frequency domain, therefore the time factor is excluded from the field equations. For the same reason, any kind of the Doppler's effect is absent in the system under consideration. The classical solution is

based on the Maxwell — Minkowski equations [2]. In this paper, the constitutive equations are written only for the first order of the effect.

In fig. 1, *a* the plan view of the geometry of the system is shown. Section *XOY* is a circle, and this is a necessary condition for this method. In this context for $\rho \leq a$ any function of an independent coordinate φ describes the shape of the scatterer. The *Z* axis is the axis of symmetry of the scatterer, and also the axis of rotation. Parallel polarization (TM) corresponds to direction of vector E_i along *Z* axis (superscript “*i*” for incident field). The range of elevation angle θ in $[0; \pi]$, describes the shape of the scatterer. In fig. 1, *b* the possible geometry of the scatterer on the side is shown. The silhouette function is the scatterer morphology function, describing the radius of the circle at each cross-section of the target (a and a').

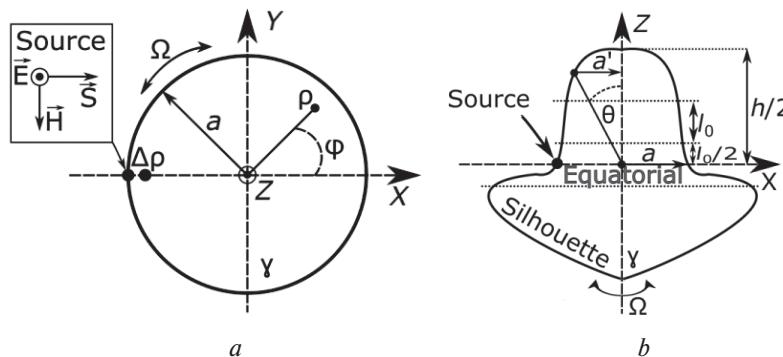


Fig. 1. The system geometry (*a* — top view, *b* — side view)

Propagation

The analytical solution is invariant to the direction of rotation of the scatterer around the *Z* axis. It is enough to simply change the angular velocity sign (clockwise $\Omega < 0$, or counterclockwise $\Omega > 0$). In the obtained algorithm, the value of this quantity depends on the direction of propagation from the source, however, the sign remains unchanged. The direction of the electromagnetic drag by the rotating media may be determined from the value of the index of refraction along the radii of movement.

A. The two-dimensional problem

It has been pointed out that the source is located at the media boundary (as surface excitation) and the positive direction along the *X* axis should be described by the material propagation constant γ :

$$E_z^i = \frac{e^{-j\gamma x}}{e^{-j\gamma x_0}}, \quad (1)$$

where subscript “0” for coordinates — the source position point. Expressing the propagation constant, it is obtained:

$$\gamma = \frac{j \ln [E_z^i]}{x - x_0}. \quad (2)$$

To formulate the two-dimensional problem, as the scatterer, the infinite circular cylinder along the Z axis is taken. To satisfy the propagation principle in the media, taking into account that the equation (2) meaningless for $|x| > a$ $x_0 = -a$ is taken. Performing the transition to the cylindrical coordinate system: $\rho_0 = a$ and $\varphi_0 = \pi$. The Fourier expansion of the cylindrical function for (1) is as follows:

$$E_z^i(n) = \frac{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^{-n} J_n(\gamma_n \rho) e^{jn\varphi}}{e^{-jkx_0}}. \quad (3)$$

The expression (3) is the expansion of the field over spatial harmonics n , where k — the free space wavenumber. In the continuous field, each n is expressed as the function of coordinates $(\rho; \varphi)$. The continuous propagation

$$\text{constant is now written as } \gamma = \frac{j \ln [E_z^i(n)]}{\rho \cos(\varphi) + a}. \quad (4)$$

The refraction parameters of the moving medium are different for different spatial harmonics of the field. In [3] and [7] γ_n was obtained in the form of the polynomial. The propagation constant is obtained in the strict form in the paper [8]. The solution of the wave equation involves the angle between the linear velocity of the media and the wave vector. Rigorous analysis of the arising spatial dispersion is problematic [9].

In this context, it is convenient to represent γ in the form corresponding to the perturbation theory. Grouping the summands of zero and the first order (subscripts “0” and “1”) with the identification of the physical process that determines the disturbance of the medium, the following is acquired:

$$\gamma_n = \sqrt{k_0^2 + \Omega_n k_1^2}, \quad (5)$$

where k_0 and k_1 the complex values of the wavenumbers:

$$k_0 = \sqrt{\frac{\omega^2 \mu_r \epsilon_r}{c^2}}, k_1 = \sqrt{\frac{2\omega(N^2 - 1)}{c^2} + j\sigma\mu_0}. \quad (6)$$

To specify a stationary medium ϵ_r and μ_r may have an imaginary part, therefore $N = [\operatorname{Re}(\epsilon_r) \operatorname{Re}(\mu_r)]^{0.5}$, σ is the conductivity of the medium and μ_0 is the magnetic constant.

The electrophysical interpretation of the characteristic kinematics of the target is expressed in terms of refined multiplication refraction index factors: $\epsilon_{rr} = \epsilon_r + \Delta_N$ and $\mu_{rr} = \mu_r + \Delta_N$, where

$$\Delta_N = -\frac{\omega(\varepsilon_r + \mu_r) - \sqrt{\mu_r^2 \omega^2 - 2\mu_r \varepsilon_r \omega^2 + \varepsilon_r^2 \omega^2 + 4\gamma^2 c^2}}{2\omega}. \quad (7)$$

The mathematical part of the description of the algorithm is considered to be complete.

The set of input parameters 1 is taken for the cylinder: $f = 200$ MHz, $a = 0.955$ m, $\mu_r = 1 - 0j$, $\varepsilon_r = 4 - 0.2j$, $\Omega = 9.3 \cdot 10^6$ rad/s. Due to the indeterminacy of the field at the source, it is necessary to take into account the certain displacement (Δ_ρ) along the coordinate ρ inside the medium (fig. 1, a). For the well-conducting medium Δ_ρ can be related to the skin depth [10]. For the set of parameters 1 this proportion is not applicable due to the low conductivity of the medium ($\sigma = 0.00223$ S/m). In this context, the minimal spatial increment in the system is applied. At the source, functions (2) and (4) shows singularity. To avoid this situation, the slight perturbation in the coordinate ρ (functions are structurally nonstable) is introduced to determine the convergence of the limit ($\rho = \lim_{\Delta\rho \rightarrow 0} [a - \Delta_\rho a]$), which is determined by the iterative decrease of the displacement.

A possible modification of the problem is perpendicular polarization TE. As it's shown in [7], the function (3) retains its structure but rewrites it for the magnetic field.

B. The three-dimensional problem

Exactly the same source, in exactly the same position, in the presence of a sphere, as a scatterer, requires the introduction of two expansions, instead of one in (3). The resulting series corresponds to the mathematical apparatus of spherical harmonics [11] with two altering spatial harmonics n and m . In this case, equation (5) must describe the value of γ_{nm} .

Firstly, the velocity distribution relative to the position of the source (fig. 1, b) is determined. In connection to this, the angle θ describes the morphology of the scatterer even at arbitrary coordinates of the system. The linear velocity of each section of the sphere is equal to $\Omega a \sin(\theta)$.

Secondly, the cause of the perturbations is not a zero value Ω . The position function gets into the resulting expression for the propagation constant [11]. In (5), the position function includes $n\Omega$, as a perturbation parameter. The transition from the spatial harmonic to the coordinate dependence through the coefficient $\kappa(\rho, \varphi)$:

$$\kappa(\rho, \varphi) = -\left(\frac{k_0}{k_1}\right)^2 - \left(\frac{\ln[E_z^i(n)]}{k_1(\rho \cos(\varphi) + a)}\right)^2. \quad (8)$$

Finally, for a sphere, the function of morphology $\sin(\theta)$ also includes an expression for the propagation constant to satisfy the dependence of the second-type spatial harmonic:

$$\gamma = \sqrt{k_0^2 + \kappa(\rho, \varphi) \sin(\theta) k_1^2}. \quad (9)$$

A generalization of the expression for any complex form of the targets yields:

$$\gamma = \sqrt{k_0^2 + \kappa(\rho, \varphi) \frac{a'(\theta)}{a} k_1^2}. \quad (10)$$

For the sphere, the set of parameters 2 are defined as: $f = 50$ MHz, $a = 1$ m, $\mu_r = 1 - 0j$, $\varepsilon_r = 16 - 0.2j$, $\Omega = 1.5 \cdot 10^6$ rad/s.

Segmentation

Matrices $(\varepsilon_{C\theta C\varphi})$ and $(\mu_{C\theta C\varphi})$ describe the electro physical parameters of the segments, with the size $C\theta$ for the total number of allocated segments along the vertical section and $C\varphi$ in the horizontal section. A typical form of the permittivity matrix is given below:

$$\begin{pmatrix} \dot{\varepsilon}_{11} & \dots & \dot{\varepsilon}_{1C\varphi} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{\varepsilon}_{C\theta 1} & \dots & \dot{\varepsilon}_{C\theta C\varphi} \end{pmatrix}.$$

The fastest way to determine the value of Δ_ρ is to exclude the catastrophic behavior of the function $\text{Im}[\varepsilon_{rr}](\varphi)$, with the maximum value of Ω , in the vicinity of the source. Figs. 2 and 3 demonstrate the emergence of catastrophes when approaching the source. Figs. 2, a, 3, a show the monotonous behavior of the function, in contrast to fig. 2, b, 3, b: Δ_ρ takes the minimum possible value before the appearance of critical points.

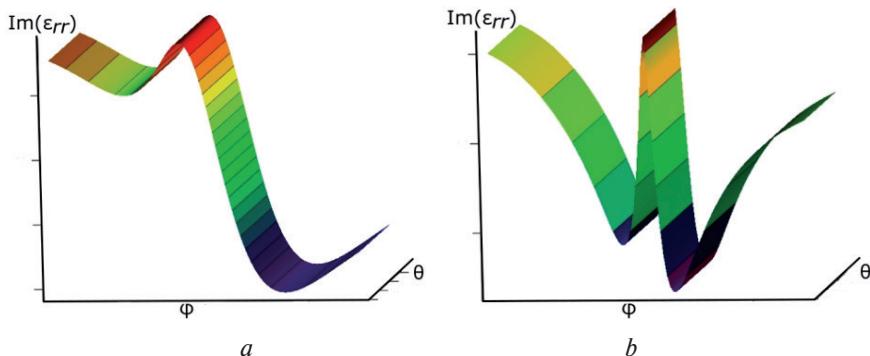


Fig. 2. The structural instability of the function in the vicinity of $\varphi = 180^\circ$ for the set of parameters 1; a for $\Delta_\rho = 10^{-3}$, b for $\Delta_\rho = 10^{-4}$

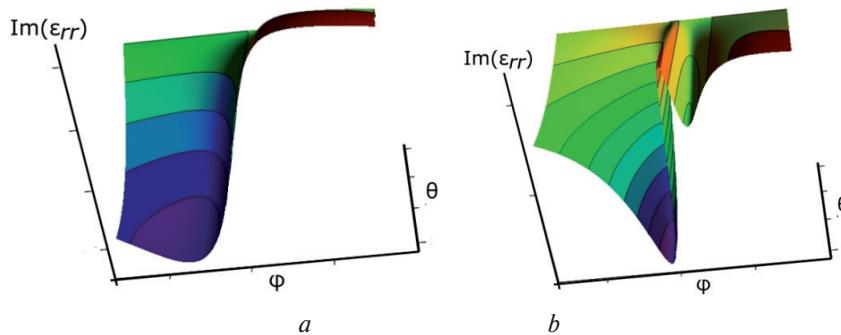


Fig. 3. The structural instability of the function in the vicinity of $\varphi = 180^\circ$ for the set of parameters 2; *a* for $\Delta_\rho = 10^{-3}$, *b* for $\Delta_\rho = 10^{-4}$

The angular sector of segmentation — α , corresponds to the part of the topology, where $\text{Re} [\varepsilon_r] \neq \text{Re} [\varepsilon_r]$ defines the range for φ , which usually writes as $[\alpha_0; \alpha_1]$ (fig. 4). The value l_0 is an optimization parameter and in the fast method is chosen proceeding from the basic principles of the elementary scatterers.

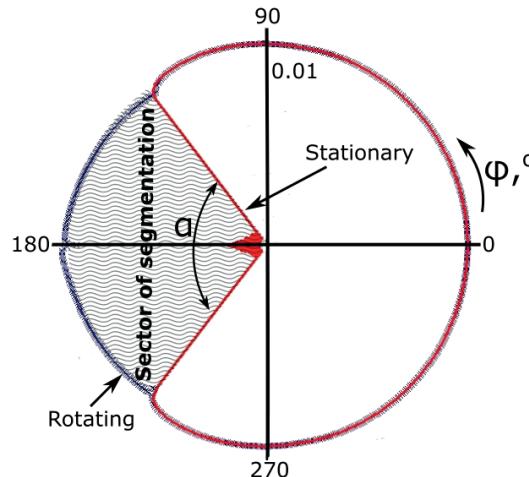


Fig. 4. Definition of the decomposition sector

The value $C\theta$ depends on the increment of the elevation angle, which is set manually and also affects the accuracy. This formulation is strongly related to the morphology of the scatterer. If the radius changes smoothly, the increment of the elevation angle is large. A sharp change in the geometry forming the silhouette should be described accurately.

The score for $C\varphi$ is satisfied at $\theta = \pi/2$, which corresponds to the equatorial plane of the scatterer (fig. 1, *b*, where h — the height of the scatterer). The number of horizontal segments depends on the expected accuracy of the

calculations. The optimal choice is based on a statistical sample of the actual parameters of the segment: at angles where the function is smooth and monotonic, it is logical to choose the average value of the parameter. Extremums or singular points of the function are described by a single small segment with the exact value of the absolute maximum.

The resulting matrix describes the electro physical parameters of the medium in the following direction: the element (11) corresponds to the segment $\varphi = \alpha_0$ and $\theta = 0$, the element $(C\theta C\varphi)$ to the segment $\varphi = \alpha_1$ and $\theta = -\pi/2$. Because of propagation along the normal, not of interest, the edge of the segment is located in [8].

A. Infinite circular cylinder

One of the possible segmentation for the set of parameters 1 is as follows: $\Delta_\rho = 0.005$, $\alpha = [122; 231]^\circ$. The matrix of the medium is obtained as: $\alpha = 122-177^\circ$ is the average value of the parameters, $\alpha = 177-180^\circ$ and $\alpha = 180-183^\circ$ are the extrema of the quantity, $\alpha = 183-231^\circ$ is the mean value. The resulting matrices are given below:

$$\varepsilon_{1 \times 4} = \begin{pmatrix} 3.65 - & 3.99 - & 6.53 - & 4.45 - \\ 0.18j & 0.18j & 0.18j & 0.27j \end{pmatrix},$$

$$\mu_{1 \times 4} = \begin{pmatrix} 0.65 - & 0.99 - & 3.53 - & 1.45 - \\ 0.02j & 0.09j & 0.21j & 0.04j \end{pmatrix}.$$

The geometry is presented at the fig. 5, a.

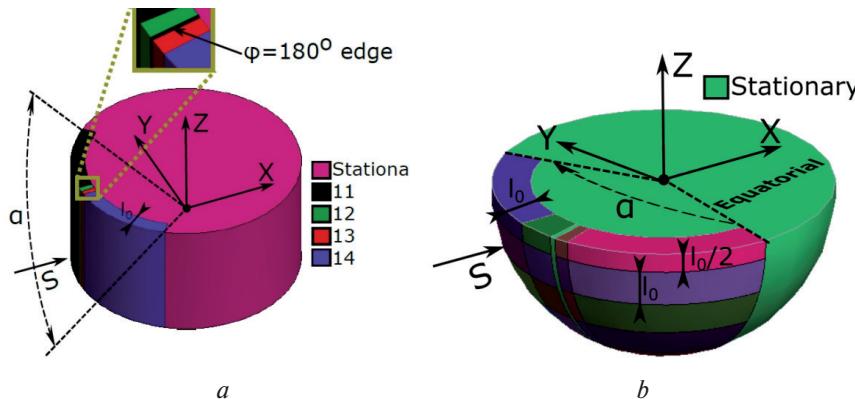


Fig. 5. Fast segmentation (a — infinite circular cylinder, b — sphere)

B. Sphere

Trivial geometry in the case of segmentation of the sphere gives the formulation for the elevation angle: $\theta = \pi/2 - \arcsin(c_\theta l_0/a)$. The silhouette function $a'(\theta)$ is smooth and without singular points, that is why, according to fig. 1, b, the elevation angle is formed between the radius of the sphere

drawn to the middle of the segment c_0 , and the radius of the cross-section drawn at the same point.

To confirm the simulation, this paper proposes the following segmentation map for the 2 parameters set: $\Delta_p = 0.0005$, $\alpha = [105; 255]^\circ$. The medium matrix is defined as: $\alpha = 105-164^\circ$ is the mean value, $\alpha = 165-178^\circ$ is the extremum of the quantity, $\alpha = 180^\circ$ is the actual value, $\alpha = 181-185^\circ$ is the extremum and $\alpha = 186-255^\circ$ is the mean value. Note that $c_0 = 5$, corresponds to the equatorial region. Because of the symmetry of the scatterer along the X axis, the parameter matrices are mirrored with respect to the row of the equatorial region. Below is the upper part of the matrix of permittivity and in fig. 5, b the lower part of the sphere. Each element of the permeability matrix has the same imaginary part as the corresponding permittivity matrix element, and for the real part, the expression: $\varepsilon_{rr} - \varepsilon_r = \mu_{rr} - \mu_r$, is valid.

$$\varepsilon_{9 \times 5} = \begin{pmatrix} 16.04+ & 16.41+ & 16 & 15.76- & 15.98- \\ 0.012j & 0.12j & 0.03j & 0.007j & \\ 16.1+ & 16.94+ & 16 & 15.42- & 15.94- \\ 0.03j & 0.26j & 0.08j & 0.016j & \\ 16.12+ & 17.17+ & 16 & 15.26- & 15.93- \\ 0.035j & 0.323j & 0.1j & 0.02j & \\ 16.13+ & 17.3+ & 16 & 15.18- & 15.92- \\ 0.04j & 0.356j & 0.12j & 0.022j & \\ 16.13+ & 17.32+ & 16 & 15.16- & 15.92- \\ 0.04j & 0.359j & 0.123j & 0.023j & \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}.$$

Results

Validation of analytical and model results produces according to the IEEE standard 1597.1–2008 [12]. The FSV procedure is initialized for every two sets of data to obtain the total value of the GDM [13]. To estimate the absolute average magnitude of the discrepancy, a differential point-to-point comparison ($\langle D_i \rangle$ is the median of the differential point function) is performed. In the semi-analytic approach, the function (3) is sought for n $[-60; 60]$. Modeling and simulation are performed in the CAD of electromagnetic analysis Altair FEKO.

Justification of the proposed algorithm may be given only when compared with rigorous solutions. For an infinite circular cylinder, the necessary information is given in [3] and [7]. In particular, the set of parameters 1 exactly corresponds to the examples given in [7]. In this case, MoM/MLFMM is used. The average size of the mesh triangular element is approximately equal to l_0 , periodic boundaries along the Z axis are taken into account. The resulting graphs are shown in figs. 6 and 7.

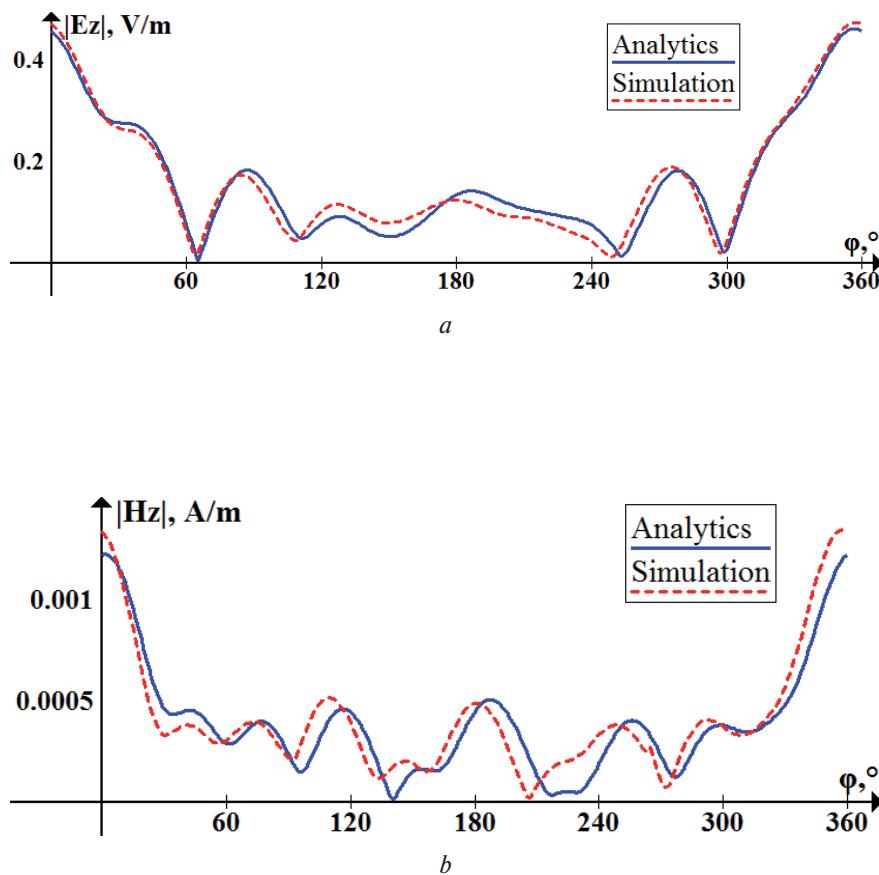


Fig. 6. Analytical and simulation results for the field distribution along the circle in XOY plane with radius 10 m for set of parameters 1: *a* — parallel polarization (GDM total = 0.2695, $\langle D_i \rangle = 0.0182$ V/m); *b* — perpendicular polarization (GDM total = 0.557, $\langle D_i \rangle = 0.0001$ A/m)

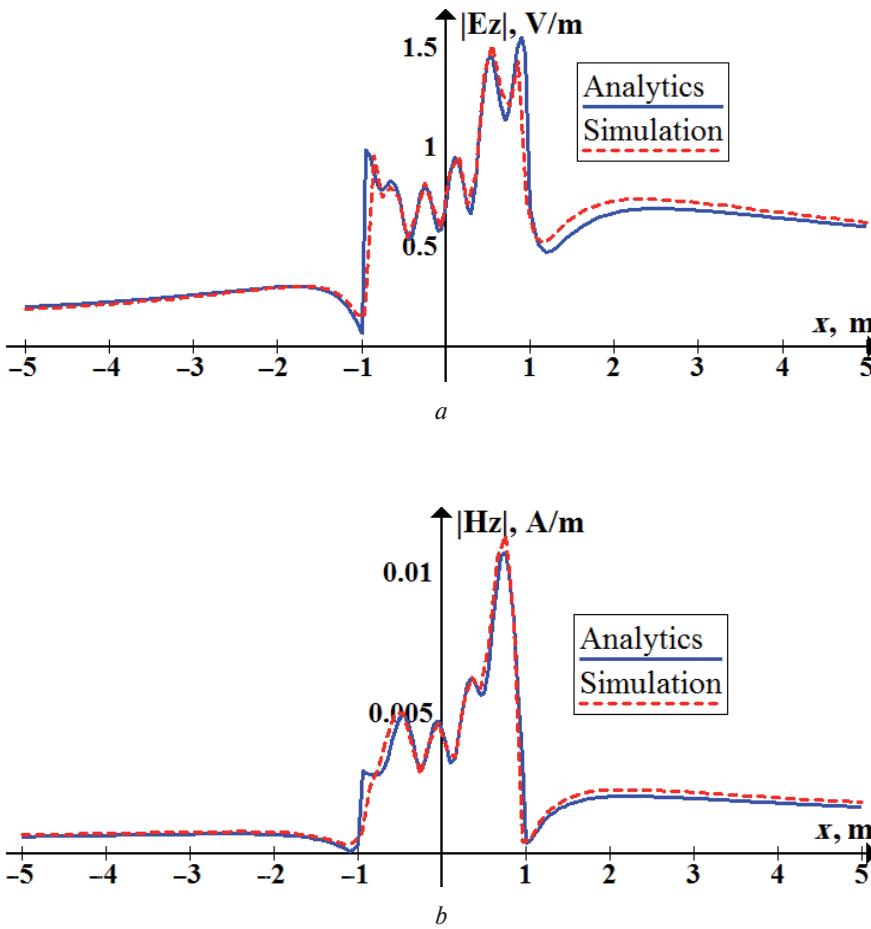


Fig. 7. Analytical and simulation results for the field distribution along the X axis for set of parameters 1: a — parallel polarization (GDM total for $x > 0 = 0.3572$, $\langle D_i \rangle$ for $x > 0 = 0.0512$ V/m, GDM total for $x < 0 = 0.3527$, $\langle D_i \rangle$ for $x < 0 = 0.024$ V/m); b — perpendicular polarization (GDM total for $x > 0 = 0.2347$, $\langle D_i \rangle$ for $x > 0 = 0.0003$ A/m, GDM total for $x < 0 = 0.2994$, $\langle D_i \rangle$ for $x < 0 = 0.0001$ A/m)

In the three-dimensional case, only the sphere provides the necessary analytics. Sources for comparing the results: [5] and [11]. In CAD for this geometry, FEM is used with the mean value of the length of the finite element equal to 0.098 m ($\approx l_0/2.35$). The resulting graphs are shown in fig. 8.

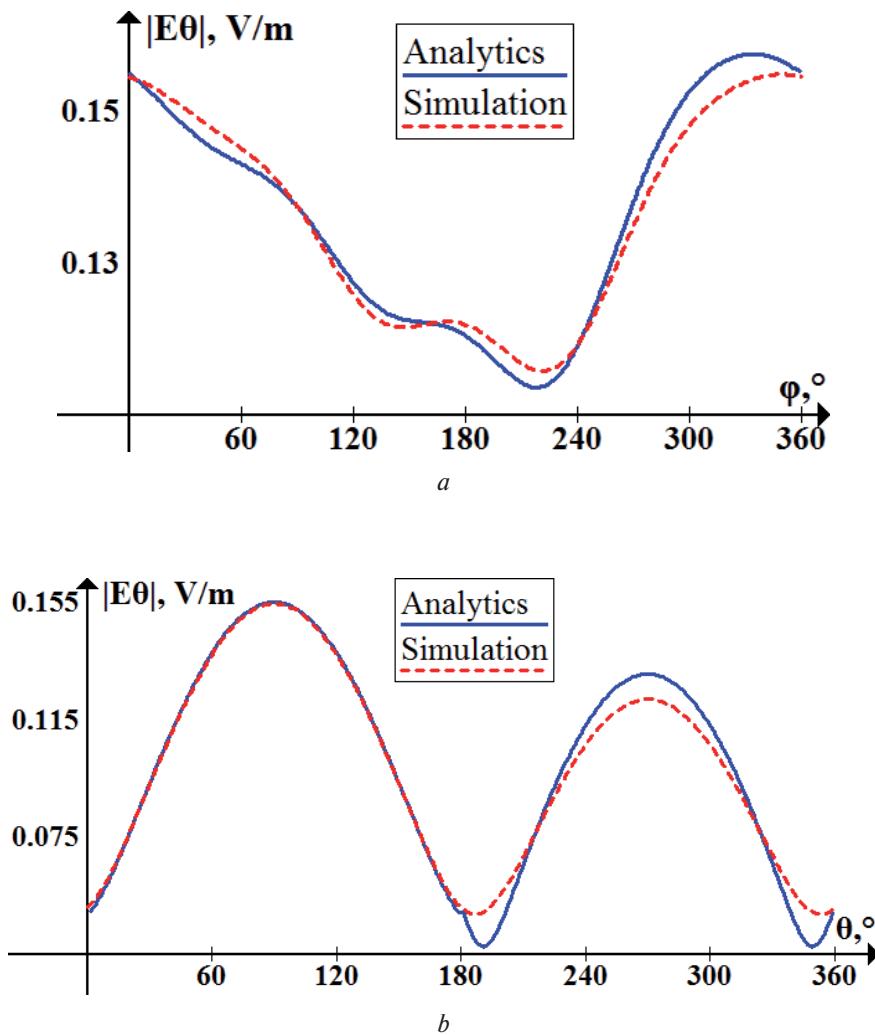


Fig. 8. Analytical and simulation results for the field component distribution along the circle with radius 10 m for set of parameters 2 and parallel polarization:

a — XOY plane (GDM total = 0.6144, $\langle D_i \rangle = 0.002$ V/m);

b — XOZ plane (GDM total = 1.1592, $\langle D_i \rangle = 0.0036$ V/m)

Analyzing the results obtained, the fact that the fast method of segmentation, which does not take into account the a priori modeling error is stated, the accuracy obtained is acceptable.

Conclusion

The presented comparison of computational and analytical results gives an idea of the lowest threshold for accuracy since it is based on fast segmentation, which does not use any optimization or variational algorithms. The used segmentation methodology is applied to the primary principles of decomposition, since the development of these principles is a separate scientific task.

The obtained results can serve as a confirmation of the effectiveness of the proposed method. The development of the principles of optimal segmentation is a crucial factor in this problem.

In conclusion, the main advantages and disadvantages of the segmentation approach should be pointed out. Among the disadvantages are the following:

- The presence of uncertainties in the method, which complicates the optimal choice. Ambiguities in the direction of distribution, choice α and especially Δ_p , explain this position.
- Manual generation of segmentation maps for each individual scatterer and system as a whole. In addition to the drawbacks described above, the matrices of the electrophysical parameters of the segments may contradict the principles of the automated engineering.
- The doubtful possibility of modeling toroidal geometries and other shapes with non-circular cross-section along the X axis.

The main advantages of the method are:

- The effective use of the functionality of the selected electromagnetic simulation software and its interface.
- Ample opportunities in time-accurate optimization of the model (semi-analytical adaptation, segmentation map, mesh creation rules, the simulation method).

The general problem of segmentation accuracy is explained by the adoption of different formulation to a certain degree of decomposition algorithms, for example, as in [14] and [15].

References

1. Van Bladel J. *Electromagnetic fields*. IEEE Press, 2007. Pp. 943–1000.
2. Shiozawa T. Phenomenological and electron-theoretical study of the electrodynamics of rotating systems. *Proc. of the IEEE*, 1973, vol. 61, no. 12.
3. Van Bladel J. Electromagnetic fields in the presence of rotating bodies. *Proc. of the IEEE*, 1976, vol. 64, no. 3.
4. Sahrani S., Iwamatsu H., Kuroda M. A novel approach for the analysis of electromagnetic field with rotating body. *ACES Journal*, 2011, vol. 26, no. 8, pp. 651–659.
5. Brignone M., Ramakrishnan P. K., Raffetto M. A first numerical assessment of the reliability of finite element simulators for time-harmonic electromagnetic problems involving rotating axisymmetric objects. *Proc. EMTS*, Espoo, 2016.

6. Van Bladel J. Relativity and engineering. *Springer Series in Electrophysics*, 1984, vol. 15, Berlin.
7. De Zutter D. Scattering by a rotating circular cylinder with finite conductivity. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1983, vol. AP-31, no.1, pp. 166–169.
8. Collier J. R., Tai C. T. Propagation of plane waves in lossy moving media. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1964, vol. 12, no.3, pp. 375–376.
9. Ryzhov Yu. A., Tamoikin V. V., Tatarskii V. I. Spatial dispersion of inhomogeneous media. *JETP*, 1965, vol. 21, no.2, pp. 433–438.
10. Zeyde K. M. Linear dependences of secondary field parameters versus angular velocity of scatterer. *Proc. SibCON*. Omsk, 2015.
11. De Zutter D. Scattering by a rotating dielectric sphere. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1980, vol. AP-28, no.5, pp. 643–651.
12. IEEE standard for validation of computational electromagnetics computer modeling and simulations, IEEE Std 1597.1, 2008.
13. Duffy A., Orlandi A. A review of statistical methods for comparing two data sets. *ACES Journal*, 2008, vol. 23, no. 1, pp. 90–97.
14. Kyurkchan A. G., Smirnova N. I. The solution of diffraction problems by a method of elementary scatterers. *EW and ES*, 2011, vol.16, no.8.
15. Schaubert D. H., Wilton D. R., Glisson A. W. A tetrahedral modeling method for electromagnetic scattering by arbitrarily shaped inhomogeneous dielectric bodies. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, 1984, vol. AP-30, no.1.

Информация об авторе

Зейде Кирилл Михайлович — ведущий инженер, старший преподаватель, ФГАОУ ВО «Уральский Федеральный Университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина», Екатеринбург, Россия

Information about the author

Zeyde Kirill Mikhailovich — leading engineer, senior lecturer, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Поступила / Receiver: 15.05.2018

Принята в печать / Accepted: 14.07.2018

Атаки на глобальные навигационные спутниковые системы и обнаружение спуфинга беспилотных кораблей, базирующееся на облачных технологиях

Л.А. Добрякова¹, Л.С. Лемищевский², Е.Ф. Очин³

¹Западно-Поморский технологический университет,
Щецин, Республика Польша

²Университет имени Якова Райского,
Щецин, Республика Польша

³Щецинский морской университет,
Щецин, Республика Польша
e.ochin@am.szczecin.pl

Аннотация. Спутниковые навигационные системы широко используются для точного определения траектории транспортных средств. В этой статье разработаны математические модели и алгоритмы для решения проблем безопасности спутниковой навигации. Одной из проблем является спуфинг (подстановка) — ситуация, когда система (аппаратное обеспечение, программное обеспечение и т.п.) успешно маскируется как другая, фальсифицируя систему данных, и выполняет незаконные действия. В статье рассматривается алгоритм обнаружения спуфинга на основе анализа гражданского спутникового сигнала, принимаемого мобильными одноантенными или двухантенными приемниками ГНСС. Эта работа также служит для уточнения оценки угроз среди гражданского населения путем демонстрации проблем, связанных с обнаружением спуфинга.

Широкое распространение ГНСС подталкивает текущую технологию приемника к ее пределам из-за строгих требований к обеспечению бесшовного, по-всеместного, безопасного и надежного позиционирования. Этот факт еще более усугубляется появлением новых приложений: миниатюрный размер, низкое энергопотребление и ограниченные вычислительные возможности пользовательских терминалов создают серьезную проблему для реализации даже самых основных задач обработки сигналов ГНСС.

Эта работа иллюстрирует преимущество спутниковой навигации с использованием облачных технологий, которая облегчает возможность разработки инновационных приложений, таких как, например, массированная обработка данных, сотрудничество между пользователями, приложения, защищенные безопасностью и т. п.

Ключевые слова. ГНСС, облачная ГНСС, ГПС, антитерроризм, антиспуфинг, безопасность транспорта, спуфинг, алгоритм обнаружения спуфинга.

Global Navigation Satellite Systems Attacks and a Cloud-based Spoofing Detection for Unmanned Ships

Larisa A. Dobryakova¹, Lukasz S. Lemieszewski², Evgeny F. Ochin³

¹ West Pomeranian University of Technology,
Szczecin, Poland

² The Jacob of Paradies University,
Szczecin, Poland

³ Maritime University of Szczecin, Szczecin, Poland

e.ochin@am.szczecin.pl

Abstract. Satellite navigation systems are widely used in navigation for precise trajectory determination of transport equipment. In this article mathematical models and algorithms have been developed to solve the problems of satellite navigation safety. One of the problems is spoofing (substitution) — a situation in which a system (hardware, software, etc.) successfully masquerades as another by falsifying data system and performs illegal actions. What is considered in the paper is the spoofing detection algorithm based on the analysis of a civil satellite signal generated by the mobile GNSS-single-antenna receivers or dual-antenna. The article also serves to refine the civilian spoofing threat assessment by demonstrating the challenges involved in mounting a spoofing attack.

The widespread deployment of GNSS is pushing the current receiver technology to its limits due to the stringent demands for providing seamless, ubiquitous and secure/reliable positioning. This fact is further aggravated by the advent of new applications where the miniaturized size, low power consumption and limited computational capabilities of user terminals pose serious concerns to the implementation of even the most basic GNSS signal processing tasks.

This article presents the advantage of Cloud-Based GNSS Navigation, which facilitates the possibility of developing innovative applications where their particularities (e.g. massive processing of data, cooperation among users, security-related applications, etc.) make them suitable for implementation using a cloud-based infrastructure.

Keywords. GNSS, Cloud-Based GNSS, GPS, antiterrorism, antispoofing, transport safety,spoofing, spoofing detection algorithm.

© Dobryakova L. A., Lemieszewski Ł. S., Ochin E. F., 2018

The basic notation and definitions

GNSS — Global Navigation Satellite System: Navstar GPS, GLONASS, BeiDou and GALILEO.

$Sat_i, i = \overline{1, N}, N \geq 4$ — the navigation satellites as the spacefaring component of GNSS. *{In ideal case, when the measurements are precise and satellite time is identical with the user's equipment time the users positioning can be realized with 3 satellites. Actually satellites time differs from the time on the*

users equipment. So, for users positioning one more coordinate is necessary — time drift between users equipment and the satellite time. That's why four satellites are needed for the solving of navigation problem.}

Spoofing — an attack on a GNSS, in an attempt to deceive the GNSS receiver by transmitting powerful false signals that mimic the signals from the true GNSS, exceeding the power of these true signals.

Spoofor — complex computer and radio equipment for the implementation of GNSS spoofing.

Rover — any mobile GNSS receiver that is used to collect data in the field at an unspecified location.

Pseudo-range — the distance to the satellite, resulting in the correlation of the received code and on-board code in the receiver without correction of clock synchronization errors.

(x, y, z) — the real coordinates of a vehicle (victim). If the vehicle is a 2D vehicle (ship, vessel, boat, car, etc.), the height coordinate (z) can be omitted and the minimum number of required navigation satellites can be reduced to three ($i = \overline{1, N}, N \geq 3$)

(x_v, y_v, z_v) — the precise coordinates of the vehicle.

$(\hat{x}_v, \hat{y}_v, \hat{z}_v)$ — the calculated coordinates of the vehicle using the GNSS.

(x_s, y_s, z_s) — the precise coordinates of the reception antenna of the spoofor.

$(\hat{x}_s, \hat{y}_s, \hat{z}_s)$ — the calculated coordinates of the reception antenna of the spoofor.

We also denote for $i = \overline{1, N}, N \geq 4$ (if the vehicle is a 2D vehicle (ship, vessel, boat, car, etc.), the height coordinate (z) can be omitted and the minimum number of navigation satellites can be reduced to three ($i = \overline{1, N}, N \geq 3$)):

(x_i, y_i, z_i) — the coordinates of Sat_i ;

T_i^v — the propagation time from Sat_i to the vehicle in vacuum;

\hat{T}_i^v — the propagation time from Sat_i to the vehicle in real atmosphere;

D_i^v — the measurement result of the distance from Sat_i to the vehicle (the vehicle pseudo-ranges).

D_s^v — the distance from spoofor to the victim.

Δt_s^v — the signal transit time from spoofor to the victim.

$\Delta \rho_i$ — the unknown error of the measurement result of the distance from Sat_i to the vehicle.

Introduction

Cloud technologies are data processing technologies in which computer resources are provided to the Internet user as an online service, for example, Xbox Live, Windows Live, OnLive, Google Docs, Office 365, Skype, SkyDrive, Dropbox, Google Drive and many others.

The idea of cloud technologies was first expressed by J. C. R. Licklider in 1970, when he was responsible for the development of ARPANET. The idea is that each person connected to the ARPANET receives not only data, but also programs. Later, this idea was called Cloud Computing (hereinafter CC).

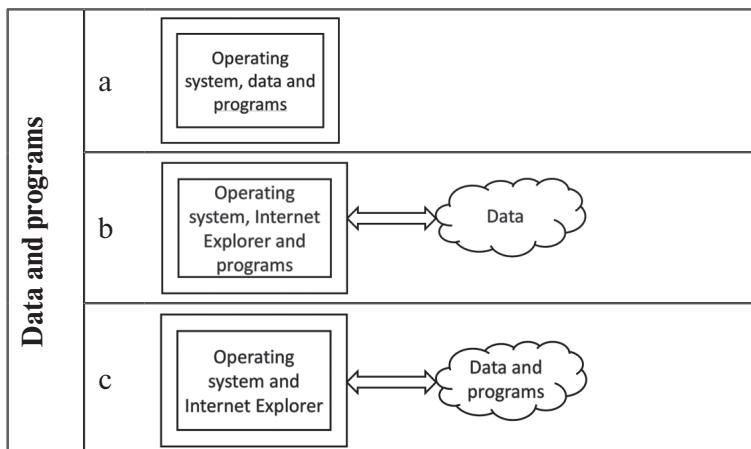


Figure 1. The main idea of cloud technologies:

a — the data and programs are on the user's workstation; b — the programs are on the user's workstation, and the data is on the network, the interface “User's workstation” \Leftrightarrow “Network” is implemented using Internet Explorer or the user's software; c — the data and programs are on the network, the interface “User Workstation” \Leftrightarrow “Network” is implemented using Internet Explorer

The wide distribution of CC begins in 2006, when Amazon introduced the WebServices infrastructure, which provides not only hosting, but also provision remote software and corresponding processing power to the client. Soon Google, Sun, IBM and Microsoft introduced similar services with its cloud-based operating system Windows Azure.

Here are just some Cloud Computing services:

Storage-as-a-Service represents cloud-based disk space as an additional logical drive or folder, for example, Google Drive. The service is the base for the remaining CC-Services.

Database-as-a-Service provides an opportunity to work with cloud databases.

Information-as-a-Service makes possible to use dynamic information cloud resources such as state and weather forecast, etc.

Application-as-a-Service or **Software-as-a-Service** provides the ability to use software deployed on cloud servers, with all software update and licensing issues regulated by the Application-as-a-Service vendor, such as for example Google Docs.

Security-as-a-Service provides secure use of web technologies, electronic correspondence, local area network.

Infrastructure-as-a-Service provides virtual platforms connected to the network that the user configures for their own tasks.

The main advantages of Cloud Computing:

- Since all computer operations are performed on servers on the network, the user can use hardware and software tools that are not available to him on his own workstation.
- You do not have to worry about the performance of your own workstation, not think about free disk space, you do not have to worry about backups and transferring information from one computer to another.
- The user does not need to monitor the release of software updates — he always has the latest version of the software.

The main disadvantages of Cloud Computing

- Confidentiality — the user agrees to the security of data on the side of the Internet Service Provider.
- Security — data security cannot be guaranteed.
- Constant and stable Internet — access to cloud services requires a permanent connection to the Internet.

The Clouds control, monitoring and managing is a security issue. Physical security is based on controlling physical access to servers and network infrastructure. Network security is the construction of a reliable threat model, including intrusion prevention and firewall. The use of a firewall implies the operation of a filter, in order to distinguish networks on subnets with different levels of trust. In the CC the most important role of the platform is performed by virtualization technology based on data encryption, data transmission security, authentication, user isolation and other technologies. In particular, work is underway to create secure data technology, in which the security mechanism is integrated.

GNSS navigation

Modern satellite navigation is based on the use of no-request range measurements between navigational satellite and the user. It means that the information about the satellite's coordinates given to the user, is included into navigation signal. The way of range measurements is based on the calculation of the receiving signal time delay compared with the signals, generated by the users equipment.

Satellite based positioning provides the world's most precise location information. It is possible to acquire positioning anywhere in the world that GNSS satellite signals are available, any time of a day, at data rates up to 100 Hz. Measurements are generated in real time or processed post-mission to achieve the highest level of accuracy.

GNSS technology is most frequently used to:

- determine the location of an object on or with respect to the Earth for navigation;
- locate an object with respect to another object for tracking purposes.

The positioning information typically provided includes a horizontal domain (latitude/longitude or easting/northing) and a vertical domain (height).

The distance from a vehicle (fig. 4) to satellites Sat_i can be written as:

$$D_i^v = \sqrt{(x_i - x_v)^2 + (y_i - y_v)^2 + (z_i - z_v)^2} = c T_i^v, i = \overline{1, N}, N \geq 4. \quad (1)$$

Since the measurement of the distance from the vehicle to the satellites is carried out by measuring the propagation time $\hat{T}_i^v = T_i^v + \Delta T_i^v$ of GNSS signals from Sat_i to the vehicle, then (1) are represented as (excluding time synchronization errors):

$$\sqrt{(x_i - x_v)^2 + (y_i - y_v)^2 + (z_i - z_v)^2} = c (\hat{T}_i^v - \Delta T_i^v), i = \overline{1, N}, N \geq 4. \quad (2)$$

As $\Delta \rho_i = c \Delta T_i^v$, then equation (2) can be written in the form

$$\sqrt{(x_i - x_v)^2 + (y_i - y_v)^2 + (z_i - z_v)^2} - \Delta \rho_i = c \hat{T}_i^v, i = \overline{1, N}, N \geq 4. \quad (3)$$

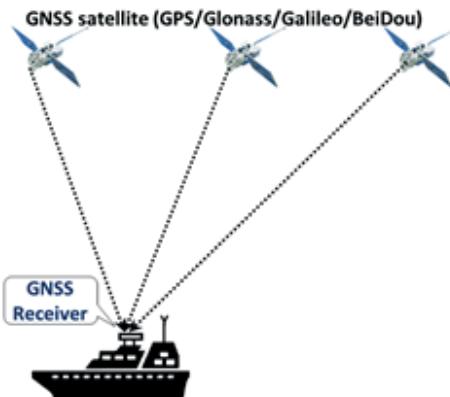


Fig. 2. GNSS Navigation

The navigation processor in the vehicle solves the system of the equations (3), calculates the position of the vehicle (x_v, y_v, z_v) and timing errors on board Δt , which are then used to correct the GNSS navigation clock (this article does not consider the timing errors, Δt).

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_v)^2 + (y_1 - y_v)^2 + (z_1 - z_v)^2} - \Delta \rho_1 \\ \sqrt{(x_2 - x_v)^2 + (y_2 - y_v)^2 + (z_2 - z_v)^2} - \Delta \rho_2 \\ \sqrt{(x_3 - x_v)^2 + (y_3 - y_v)^2 + (z_3 - z_v)^2} - \Delta \rho_3 \end{array} \right\} \xrightarrow{\substack{\text{Iteration algorithm} \\ \text{for } Sat_i, i = \overline{1, 3}}} (x_v, y_v, z_v). \quad (4)$$

Because $\Delta\rho_i$ is not an unknown value, instead of the exact value (x_v, y_v, z_v) we will get approximate results of measurements $(\hat{x}_v, \hat{y}_v, \hat{z}_v)$:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_v)^2 + (y_1 - y_v)^2 + (z_1 - z_v)^2} \\ \sqrt{(x_2 - x_v)^2 + (y_2 - y_v)^2 + (z_2 - z_v)^2} \\ \sqrt{(x_3 - x_v)^2 + (y_3 - y_v)^2 + (z_3 - z_v)^2} \end{array} \right\} \xrightarrow[\text{Iteration algorithm}]{\text{for } Sat_i, i=\overline{1,3}} (\hat{x}_v, \hat{y}_v, \hat{z}_v). \quad (5)$$

Cloud-based GNSS Navigation

Currently four GNSSs, including the U.S. system Navstar GPS, the Russian Glonass, the European Galileo and the Chinese Beidou, in total will provide more than 40 visible GNSS satellites at a time, anywhere on the Earth. This is expected to solve many of the problems currently found when using GPS in urban environments, where hardly more than two satellites are visible at a time. The problem will be, though, the huge amount of data to be processed by the user receiver [1] in the face of increasing influence of interferences [2] and abnormal propagation effects [3].

All these processing tasks involve an unprecedented increase in the computational requirements of GNSS receivers, which is unfeasible with the current state of the art. User applications are gradually demanding low cost, small size and low power consumption devices, which dramatically hinder the implementation of complex processing tasks for positioning.

In this case, equation (5) takes the form

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_v)^2 + (y_1 - y_v)^2 + (z_1 - z_v)^2} \\ \sqrt{(x_2 - x_v)^2 + (y_2 - y_v)^2 + (z_2 - z_v)^2} \\ \dots \\ \sqrt{(x_N - x_v)^2 + (y_N - y_v)^2 + (z_N - z_v)^2} \end{array} \right\} \xrightarrow[\text{Iteration algorithm}]{\text{for } Sat_i, i=\overline{1,N}} (\hat{x}_v, \hat{y}_v, \hat{z}_v). \quad (6)$$

Analysis of computing resources shows that the iterative process (6) places significant demands on the performance of the user's workstation, and the widespread use of mobile computing resources (smartphones, gadgets, etc.) makes the solution of the system of equations (6) difficult to implement, significantly reduces the parameter N and abandons the maximum accuracy of determining the coordinates of XYZ. One way to radically solve this problem is to transfer the software for solving the system of equations (6) to the "cloud" (fig. 5).

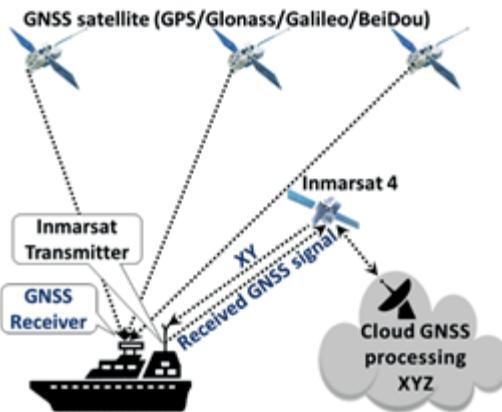


Fig. 3. Cloud-based GNSS Navigation (in general, the vehicle takes XYZ)

We note the main properties of Cloud-based GNSS navigation [4].

- Cloud-based GNSS navigation is always up-to-date — the user can be sure that all bug fixes and updates will be installed immediately after their birth.
- Access to settings at anytime, anywhere — even if the GNSS device is lost or it fails, it is easy to load settings to a new device.
- Security — Cloud-based GNSS navigation is protected by the service provider and trained personnel, so you can be sure that the data will not fall into the hands of the competitors.

Spoofing of Cloud-based GNSS Navigation

A spoofing transmits simulated signals of several satellites. If the level of the simulated signals exceeds the level of signals from real satellites, the GNSS receiver captures the false signal and calculates the false coordinates.

We will distinguish the following spoofing modes:

1. A spoofing is motionless and broadcasts signals of the visible part of GNSS satellite constellation, thus **a repeater of GNSS signals** is used as the spoofing.
2. A spoofing is motionless and broadcasts a signal's record of the visible part of GNSS satellite constellation, thus **GNSS recorder** is used as the spoofing.
3. A spoofing is motionless and broadcasts a signals of the visible part of GNSS satellite constellation with the introduction of signal delays from each of the GNSS satellites, thus **a repeater of GNSS signals with a programmer of signal delays** from each of GNSS satellites is used as a spoofing.
4. A spoofing is motionless and broadcasts a simulated GNSS signals, thus **a simulator of GNSS-signals** is used as a spoofing.
5. A spoofing is mobile and broadcasts signals of the visible part of GNSS satellite constellation, thus **a repeater of GNSS signals** is used as the spoofing.

6. A spooper is mobile and broadcasts a signal's record of the visible part of GNSS satellite constellation, thus **GNSS recorder** is used as the spooper.

7. A spooper is mobile and broadcasts signals of the visible part of GNSS satellite constellation with the introduction of delays signals from each of the satellites, thus a **repeater of GNSS signals with a programmer of signal delays** from each of GNSS satellites is used as a spooper.

8. A spooper is mobile and broadcasts a simulated GNSS signals, thus a **simulator of GNSS-signals** is used as a spooper.

In this article, only the mode {1} are considered. In this mode a spooper is motionless and broadcasts signals of the visible part of GNSS satellite constellation, thus a **repeater of GNSS signals** is used as the spooper (fig. 6).

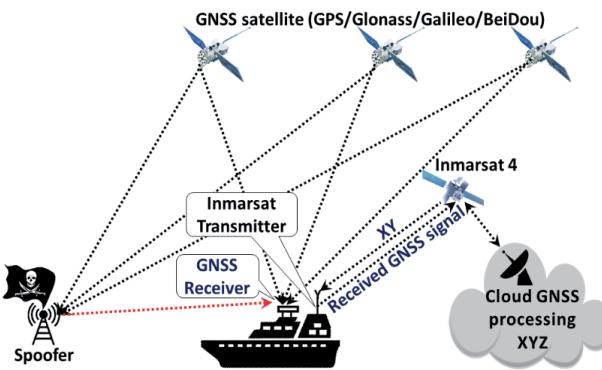


Fig. 4. Spoofing of Cloud-based GNSS Navigation

A victim receives the same signal as the spooper, but with some delay Δt_s^v . It means that all receivers in the spoofing zone, calculate the same false coordinates, regardless of distance from spooper to the victim:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_v)^2 + (y_1 - y_v)^2 + (z_1 - z_v)^2} + D_s^v \\ \sqrt{(x_2 - x_v)^2 + (y_2 - y_v)^2 + (z_2 - z_v)^2} + D_s^v \\ \dots \\ \sqrt{(x_N - x_v)^2 + (y_N - y_v)^2 + (z_N - z_v)^2} + D_s^v \end{array} \right\} \xrightarrow{\text{Iteration algorithm for } \Delta t_i, i=1, N} (\hat{x}_s, \hat{y}_s, \hat{z}_s), \quad (7)$$

where $D_s^v = c\Delta t_s^v$.

Detection of Spoofing

For the detection of GNSS spoofing, various methods are suggested. We list some of them.

- Detection based on the determination of the direction to the radiation source of the spooper, comparing the phases of the signal to several antennas.

- Detection based on the definition of Doppler frequency shift.
- You can use the military GNSS signal as a reference (without the need to know the secret key).
- You can compare the indications of the inertial navigation system and the data from the GNSS receiver.

Dual-antenna Spoofing Detector

On the Spoofing Detector (SD) we install two antennas (fig. 7) and denote the distance between the antennas D_{1-2} .

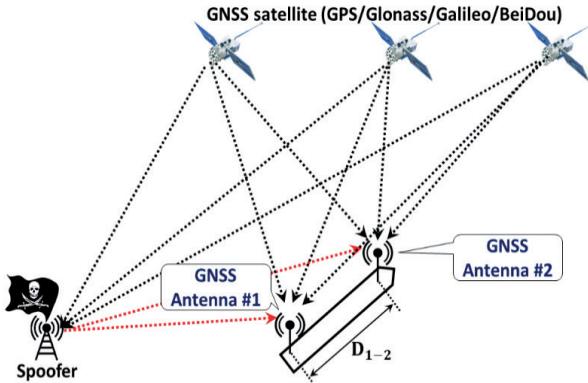


Fig. 5. Spoofing device and dual-antenna spoofing detector (DS), D_{1-2} — the distance between antennas of spoofing detector

Measuring the distance between antennas in normal navigation mode

The spoofing detector measures the coordinates of the antennas Y_1 and Y_2

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_{v1})^2 + (y_1 - y_{v1})^2 + (z_1 - z_{v1})^2} \\ \sqrt{(x_2 - x_{v1})^2 + (y_2 - y_{v1})^2 + (z_3 - z_{v1})^2} \\ \dots \\ \sqrt{(x_N - x_{v1})^2 + (y_N - y_{v1})^2 + (z_N - z_{v1})^2} \end{array} \right\} \xrightarrow{\text{Iteration algorithm for } Sat_i, i=1, N} (\hat{x}_{v1}, \hat{y}_{v1}, \hat{z}_{v1}), \quad (8)$$

where (x_{v1}, y_{v1}, z_{v1}) — the unknown precise coordinates of the antenna Y_1 , $(\hat{x}_{v1}, \hat{y}_{v1}, \hat{z}_{v1})$ — the calculated coordinates of the antenna Y_1 .

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_{v2})^2 + (y_1 - y_{v2})^2 + (z_1 - z_{v2})^2} \\ \sqrt{(x_2 - x_{v2})^2 + (y_2 - y_{v2})^2 + (z_3 - z_{v2})^2} \\ \dots \\ \sqrt{(x_N - x_{v2})^2 + (y_N - y_{v2})^2 + (z_N - z_{v2})^2} \end{array} \right\} \xrightarrow{\text{Iteration algorithm for } Sat_i, i=1, N} (\hat{x}_{v2}, \hat{y}_{v2}, \hat{z}_{v2}), \quad (9)$$

where (x_{v2}, y_{v2}, z_{v2}) — the unknown precise coordinates of the antenna Y_2 , $(\hat{x}_{v2}, \hat{y}_{v2}, \hat{z}_{v2})$ — the calculated coordinates of the antenna Y_2 .

The measurement results differ by some unknown values and, accordingly, the distance estimate \hat{D}_{1-2} between the antennas will be comparable with the magnitude D_{1-2} :

$$\hat{D}_{1-2} = \sqrt{(\hat{x}_{v1} - \hat{x}_{v2})^2 + (\hat{y}_{v1} - \hat{y}_{v2})^2 + (\hat{z}_{v1} - \hat{z}_{v2})^2} \cong D_{1-2}. \quad (10)$$

Measurement of spacing between antennas in spoofing mode

A victim receives the same signal as the spoofe, but with some delay Δt_s^v . It means that all receivers in the spoofing zone calculate the same false coordinates, regardless of distance from spoofe to the victim:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_{v1})^2 + (y_1 - y_{v1})^2 + (z_1 - z_{v1})^2 + D_s^{v1}} \\ \sqrt{(x_2 - x_{v1})^2 + (y_2 - y_{v1})^2 + (z_3 - z_{v1})^2 + D_s^{v1}} \\ \dots \\ \sqrt{(x_N - x_{v1})^2 + (y_N - y_{v1})^2 + (z_N - z_{v1})^2 + D_s^{v1}} \end{array} \right\} \xrightarrow{\text{Iteration algorithm for } Sat_i, i=1, N} (\hat{x}_{s'}, \hat{y}_{s'}, \hat{z}_{s'}), \quad (11)$$

where $D_s^{v1} = c\Delta t_s^{v1}$ — the distance from spoofe to the antenna Y_1 , $(\hat{x}_{s'}, \hat{y}_{s'}, \hat{z}_{s'})$ — the calculated coordinates of the spoofe using an antenna Y_1 .

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_{v2})^2 + (y_1 - y_{v2})^2 + (z_1 - z_{v2})^2 + D_s^{v2}} \\ \sqrt{(x_2 - x_{v2})^2 + (y_2 - y_{v2})^2 + (z_3 - z_{v2})^2 + D_s^{v2}} \\ \dots \\ \sqrt{(x_N - x_{v2})^2 + (y_N - y_{v2})^2 + (z_N - z_{v2})^2 + D_s^{v2}} \end{array} \right\} \xrightarrow{\text{Iteration algorithm for } Sat_i, i=1, N} (\hat{x}_{s''}, \hat{y}_{s''}, \hat{z}_{s''}), \quad (12)$$

where $D_s^{v2} = c\Delta t_s^{v2}$ — the distance from spoofe to the antenna Y_2 , $(\hat{x}_{s''}, \hat{y}_{s''}, \hat{z}_{s''})$ — the calculated coordinates of the spoofe using an antenna Y_2 .

In this case, the distance between the antennas Y_1 and Y_2 is defined as

$$\hat{D}_{1-2} = \sqrt{(\hat{x}_{s'} - \hat{x}_{s''})^2 + (\hat{y}_{s'} - \hat{y}_{s''})^2 + (\hat{z}_{s'} - \hat{z}_{s''})^2} \cong 0. \quad (13)$$

The final rule for detecting spoofing after comparison of (8) and (11) is

$$\boxed{\text{if } \widecheck{D}_{1-2} \leq \check{D} \text{ then } \langle \text{Spoofing} \rangle \text{ else GNSS}} \quad (14)$$

where \check{D} — discriminant, determined on the basis of statistical studies at the stage of designing a real detection system.

The algorithm for spoofing detecting by estimating the dispersion of the pseudorange difference of two antennas

In the normal navigation mode, the pseudoranges of the antennas Y_1 and Y_2 differ from each other in some unknown, but significantly different values

$$\hat{\rho}_i = (\hat{\rho}_i' - \hat{\rho}_{i''}). \quad (15)$$

Therefore, the root-mean-square deviation (RMSD) of the differences in the pseudoranges of the antennas Y_1 and Y_2 will be significantly different from zero:

$$\sigma_{gnss} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\hat{\rho}_i' - \hat{\rho}_{i''})^2 - \frac{1}{N} (\sum_{i=1}^N (\hat{\rho}_i' - \hat{\rho}_{i''}))^2}{N-1}} \gg 0. \quad (16)$$

In the spoofing mode, the pseudoranges of the antennas Y_1 and Y_2 differ from each other by a certain constant value equal to $D_1 - D_2$. In this case RMSD differences of pseudoranges of antennas Y_1 and Y_2 is practically zero, that is

$$\sigma_s \cong 0. \quad (17)$$

The final rule for spoofing detection after comparison of (16) and (17) is

$$\boxed{\text{if } \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\hat{\rho}_i' - \hat{\rho}_{i''})^2 - \frac{1}{N} (\sum_{i=1}^N (\hat{\rho}_i' - \hat{\rho}_{i''}))^2}{N-1}} < \frac{\sigma_{gnss} - \sigma_s}{2} \text{ then } \langle \text{Spoofing} \rangle \text{ else GNSS}} \quad (18)$$

If we take $\sigma_{gnss} \gg \sigma_s$, then the decisive spoofing detection rule is written as

$$\boxed{\text{if } \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\hat{\rho}_i' - \hat{\rho}_{i''})^2 - \frac{1}{N} (\sum_{i=1}^N (\hat{\rho}_i' - \hat{\rho}_{i''}))^2}{N-1}} < \frac{\sigma_{gnss}}{2} \text{ then } \langle \text{Spoofing} \rangle \text{ else GNSS}} \quad (19)$$

Discussion of the decisive rules

The spoofing detector can be designed on the basis of one of the decisive rules or on the basis of any combination of decision rules. In any case, it is necessary to calculate the probabilities of the “False alarm (false positives)” and “Missing target (false negatives)” events (table 1).

Table 1

Mistakes of a decision of the first kind (False alarm) and the second kind (Missing target)

The decisive rule or combination of decision rules	Valid mode	
	GNSS	SPOOFING
Solving of Spoofing Detector	GNSS	The solution is right
	SPOOFING	False alarm

The issues of optimal design and selection of boundary conditions with the aim of minimizing the probabilities of “false alarm” and “missing target” are beyond the scope of this article. The application of Bayes’ theorem (or Bayesian formula) is considered as one of the widely used techniques.

Single-antenna spoofing detector

Suppose that the vehicle is moving in an arbitrary direction. The single-antenna Y is installed on the spoofing detector (fig. 8). Denote the position of the antenna at the time t as Y' , the position of the antenna at the time $t'' = t' + \Delta t$ as Y'' and the distance between the two antenna positions as D_{1-2} .

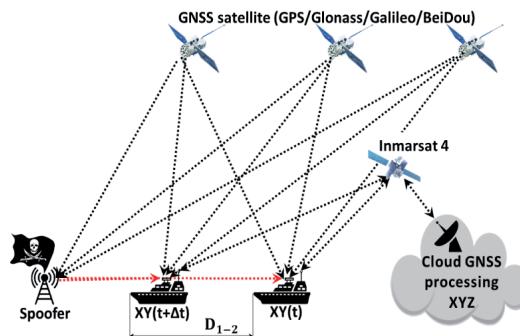


Fig. 6. Spoofing detector and single-antenna spoofing detector,
 D_{1-2} — the distance between two positions of single-antenna

Measuring the distance between two positions of single-antenna in normal navigation mode

The spoofing detector measures the coordinates of the antenna Y in two positions:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_{v'})^2 + (y_1 - y_{v'})^2 + (z_1 - z_{v'})^2} \\ \sqrt{(x_2 - x_{v'})^2 + (y_2 - y_{v'})^2 + (z_3 - z_{v'})^2} \\ \sqrt{(x_3 - x_{v'})^2 + (y_3 - y_{v'})^2 + (z_3 - z_{v'})^2} \end{array} \right\} \xrightarrow{\substack{\text{Iteration algorithm} \\ \text{for } Sat_i, i=1,3}} (\hat{x}_{v'}, \hat{y}_{v'}, \hat{z}_{v'}), \quad (20)$$

where $(x_{v'}, y_{v'}, z_{v'})$ — the unknown precise coordinates of the antenna Y at the time t' , $(\hat{x}_{v'}, \hat{y}_{v'}, \hat{z}_{v'})$ — the calculated coordinates of the antenna Y at the time t' .

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_{v''})^2 + (y_1 - y_{v''})^2 + (z_1 - z_{v''})^2} \\ \sqrt{(x_2 - x_{v''})^2 + (y_2 - y_{v''})^2 + (z_3 - z_{v''})^2} \\ \sqrt{(x_3 - x_{v''})^2 + (y_3 - y_{v''})^2 + (z_3 - z_{v''})^2} \end{array} \right\} \xrightarrow{\substack{\text{Iteration algorithm} \\ \text{for } Sat_i, i=\overline{1,3}}} (\hat{x}_{v''}, \hat{y}_{v''}, \hat{z}_{v''}), \quad (21)$$

where $(x_{v''}, y_{v''}, z_{v''})$ — the unknown precise coordinates of the antenna Y at the time $t'' = t' + \Delta t$, $(\hat{x}_{v''}, \hat{y}_{v''}, \hat{z}_{v''})$ — the calculated coordinates of the antenna Y at the time $t'' = t' + \Delta t$.

The distance between the antenna Y at the time t' and the antenna Y at the time $t'' = t' + \Delta t$ is comparable with the magnitude D_{1-2} :

$$\hat{D}_{1-2} = \sqrt{(\hat{x}_{v'} - \hat{x}_{v''})^2 + (\hat{y}_{v'} - \hat{y}_{v''})^2 + (\hat{z}_{v'} - \hat{z}_{v''})^2} \cong D_{1-2}. \quad (22)$$

Measurement of spacing between two positions of single-antenna in spoofing mode

A victim receives the same signal as the spoofer, but with some delay $\Delta t_s^{v'}$. It means that all receivers in the spoofing zone, calculate the same false coordinates, regardless of distance from spoofer to the victim:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_{v'})^2 + (y_1 - y_{v'})^2 + (z_1 - z_{v'})^2} + D_s^{v'} \\ \sqrt{(x_2 - x_{v'})^2 + (y_2 - y_{v'})^2 + (z_3 - z_{v'})^2} + D_s^{v'} \\ \sqrt{(x_3 - x_{v'})^2 + (y_3 - y_{v'})^2 + (z_3 - z_{v'})^2} + D_s^{v'} \end{array} \right\} \xrightarrow{\substack{\text{Iteration algorithm} \\ \text{for } Sat_i, i=\overline{1,3}}} (\hat{x}_{s'}, \hat{y}_{s'}, \hat{z}_{s'}), \quad (23)$$

where $D_s^{v'} = c\Delta t_s^{v'}$ — the distance from spoofer to the antenna Y at the time t' , $(\hat{x}_{s'}, \hat{y}_{s'}, \hat{z}_{s'})$ — the calculated coordinates of the spoofer using the antenna Y at the time t' .

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - x_{v''})^2 + (y_1 - y_{v''})^2 + (z_1 - z_{v''})^2} + D_s^{v''} \\ \sqrt{(x_2 - x_{v''})^2 + (y_2 - y_{v''})^2 + (z_3 - z_{v''})^2} + D_s^{v''} \\ \sqrt{(x_3 - x_{v''})^2 + (y_3 - y_{v''})^2 + (z_3 - z_{v''})^2} + D_s^{v''} \end{array} \right\} \xrightarrow{\substack{\text{Iteration algorithm} \\ \text{for } Sat_i, i=\overline{1,3}}} (\hat{x}_{s''}, \hat{y}_{s''}, \hat{z}_{s''}), \quad (24)$$

where $D_s^{v''} = c\Delta t_s^{v''}$ — the distance from spoofer to the antenna Y at the time $t'' = t' + \Delta t$; $(\hat{x}_{s''}, \hat{y}_{s''}, \hat{z}_{s''})$ — the calculated coordinates of the spoofer using the antenna Y at the time $t'' = t' + \Delta t$.

In this case, the distance between the antenna Y at the time t' and the antenna Y at the time $t'' = t' + \Delta t$ is defined as

$$\hat{D}_{1-2} = \sqrt{(\hat{x}_{s'} - \hat{x}_{s''})^2 + (\hat{y}_{s'} - \hat{y}_{s''})^2 + (\hat{z}_{s'} - \hat{z}_{s''})^2} \cong 0. \quad (25)$$

The decisive rule 1

The final rule for detecting spoofing after comparison of (20) and (23) is

$\text{if } \hat{D}_{1-2} \leq \bar{D} \text{ then } \langle \text{Spoofing} \rangle \text{ else } \text{GNSS},$

(26)

where \bar{D} — discriminant, determined on the basis of statistical studies at the stage of designing a real detection system.

Summary and conclusions

This paper has introduced the use of Cloud-Based GNSS Navigation for developing the novel concept of antispooing. We have presented the main features of one of the major antispooing Cloud-Based GNSS Navigation, describing the services. Next, we have discussed the general architecture of the antispooing Cloud-Based GNSS Navigation where GNSS raw samples can simultaneously be processed with nearly unlimited computing resources. This is of special interest for applications with computationally demanding techniques, such as indoor positioning and multi-constellation processing. It is also a very flexible scheme, since new functionalities and compatibility with future signal evolutions can easily be incorporated by updating the Cloud-Based GNSS Navigation software, regardless of the user terminals.

The risk of losing GNSS signal is growing every day. The accessories necessary for the manufacture of systems for GNSS spoofing are now widely available and this type of attack may be taken as advantage of not only by the military, but also by terrorists. The distortion of the signal includes a signal capture and playback at the same frequency with a slight shift in time and with greater intensity, in order to deceive the electronic equipment of a victim.

It is important to emphasize that GNSS is not only navigation. In the framework of the current threat model, GNSS interference is needed in order to drown out the reference signal of synchronous time that is used in a distributed network of radio electronic devices. That is, GNSS allows synchronizing with high accuracy time on stand-alone passive devices.

References

1. Dobryakova L., Lemeszewski Ł., Ochin E. Design and Analysis of Spoofing Detection Algorithms for GNSS Signals. *Scientific Journals of the Maritime University of Szczecin*, 2014, no. 40 (112), p. 47–52.
2. Dobryakova L., Lemeszewski Ł., Ochin E. Transport safety: the GNSS spoofing detecting using two navigators [Bezpieczeństwo w transporcie: wykrycie ataku GNSS spoofing za pomocą dwóch nawigatorów]. *Logistyka*, 2014, nr 3/2014, pp. 1328–1331.
3. Dobryakova L., Lemeszewski Ł., Ochin E. The vulnerability of unmanned vehicles to terrorist attacks such as GNSS-spoofing. *Scientific Journals of the Maritime University of Szczecin*, 2016, no. 46 (118), pp. 181–188.
4. Dobryakova L., Lemeszewski Ł., Ochin E. Protecting vehicles vulnerable to terrorist attacks, such as GNSS jamming, by electromagnetic interference shielding of antenna. *Scientific Journals of the Maritime University of Szczecin*, 2017, no. 50 (122), pp. 77–83.
5. GPS World (2015) Spoofing, Detection, and Navigation Vulnerability. Available at: <https://www.youtube.com/watch?v=qIX-MsYZvoM> (accessed 13.04.2018).
6. Humphreys T. E., Ledvina B. M., Psiaki M. L., O'Hanlon B. W., Kintner Jr. P. M. Assessing the Spoofing Threat: Development of a Portable GPS Civilian Spoofing. *Preprint of the 2008 ION GNSS Conference Savanna*. GA, 2008, September 16–19.
7. Jafarnia-Jahromi A., Broumandan A., Nielsen J., Lachapelle G. GPS Vulnerability to Spoofing Threats and a Review of Antispoofing Techniques. *Hindawi Publishing Corporation International Journal of Navigation and Observation*, 2012, Article ID127072. doi: 10.1155/2012/127072
8. Januszewski J. *Systemy satelitarne GPS, Galileo i inne*. PWN. 2010.
9. Jones M. The civilian battlefield. Protecting GNSS receivers from interference and jamming. *Inside GNSS*, 2011, vol. Mar./Apr., pp. 40–49.
10. Lucas-Sabola V., Seco-Granados G., López-Salcedo J. A., García-Molina J. A., Crisci M. Cloud GNSS receivers: New advanced applications made possible. *International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS)*. Barcelona, 2016, pp. 1–6.
11. Ochin E., Lemieszewski Ł., Luszniak E., Dobryakova L. The study of the spoofing's some properties with help of GNSS signal repeater. *Scientific Journals Maritime University of Szczecin*, 2013, 36 (108) z. 2, pp. 159–165.
12. Psiaki M. L., O'Hanlon B. W., Bhatti J. A., Shepard D. P., Humphreys T. E. Civilian GPS Spoofing Detection based on Dual-Receiver Correlation of Military Signals. *Proceedings of ION GNSS*. Portland, Oregon, 2011.
13. Raia M. The Benefits of Choosing a Cloud-Based GPS Tracking System. *CloudExpo Journal*, 2011, August 18. Available at: <http://cloudcomputing.sys-con.com/node/1950571> (accessed 13.04.2018)

14. Seco-Granados G., López-Salcedo J. A., Jimenez-Banos D., López-Risueno G. Challenges in Indoor Global Navigation Satellite Systems. *IEEE Signal Proc. Mag.*, 2012, vol. 29, no. 2, pp. 108–131.

15. Specht C. System GPS. *Biblioteka Nawigacji*, 2007, nr 1. Wydawnictwo Bernardinum. Pelplin.

Information about the author

Larisa A. Dobryakova received the M. S. degrees in Baltic State Technical University “Voenmeh” D. F. Ustinov in Russia in 1998 and the Ph. D. degree at West Pomeranian University of Technology in Poland, scientific discipline CS&IT in 2007.

From 2007 she is an associate professor at West Pomeranian University of Technology in Poland, Faculty of CS&IT, Department of Methods of Artificial Intelligence and Applied Mathematics.

Larisa A. Dobryakova is the co-author of 3 books and more than 40 articles. Her research interests focus on the problems of antiterrorism, including GNSS anti-spoofing.

Łukasz S. Lemieszewski received the M. S. degrees in computer and telecommunications networks from West Pomeranian University of Technology Szczecin in 2002, and the Ph. D. degree in Maritime University of Szczecin, scientific discipline transport in 2016.

From 2016 he is an assistant professor at The Jacob of Paradies University, Department of Technology, in Gorzów Wielkopolski, Poland.

Łukasz S. Lemieszewski is the co-author of 2 books and more than 20 articles. His research interests focus on spoofing and jamming detection methods using different types of receivers, and microelectromechanical system equipment. The scope of his interests comprises also network communication protocols and the security of their transmissions.

Evgeny F. Ochin received the M. S. degree in 1969, the Ph. D. degree in 1974 and the Ph. D.-habil. degree in 1997 in ITMO University (Saint Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Russia).

From 1974 to 2004, he was an assisted professor and professor in the department of computer technology and vice-rector on scientific work in ITMO University. From 1996 to 2001, he was vice-rector on informatization of Baltic State Technical University “Voenmeh” D. F. Ustinov. From 2002 to 2008, he was director of the Institute “Architecture of Computers and Telecommunications” and head of the department “Computer networks” of Szczecin Technological University, Poland. From 2008 to 2018 he is a professor of Maritime University of Szczecin (Poland), Navigation Faculty, Department of Marine Information Technology.

Evgeny F. Ochin is the author of 4 books, more than 160 articles, and more than 20 inventions. His research interests include CS&IT, safety of satellite navigation on land, sea and air, including anti-jamming and GNSS anti-spoofing, based on inertial navigation system.

Парадоксы при оценке погрешностей результатов измерений по действующим нормативным документам

Э. Г. Миронов¹, Г. Ж. Ордыянц²

¹Свободный ученый, Екатеринбург, Россия

²Уральский государственный лесотехнический университет,
Екатеринбург, Россия

galiord@rambler.ru

Аннотация. Рассмотрены методы суммирования систематических погрешностей по государственному стандарту ГОСТ Р 8.736–2011 и по рекомендациям Р50.2.038–2004. Показано, что предписания государственного стандарта и рекомендации по Р50.2.038–2004 частично противоречат друг другу. Так, по стандарту предусмотрено арифметическое суммирование систематических погрешностей, если число слагаемых $m = 2$, и геометрическое суммирование с коррекцией тех же погрешностей, если число слагаемых $m \geq 3$. Рекомендации предусматривают только геометрическое суммирование, независимо от слагаемых. Наличие в стандарте арифметического и геометрического приводит к парадоксу: суммарная погрешность при двух слагаемых может оказаться меньше суммарной погрешности при дополнении первых двух слагаемых третьим слагаемым. Рассмотрены также методы суммирования систематических и случайных погрешностей по государственному стандарту ГОСТ Р 8.736–2011, введенному в действие с 01.01.2013 впервые.

Ключевые слова. Нормативные документы, систематические погрешности, случайные погрешности, суммарные погрешности, методы суммирования, противоречивость методов суммирования, преодоление противоречий, рекомендации.

Paradoxes in the Evaluation of Errors in Measurement Results According to the Current Regulatory Documents

Eduard G. Mironov¹, Galina Zh. Orduyants²

¹ Freelance scientist, Ekaterinburg, Russia

² Ural State Forest Engineering University,
Ekaterinburg, Russia

galiord@rambler.ru

Abstract. The methods of summation of systematic errors according to the state standard GOST R 8.736–2011 and recommendations P50.2.038–2004 are considered. It is demonstrated that the requirements of the state standard and recommendations on P50.2.038–2004 are partially contradictory. So according to the standard, the arithmetic summation of systematic errors is provided, if the number of summands is $m = 2$, and the geometric summation with correction of the same errors, if the number of summands is $m \geq 3$. The recommendations provide only geometric summation, regardless of the summands. The presence of arithmetic and geometric summation in the standard leads to a paradox: the total error for two terms can be less than the total error when the first two terms add the third term. The same methods of summarizing systematic and random errors according to the state standard GOST R 8.736–2011, introduced since 01/01/2013 for the first time, are considered. Prior to the introduction of the new standard, the methods for processing the results of direct multiple measurements and calculating their errors were established by the state standard GOST 8.207–76, canceled in 2012.

Comparison of the new and old standards shows that they differ from each other only partially. The basic provisions of the old standard have been moved to a new standard and, together with them, the shortcomings of the old standard have shifted to the new standard. It is demonstrated that the use of prescriptions of both old and new standards leads to contradictory results in some cases. For example, when summing up the systematic not excluded and random errors, it may turn out that the total error is less than one of the summands. This is especially apparent when there are a small number of measurements and a high confidence probability. A new method for summing the systematic and random errors that are not excluded from the defect when summing up according to the GOST 8.736–2011 standard is proposed. When using the proposed summation method, the error is always larger than any of the summands or equal to it after rounding according to the current rules in metrology, if one of the summands is significantly smaller than the other.

Keywords. Normative documents, systematic errors, random errors, total errors, summation methods, inconsistency of summation methods, overcoming of contradictions, recommendations.

© Mironov E. G.. Orduyants G. Zh., 2018

Порядок суммирования систематических погрешностей определяется государственным стандартом ГОСТ Р 8.736–2011 [1], введенным в действие 01.01.2013 (впервые), и рекомендациями Р 50.2.038–2004 [2], введенными в действие 01.01.2005 взамен МИ1552–86.

Стандарт [1] распространяется на прямые многократные независимые измерения и устанавливает порядок оценки границ и доверительных границ неисключенной систематической погрешности (далее — НСП). Рекомендации [2] распространяются на прямые однократные измерения и устанавливают порядок оценки доверительных границ НСП.

Составляющими НСП, подлежащими суммированию, могут быть: инструментальная погрешность, погрешность используемого метода измерения и погрешности от влияющих факторов (например, от воздействия температуры, магнитного поля, вибрации и т. д.). Стандарт

[1] предусматривает два вида суммирования: арифметическое и геометрическое. Арифметическое суммирование проводится по формуле (1) при наличии двух слагаемых. Геометрическое суммирование — по формуле (2) при наличии трех и более слагаемых:

$$\theta_{\Sigma 1} = \pm \sum_{i=1}^m |\theta_j|, \quad (1)$$

$$\theta_{\Sigma 2} = \pm k \sqrt{\sum_{i=1}^m \theta_j^2}, \quad (2)$$

где $\theta_{\Sigma 1}$ — граница НСП; $\theta_{\Sigma 2}$ — доверительная граница НСП; m — число составляющих НСП; θ_j — граница j -ой составляющей НСП; k — коэффициент, определяемый принятой доверительной вероятностью P и числом составляющих НСП и их соотношением между собой.

Рекомендации предусматривают только геометрическое суммирование. Доверительную границу НСП (без учета знака) вычисляют в этом случае по формуле:

$$\theta(P) = k \sqrt{\sum_{j=1}^m \theta_j^2}, \quad (3)$$

где $\theta(P)$ — доверительная граница НСП; P — принятая доверительная вероятность; k — поправочный коэффициент, определяемый принятой доверительной вероятностью и числом составляющих НСП; θ_j — определено выше.

Вызывает недоумение тот факт, что два действующих нормативных документа по-разному трактуют одни и те же положения. Так, документ [1] предусматривает арифметическое и геометрическое суммирование составляющих НСП. Документ [2] предусматривает только геометрическое суммирование тех же самых величин. Документ [1] предписывает учитывать знаки при оценке границ НСП (по формулам (1) и (2)). Документ [2] рекомендует оценивать границу НСП без учета знака (по формуле (3)).

Объяснить рассмотренные отличия в оценке границ НСП тем, что документ [1] распространяется на многократные, а документ [2] — на однократные измерения, не представляется возможным, так как границы НСП от числа измерений не зависят. Напомним, что составляющими границы НСП являются: погрешность используемого средства измерения, погрешность используемого метода измерения и погрешности от влияющих факторов (температуры, электрических и магнитных полей, влажности и т.д.).

Каждая из перечисленных составляющих не зависит от числа измерений и может быть найдена до их проведения. Соответствен-

но, и границы НСП могут быть оценены до проведения каких-либо измерений.

Особенно серьезные возражения возникают в части использования в документе [1] и арифметического (по формуле (1)), и геометрического (по формуле (2)) суммирования. На примерах расчета границ НСП по формуле (1) и расчета доверительных границ НСП по формуле (2) покажем, к чему это противоречие может привести.

Пример 1

Для многократного измерения электрического напряжения планируется использовать вольтметр и метод измерений с известными погрешностями. Найти границы НСП, если погрешность вольтметра $\theta_1 = 0,9 \text{ В}$, а погрешность использованного метода измерения $\theta_2 = 0,7 \text{ В}$.

Учитывая, что число слагаемых $m = 2$, воспользуемся для оценки границы НСП $\theta_{\Sigma 1}$ формулой (1).

$$\theta_{\Sigma 1} = \pm(\theta_1 + \theta_2) = \pm(0,9 + 0,7) = \pm1,6 \text{ В.}$$

Итак, $\theta_{\Sigma 1} = \pm1,6 \text{ В.}$

Пример 2

Учитывая условия примера 1, найти с доверительной вероятностью $P = 0,95$ доверительные границы НСП, если дополнительно к погрешностям примера 1 требуется учесть температурную погрешность $\theta_3 = 0,5 \text{ В.}$

В данном случае $m = 3$ и необходимо воспользоваться формулой (2) для оценки доверительной границы НСП $\theta_{\Sigma 2}$.

$$\theta_{\Sigma 2} = \pm k \sqrt{\theta_1^2 + \theta_2^2 + \theta_3^2} = \pm 1,1 \sqrt{0,9^2 + 0,7^2 + 0,5^2} = \pm 1,4 \text{ В.}$$

Здесь принято $k = 1,1$ для $P = 0,95$ и $m = 3$.

Итак, $\theta_{\Sigma 2} = \pm 1,4 \text{ В.}$

Сопоставляя полученные результаты, легко заметить, что появление дополнительной температурной погрешности привело к уменьшению суммарной НСП. Следовательно, к существующим погрешностям добавилась еще одна, а суммарная НСП стала меньше. Такого парадокса не было при использовании прежнего государственного стандарта (ГОСТ 8.207–76 [3], ныне отмененного) по оценке погрешностей прямых многократных измерений. Нет отмеченного парадокса при использовании формулы (3), приведенной выше.

Недостатки стандарта [1] настолько очевидны, что требуется его значительная переработка. На наш взгляд, п. 8, «Доверительные границы неисключенной систематической погрешности», необходимо исключить. Вместо п. 8 стандарта [1] могут быть использованы п. 6.2.1 рекомендаций [2] (с использованием формулы (6) и пояснений к ней) или п. 4 стандарта [3].

Нам представляется, что п. 6.2.1 рекомендаций [2] и п. 4 стандарта [2] целесообразно несколько видоизменить. Пункт 8 стандарта [1] можно сформулировать в следующей редакции: доверительную границу неисключенной систематической погрешности результата измерения θ вычисляют (без учета знака) по формуле:

$$\theta = k \sqrt{\sum_{j=1}^m \theta_j^2}, \quad (4)$$

где θ_j — граница j -й НСП; m — число составляющих НСП; k — коэффициент, зависящий от принятой доверительной вероятности P и числа составляющих НСП.

Значение коэффициента k :

$$\begin{aligned} P = 0,95 & \quad m = 1 \quad k = 1,0; \\ P = 0,99 & \quad m = 1 \quad k = 1,0; \\ P = 0,99 & \quad m = 3 \quad k = 1,3; \\ P = 0,95 & \quad m \geq 2 \quad k = 1,1; \\ P = 0,99 & \quad m \geq 2 \quad k = 1,2; \\ P = 0,99 & \quad m \geq 4 \quad k = 1,4. \end{aligned}$$

Границы НСП результата измерения образуются из составляющих, в качестве которых могут быть:

- погрешность средства измерения;
- погрешность метода;
- погрешности, вызванные другими причинами.

При суммировании составляющих НСП результата измерения погрешности каждого типа рассматриваются как случайные величины, закон распределения которых считается равномерным.

Значения доверительных границ НСП по формуле (4) для примера 1 и примера 2 соответственно составят: $\theta_1 = 1,3$ В и $\theta_2 = 1,4$ В.

Таким образом, при использовании формулы (4) увеличение числа составляющих НСП приводит к увеличению суммарной погрешности. Другими словами, предлагаемый метод оценки доверительных границ НСП свободен от «парадокса», присущего стандарту ГОСТ Р 8.736–2011, и может быть использован на практике для решения метрологических задач при обработке результатов прямых многократных измерений.

В работах [4, 5] показано, что использование стандарта [3] приводит в ряде случаев к противоречивым результатам. Например, при суммировании неисключенной систематической и случайной погрешностей может оказаться, что суммарная погрешность меньше одного из слагаемых. В работе [6] отмечен другой недостаток стандарта [3] — сложность и громоздкость необходимых вычислений.

Оба указанных недостатка присущи и новому стандарту [1]. Для иллюстрации сказанного рассмотрим порядок вычисления погрешности

результатов измерения по ГОСТ 8.736–2011. При решении поставленной задачи оцениваются следующие величины: \bar{x} ; S ; $S_{\bar{x}}$; ε ; θ ; K ; S_{Σ} ; Δ .

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i, \quad (5)$$

где \bar{x} — среднее арифметическое значение; n — число измерений; x_i — результат i -го измерения.

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}}, \quad (6)$$

где S — среднее квадратическое отклонение (СКО).

$$S_{\bar{x}} = \frac{S}{\sqrt{n}}, \quad (7)$$

где $S_{\bar{x}}$ — СКО среднего арифметического значения.

$$\varepsilon = t \cdot S_{\bar{x}},$$

где ε — доверительные границы случайной погрешности (далее — случайная погрешность); t — коэффициент Стьюдента.

$$\Theta = \pm k \sqrt{\sum_{j=1}^m \Theta_j^2}, \quad (9)$$

где Θ — доверительные границы неисключенной систематической погрешности (далее — НСП); Θ_j — j -ая составляющая НСП; m — число слагаемых; k — коэффициент, зависящий от принятой доверительной вероятности P и числа слагаемых m .

$$\Delta = K \cdot S_{\Sigma}, \quad (10)$$

где Δ — доверительные границы оценки погрешности измеряемой величины (в дальнейшем — суммарная погрешность); K — коэффициент; S_{Σ} — суммарное СКО.

$$K = \frac{\Theta + \varepsilon}{S_{\Theta} + S_{\bar{x}}}, \quad (11)$$

где S_{Θ} — СКО неисключенной систематической погрешности.

$$S_{\Theta} = \frac{\Theta}{k\sqrt{3}}. \quad (12)$$

$$S_{\Sigma} = \sqrt{S_{\Theta}^2 + S_{\bar{x}}^2}. \quad (13)$$

Отметим, что S_{Θ} определяется из предположения, что неисключенная систематическая погрешность, рассматриваемая как случайная величина, подчиняется равномерному закону распределения (отсюда в знаменателе соотношения (12) присутствует $\sqrt{3}$).

Еще раз отметим, что суммарная погрешность Δ может оказаться меньше одного из слагаемых. Особенно заметен этот эффект при малом числе измерений, доверительной вероятности $P = 0,99$ и значительном отличии суммируемых величин друг от друга.

Для иллюстрации описанного парадокса рассмотрим численный пример оценки погрешности прямых многократных измерений в соответствии с требованиями стандарта [1].

Пример 3

Проведены многократные ($n = 4$) измерения постоянного электрического напряжения U и получены следующие значения: 220, 216, 222, 218 В. Верхний предел измерения вольтметра $U_K = 300$ В. Класс точности прибора 0,5. Методическая погрешность проведенных измерений $\Delta_M = 0,72$ В, доверительная вероятность $P = 0,99$. Закон распределения результатов измерения принимается нормальным.

Вычисления по соотношениям (5) — (13) с заданной доверительной вероятностью дали следующие результаты:

$$\bar{x} = \bar{U} = 219 \text{ В};$$

$$\Theta = 2,3222 \text{ В};$$

$$S = 2,5820 \text{ В};$$

$$K = 4,2465;$$

$$S_{\bar{U}} = 1,2910 \text{ В};$$

$$S_{\Sigma} = 1,6524 \text{ В};$$

$$\varepsilon = 7,5394 \text{ В};$$

После округления полученных результатов по принятым в метрологии правилам получим: $\varepsilon' = 8$ В; $\Delta' = 7$ В; $\bar{U}' = (219 \pm 7)$ В. Отметим, что правила округления приведены в стандарте [1] (приложение Е).

Проведенные вычисления показывают, что значение случайной составляющей погрешности $\varepsilon' = 8$ В, а значение суммарной погрешности Δ' составило только 7 В, то есть одно из слагаемых (случайная погрешность) оказалось больше суммарной на 1 В (примерно на 12,5%). При других соотношениях параметров «парадокс» может достигать 14–16 %.

Для преодоления описанного недостатка стандарта [1] и упрощения вычислений предлагается оценивать суммарную погрешность измерений по соотношению

$$\Delta = \sqrt{\Theta^2 + \varepsilon^2}. \quad (14)$$

Геометрическое суммирование по (14) используется для случайных величин (см., например, [7, 8]). В нашем случае случайная погрешность

ность ε является случайной величиной по определению. Неисключенная систематическая погрешность Θ , строго говоря, является систематической составляющей погрешности. Вместе с тем стандарт [1] рассматривает Θ при суммировании ее с ε как случайную величину с равномерным законом распределения (соотношения (12) и (13)).

Таким образом, геометрическое суммирование по (14) не противоречит требованиям стандарта [1] и хорошо согласуется с общепринятыми положениями метрологии, приведенными в работах [7, 8].

Проиллюстрируем суммирование погрешностей по (14) на численном примере.

Пример 4

С использованием условия примера 3 и результатов вычислений $\bar{x} = \bar{U} = 219$ В по (5), $\varepsilon = 7,5394$ В по (8) и $\Theta = 2,3222$ В по (9), находим по (14) суммарную погрешность измеряемой величины $\Delta = \pm 7,0167$ В. После округления полученных погрешностей до одного знака после запятой имеем: $\varepsilon' = 7,5$ В; $\Delta' = \pm 7,9$ В; $\Theta' = 2,3$ В. Измеряемая величина с учетом погрешности запишется как $U' = (219,0 \pm 7,9)$ В, т. е. случайная погрешность ε' меньше суммарной погрешности Δ' , рассчитанной по соотношению (14), как и должно быть при непротиворечивом суммировании (без парадоксов).

Отметим, что для наглядности округление значений погрешностей проведено с некоторым отступлением от правил округления, приведенных в обязательном приложении «Е» стандарта [1]. По действующим правилам значение погрешности округляют до одной значащей цифры, если первая значащая цифра округляемого числа, при движении слева направо больше или равна трем (этот случай имеет место в рассматриваемых примерах). При округлении по действующим правилам в первом случае получаются следующие значения: $\varepsilon' = 6$ В; $\Delta' = \pm 5$ В; $\bar{U}' = (219 \pm 5)$ В.

Легко заметить, что при «правильном» округлении «парадокс» от суммирования по стандарту [1] стал еще заметнее: одно из слагаемых (случайная погрешность) оказалось больше суммы (суммарной погрешности) на 1 В (примерно на 16 %).

Во втором случае при округлении по действующим правилам получаются следующие значения: $\varepsilon' = 8$ В; $\Delta' = \pm 8$ В; $\bar{U}' = (219 \pm 8)$ В. В этом случае случайная и суммарная погрешность получаются равными между собой, что вполне допустимо при малой систематической погрешности, которой можно пренебречь.

Вывод

При суммировании погрешностей по ГОСТ Р 8.736–2011 в ряде случаев вычисления дают противоречивые результаты: суммарная погрешность может оказаться меньше случайной погрешности, т. е.

сумма может оказаться меньше одного из слагаемых. Предложенный метод суммирования по соотношению (14) свободен от этого недостатка: суммарная погрешность по (14) всегда больше любого из слагаемых или (в отдельных случаях) равна ему. Другим достоинством предложенного метода является заметно меньшая трудоемкость его применения.

В заключение отметим, что в статье использована терминология в соответствии с рекомендациями РМГ 29–2013 [9].

Литература/References

1. ГОСТ Р 8.736–2011. ГСОЕИ. Измерения прямые многоократные. Методы обработки результатов измерений. Основные положения. Введен с 01.01.2013, впервые. М. : Изд-во стандартов, 2013.
GOST R 8.736–2011. GSI (State system for ensuring uniform measurement). Multiple direct measurements. Methods of measurement results processing. Main principles. Moscow, Izdarelstvo Standartov Publ., 2013. (In Russian)
2. Р 50.2.038–2004. ГСОЕИ. Измерения прямые однократные. Оценивание погрешностей и неопределенности результата измерения. Введены с 01.01.2005 взамен МИ 1552–86. М. : Изд-во стандартов, 2005.
R 50.2.038–2004. GSI (State system for ensuring uniform measurement). Direct single measurements. Estimation of errors and uncertainty of measurements result. Moscow, Izdarelstvo Standartov Publ., 2005. (In Russian)
3. ГОСТ 8.207–76. ГСИ. Прямые измерения с многоократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений. Основные положения. М., 1986.
GOST 8.207–76. GSI (State system for ensuring uniform measurement). Direct measurements with multiple observations. Methods of processing the results of observations. Basic principles. Moscow, 1986.
4. Миронов Э. Г., Ордынц Г. Ж. Оценка возможностей методов суммирования погрешностей прямых измерений // Измерительная техника. 1995. № 4. С. 10–12.
Mironov E. G., Orduyantz G. Zh. Ocena vozmozhnostej metodov summirovaniya pogreshnostej prjamyh izmerenij [Estimation of potentialities of methods of summation of direct measurement errors]. *Izmeritel'naja tekhnika* [Measurements techniques], 1995, vol. 38, no. 4, pp. 10–12. (In Russian)
5. Миронов Э. Г., Ордынц Г. Ж. Суммирование случайной и неисключенной систематической составляющих погрешности прямых измерений // Измерительная техника. 1998. № 6. С. 504–506.
Mironov E. G., Orduyantz G. Zh. Summirovanie sluchajnoj i neiskljuchennoj sistematiceskoj sostavljalushhih pogreshnosti prjamyh izmerenij [Summation of random and residual systematic components of errors in direct measurements]. *Izmeritel'naja tekhnika* [Measurements techniques], 1998, vol. 41, no. 6, pp. 504–506. (In Russian)

6. Шевелев А. В., Зацепилова Ж. В. Метод определения суммарной погрешности измерения // Метрология. 2010. № 8. С. 3–7.
 Shevelev A. V., Zacepilova Zh. V. Metod opredelenija summarnoj pogreshnosti izmerenija [Method of determination a total measurement error]. *Metrologiya* [Measurement Techniques]. 2010. vol. 8. P. 3–7. (In Russian)
7. Рабинович С. Г. Погрешности измерений. Л. : Энергия, 1978. 267 с.
 Rabinovich S. G. Pogreshnosti izmereniy [Measurment errors]. Leningrad, Energiya Publ., 1978. 262 p. (In Russian)
8. Новицкий П. В., Зограф И. А. Оценка погрешностей результатов измерений. 2-е изд, перераб. и доп. Л. : Энергоатомиздат, 1991. 248 с.
 Novickij P. V., Zograf I. A. Otsenka pogreshnostey rezul'tatov izmerenij [Valuation of errors of measurement results]. Leningrad, Energoatomizdat Publ., 1985. 248 p. (In Russian)
9. РМГ 29–2013. ГСИ. Метрология. Основные термины и определения. Введены с 01.01.2015 взамен РМГ 29–99. М. : Изд-во стандартов, 2015.
 RMG (transnational standardization recommendation) 29–2013. GSI (State system for ensuring uniform measurement). Metrology. Basic terms and definitions. Moscow, Izdarelstvo Standartov Publ., 2015. (In Russian)

Информация об авторах

Миронов Эдуард Георгиевич — кандидат технических наук, доцент Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (Екатеринбург, Россия).

Ордыянц Галина Жирайровна — кандидат технических наук, доцент Уральского государственного лесотехнического университета (Екатеринбург, Россия).

Information about the authors

Eduard G. Mironov is a Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor at Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (Ekaterinburg, Russian Federation).

Galina Zh. Ordyuants is a Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor at Ural State Forest Engineering University (Ekaterinburg, Russian Federation).

Поступила / Receiver: 27.04.2018

Принята в печать / Accepted: 14.07.2018

Алгоритм формирования радиолокационных изображений космических аппаратов со сверхразрешением на основе комплексирования спектрального оценивания и продолженной когерентной обработки

A. A. Казанцев¹, Д. А. Перов², А. А. Самородов¹, Б. А. Самородов¹

¹ Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия

alexandralalexandrakazantsev@gmail.com

² ПАО «Радиофизика», Москва, Россия

Аннотация. Представлен алгоритм формирования радиолокационных изображений (РЛИ) космических аппаратов (КА), основанный на комплексировании методов цифровой обработки когерентных широкополосных радиолокационных сигналов. Алгоритм позволяет повысить пространственное разрешение РЛИ КА как по продольной, так и по поперечной координате по сравнению с традиционной дальностно-доплеровской (ДД) обработкой. Приведены результаты экспериментальной отработки алгоритма.

Ключевые слова. Радиовидение, инверсный синтез апертуры, сверхразрешение, цифровая обработка сигналов, радиолокационный измерительный комплекс.

Super resolution algorithm for satellites inverse synthetic aperture radar imaging

Alexandr A. Kazantsev¹, Denis A. Perov²,

Alexey A. Samorodov¹, Boris A. Samorodov¹

¹ Mozhaisky space military academy, Saint-Petersburg, Russia

alexandralalexandrakazantsev@gmail.com

² PAO “Radiofizika”, Moscow, Russia

Abstract. The algorithm for inverse synthetic aperture radar imaging of satellites is presented. Proposed algorithm is based on different signal processing methods combination and allows to achieve better resolution both down and cross ranges in comparison with traditional Range-Doppler processing. In section 1 theoretical constraints related to traditional Range-Doppler processing are presented. In section 2 mathematical formulation of research problem are presented. Section 3 consists of detailed description of proposed algorithm. In section 4 experimental results given by use of anechoic chamber demonstrate quality of suggested algorithm. Section 5 summarizes conclusions by the subject of the article.

Keywords. Radar imaging, inverse synthetic aperture radar, super resolution, signal processing, anechoic chamber.

© Kazantsev A. A., Perov D. A., Samorodov A. A., Samorodov B. A., 2018

Введение

Интенсивное освоение космического пространства наряду с неуклонным снижением массогабаритных характеристик КА обуславливает необходимость совершенствования технических характеристик радиолокационных средств наблюдения, а также алгоритмов обработки измеряемой ими информации.

Применение когерентных широкополосных РЛС для обзора околосземного космического пространства позволяет получать РЛИ низкоорбитальных КА. Детальность РЛИ определяется количеством элементов разрешения, приходящихся на радиолокационный образ наблюдаемого КА по координатам продольной и поперечной дальности. При реализации в рассматриваемых РЛС режима инверсного синтезирования апертуры в сочетании с традиционной ДД-обработкой пространственное разрешение формируемых ими РЛИ определяется выражением (1), согласно которому размер элемента разрешения по продольной дальности обратно пропорционален ширине полосы частот F зондирующего импульса РЛС, а по поперечной — обратно пропорционален величине инверсно синтезируемой апертуры Ψ :

$$\Delta x = \frac{c}{2F}, \Delta y = \frac{\lambda_c}{2\Psi}, \quad (1)$$

где λ_c — средняя длина волны РЛС; c — скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве.

На сегодняшний день технически реализуемое значение F составляет порядка 10 % от центральной частоты $F \approx 0,1 f_c = 0,1c / \lambda_c$, а величина Ψ лимитирована условием внешней когерентности цели, характеризуемым миграцией локальных центров рассеяния (ЛЦР) по элементам разрешения РЛИ [1]:

$$\Delta y^2 > \frac{\lambda_c X_{\max}}{4}, \Delta x \Delta y > \frac{\lambda_c Y_{\max}}{4}, \quad (2)$$

где X_{\max} и Y_{\max} — максимальные габаритные размеры КА в продольном и поперечном направлениях соответственно. Приведенные выражения описывают принципиальные ограничения пространственного разрешения РЛИ, обусловленные как спецификой ДД-обработки, так и техническими характеристиками РЛС. Для их преодоления автора-

ми была поставлена задача по разработке алгоритма формирования РЛИ, основанного на комплексировании методов сверхразрешения и позволяющего синтезировать РЛИ с повышенным пространственным разрешением в сравнении с традиционной ДД-обработкой. При этом повышенное разрешение РЛИ по продольной координате реализуется путем применения методов спектрального оценивания (СО), а по поперечной — за счет реализации методов продолженной когерентной обработки (ПКО).

Постановка задачи

Этапу синтезирования РЛИ КА должен предшествовать ряд предварительных этапов сигнальной обработки: калибровка результатов когерентных широкополосных полнополяризационных измерений РЛХ КА; компенсация набегов фаз, обусловленных поступательным движением КА относительно РЛС; оценивание закона изменения ракурса наблюдения КА. Полагая, что предварительная обработка осуществлена, примем, что на вход алгоритма поступают результаты измерений частотно-ракурсной характеристики (ЧРХ) КА — зависимости комплексного коэффициента рассеяния (ККР) КА от частоты и ракурса локации при заданных поляризациях электромагнитного поля на передачу и прием $\dot{S}(f, \psi)$.

При локации КА в квазиоптической области рассеяния, когда максимальные продольный и поперечный габаритные размеры объекта существенно превышают среднюю длину волны РЛС $X_{\max} \gg \lambda_c$ и $Y_{\max} \gg \lambda_c$, отклик от КА представляет собой суперпозицию откликов от различных элементов конструкции (рис. 1) и его ЧРХ описывается выражением (3) [1].

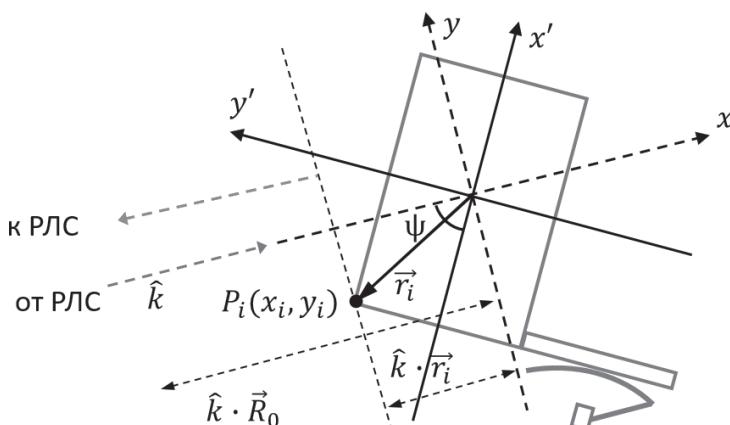


Рис. 1. Геометрия наблюдения при синтезировании РЛИ КА
Fig. 1. Observation geometry in inverse synthetic aperture radar imaging issue

$$\dot{S}(f, \psi) = \sum_{i=1}^Q \dot{S}_i(f, \psi) \exp(-j2\vec{k}\vec{r}_i(\psi)), \quad (3)$$

где $\dot{S}_i(f, \psi)$ — ЧРХ i -го локального центра рассеяния (ЛЦР) с координатами x_i, y_i по радиальной и поперечной дальностям соответственно относительно фазового центра (ФЦ) РЛИ; Q — количество ЛЦР; k — волновое число. В выражении (3) произведение $2\vec{k}\vec{r}_i(\psi)$ в показателе экспоненциального множителя характеризует положение ЛЦР на РЛИ для заданного ракурса локации ψ , а $\dot{S}_i(f, \psi)$ — амплитуду и форму функции рассеяния точки (ФРТ) соответствующего ЛЦР на РЛИ.

Раскрытие векторного произведения в показателе экспоненты позволяет представить выражение (3) в следующем виде:

$$\dot{S}(f, \psi) = \sum_{i=1}^P \dot{S}_i(f, \psi) \exp(-j2k(x_i \cos \psi + y_i \sin \psi)). \quad (4)$$

Тогда для функции РЛИ справедливо следующее выражение [2].

$$S(x, y) = \left| \frac{c}{2\pi} \int_{f_1}^{f_N} \int_{\psi_1}^{\psi_M} \sum_{i=1}^P \dot{S}_i(f, \psi) e^{j2k(x_i \cos \psi + y_i \sin \psi)} df d\psi \right|, \quad (5)$$

Выражение (5) может быть преобразовано к следующему виду:

$$S(x, y) = \sum_{i=1}^P S_i(x, y) h_i(x - x_i, y - y_i), \quad (6)$$

где $S_i(x, y)$ — амплитуда плотности распределения ККР i -го ЛЦР по двумерному пространству продольная дальность — поперечная дальность, значение которой определяется габаритными размерами и материалом элемента конструкции КА X_{\max}, Y_{\max} , на котором происходит рассеяние; $h(x, y)$ — функция рассеяния точки (ФРТ), амплитуда которой прямо пропорциональна произведению ширины полосы зондирующего сигнала F на размер инверсно синтезируемой апертуры Ψ , а форма определяется частотно-ракурсным поведением i -го ЛЦР (например, для элемента конструкции КА сферической формы сечение ФРТ по координате дальности будет иметь функциональную зависимость типа $\text{sinc}(x)$, а для поверхности цилиндрической формы — $\text{sinc}^2(x)$).

Исходя из (6) РЛИ необходимо рассматривать как совокупность ЛЦР, обусловленных проявлением тех или иных механизмов рассеяния (МР), определяемых условиями локации, особенностями геометрической формы и материалами элементов конструкции КА (рис. 2).



Рис. 2. Методический поход к формированию и интерпретации РЛИ
Fig. 2. Methodical approach to the formation and interpretation of radar images

В соответствии с характерными частотными, угловыми $\dot{S}_i(f, \psi)$ и поляризационными закономерностями рассеяния электромагнитного поля, возникающими на отдельных (локальных) элементах конструкции КА, выделяют следующую номенклатуру МР, проиллюстрированную на рис. 3, систематизированную и представленную в табл. 1 [3].

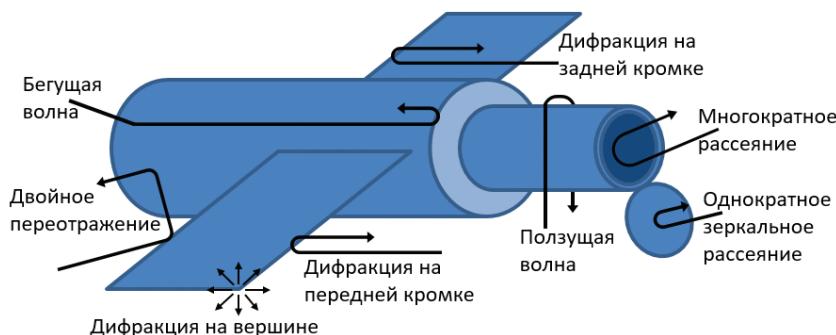


Рис. 3. Номенклатура МР КА типовой геометрической формы
Fig. 3. Scattering mechanisms of satellite with typical geometric shape

В общем случае каждому локальному элементу конструкции КА соответствует совокупность МР, однако, как правило, один из них доминирует над остальными, определяя частотные, угловые и поляризационные свойства указанного ЛЦР.

Применение методов СО и ПКО в целях формирования РЛИ со сверхразрешением сопряжено с наличием ошибок экстраполяции частотных характеристик (ЧХ) и интерполяции ЧРХ соответственно. Поэтому разрабатываемый алгоритм формирования РЛИ со сверхразрешением должен соответствовать задаваемым требованиям и иметь свои ограничения по применению, заключающиеся в нахождении компромисса между желаемой степенью повышения разрешения РЛИ и приемлемым уровнем ошибок амплитуд ЛЦР (независимо от того, какими МР они обусловлены).

Таблица 1

Квазиоптические МР КА типовой геометрической формы

Тип МР	Однократное зеркальное рассеяние	Многократное зеркальное рассеяние	Дифракция
Источник МР	Поверхность единой нулевой кривизны	Поверхность двойной кривизны	Двукратное рассеяние Тройкратное рассеяние
Геометрическая форма	Цилиндр высотой l с площадью A	Сфераонд	Двухгранный уголок Трехгранный уголок
Параметры описания	Радиусы кривизны ∞, a	Радиусы кривизны a_1, a_2	Длина грани b Длина грани b
Элементы конструкции КА	ПСБ, корпуса КА	Корпуса КА цилиндрической формы, СЗБ	Стыки корпуса КА и ПСБ Двигательные установки, места сопряжения модулей КА
Част. зав-ть f^{α}	f^2	f^1	f^2 f^0
Макс. ЭПР	$4\pi A^2 / \lambda^2$	kal^2	$8\pi a_1 a_2 / \lambda^2$ $12\pi b^4 / \lambda^2$
			l^2 / π $\lambda a / 2\pi$
			$\lambda^2 (\theta / 4)^{4.3}$ λ^2

Алгоритм

Предлагаемый алгоритм (рис. 4) основан на комплексировании различных методов цифровой обработки сигналов и содержит два ключевых этапа формирования РЛИ. Первый этап направлен на повышение разрешения РЛИ по радиальной дальности в соответствии с новым экстраполированным значением ширины полосы F' ЧХ КА. Второй этап заключается в повышении разрешения РЛИ по поперечной дальности в соответствии с увеличенным (продолженным) значением синтезируемой апертуры Ψ' за счет устранения эффекта миграции ЛЦР по элементам РЛИ и снятия ограничения (2).

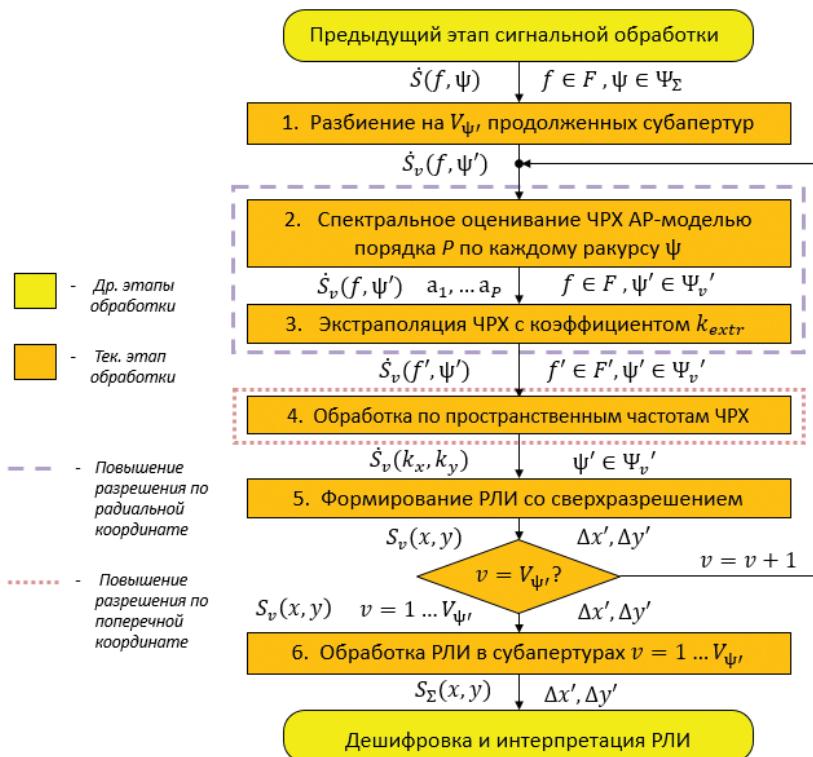


Рис. 4. Обобщенная блок-схема алгоритма формирования РЛИ со сверхразрешением

Fig. 4. Generalized block scheme of radar imaging formation with super resolution

На шаге 1 вся имеющаяся апертура $\psi \in \Psi_\Sigma$ разбивается на V_Ψ парциальных продолженных апертур (субапертур), каждая из которых содержит M_ψ отсчетов $\psi_{mv} \in \Psi_v$, где $v = 1 \dots V_\Psi$ — индекс парциальной продолженной апертуры, $m = 1 \dots M_\psi$ — индекс отсчетов ракурса в пределах парциальной продолженной апертуры. Субапертуры должны

иметь равные размеры, при которых $\Psi' = k_{\text{extend}} \Psi = \lambda_c F' / c = \lambda_c k_{\text{extr}} F / c$, где k_{extend} — коэффициент продолжения апертуры, а k_{extr} — коэффициент экстраполяции ЧХ, обеспечивающие формирование РЛИ КА с улучшенным поперечным разрешением, равным улучшенному радиальному $\Delta y' = \Delta x'$. Таким образом, все имеющиеся результаты измерений РЛХ на интервале когерентного накопления делятся на $V_{\Psi'}$ парциальных ЧРХ КА $\dot{S}_v(f_n, \Psi_m')$, где $n=1\dots N_F$ — индекс отсчетов частоты, а N_F — количество отсчетов частоты. Следует отметить, что для повышения эффективности дальнейшей цифровой обработки путем синтезирования наиболее полных в смысле наличия информации о геометрической форме КА РЛИ на *шаге 6* парциальные продолженные апертуры целесообразно выбирать с перекрытием. Однако эта особенность обуславливает дополнительные требования к вычислительным ресурсам. Далее на *шагах 2–5* выполняется идентичная для каждой субапертуры цифровая обработка.

На *шаге 2* для каждого ракурса проводится СО импульсной характеристики (ИХ) объекта $\dot{S}(t)$ авторегрессионным параметрическим методом Берга [4]. Суть данного метода заключается в том, что ИХ $\dot{S}(t)$ сопоставляется параметрическая модель $\dot{S}_p(t)$ порядка P , которая наиболее соответствует результатам измерений ЧХ $\dot{S}(f_n)$ в смысле минимума суммы квадратов ошибок линейного предсказания ЧХ вперед и назад. При этом ИХ рассматривается как передаточная характеристика объекта наблюдения. Z-преобразование $\dot{S}_p(t)$ имеет вид:

$$\dot{S}_p(z) = \frac{b_0}{A(z)} = b_0 / \left(1 - \sum_{i=0}^Q a_i z^{-i} \right), \quad (7)$$

где a_i — параметры авторегрессионной модели; b_0 — мощность шума.

В общем случае получение аналитической оценки модели ЧХ при помощи найденных параметров авторегрессионной модели a_i не является корректным в связи с отсутствием априорной информации о количестве ЛЦР объекта, проявляющихся при заданном ракурсе наблюдения Ψ_m' . Однако при априорно известном числе ЛЦР объекта Q , когда порядок P соответствует их количеству ($P = Q$), при помощи указанной модели может быть получена достоверная параметрическая оценка ЧХ объекта в следующем виде:

$$\dot{S}_p(f_n) = \sum_{i=1}^P a_i p_i^n, \quad (8)$$

где p_i — полюса $\dot{S}_p(z)$.

Сопоставляемая достоверная модель $\dot{S}_p(f_n)$ позволяет оценить геометрическую форму объекта наблюдения. В общем случае Q для каж-

дого ракурса ψ_m' является неизвестным, и для его оценивания применяются широко распространенные информационные критерии, такие как AIC или MDL [5, 6]. Однако их использование для КА как для объекта сложной формы представляется затруднительным. По этой причине оценивание ЧХ в расширенной полосе частот $\dot{S}(f_n')$, $f_n' \in F'$, выполняется посредством экстраполяции на основе имеющихся результатаов измерений $\dot{S}(f_n)$, $f_n \in F$, и результатов оценивания параметров авторегрессионной модели a_i порядка P , в общем случае отличного от числа МР, проявляющихся для заданного ракурса $P \neq Q$. Для надежного оценивания параметров модели a_i ее порядок обычно выбирается согласно правилу $P = N_F / 3$ [7].

Достоинством метода СО Бёрга является устойчивость к низким значениям отношения сигнал/шум (ОСШ) [8], а ключевым недостатком — игнорирование частотных зависимостей амплитуд ЛЦР $f^{a_i} = f^0$ (см. табл. 1), приводящее к ошибкам их спектрального оценивания и проявляющееся в ошибках экстраполяции на шаге 1.

На *шаге 3* алгоритма проводится экстраполяция измеренной ЧХ за пределы полосы измерений $f \rightarrow f'$ в соответствии с заданным значением коэффициента экстраполяции $k_{extr} = F'/F$. Экстраполированные значения отсчетов ЧХ определяются при помощи найденных параметров авторегрессионной модели a_i как линейная комбинация предыдущих (рис. 5).

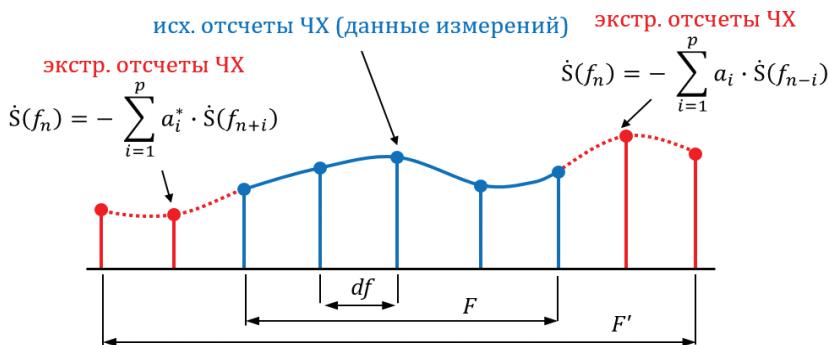


Рис. 5. Экстраполяция ЧХ КА за пределы полосы измерений

Fig. 5. Bandwidth extrapolation technique

Для оценивания качества экстраполяции был сформирован набор тестовых элементарных радиолокационных отражателей простой формы (пластина, цилиндр, конус, сфера и т. д.) и рассчитана библиотека их РЛХ, что позволило охватить всю номенклатуру МР, присущую КА типовой геометрической формы (см. рис. 3 и табл. 1).

На рис. 6 справа показан пример повышения разрешения по дальности для тестового объекта вида сфера — конус — конус, слева показаны МР, характерные для данного объекта при носовом (нулевом) ракурсе локации. Из рисунка видно, что за счет экстраполяции ЧХ на дальностном портрете (ДП) $S_{\text{экстр}}(x)$ (синяя кривая) разрешаются МР, которые до этого не разрешались на $S_{\text{исх}}(x)$ (черная кривая). Из сравнения эталонного ДП $S_{\text{эталон}}(x)$ (зеленая кривая) и $S_{\text{экстр}}(x)$ видно, что для всех МР ошибки амплитуд ЛЦР незначительны.

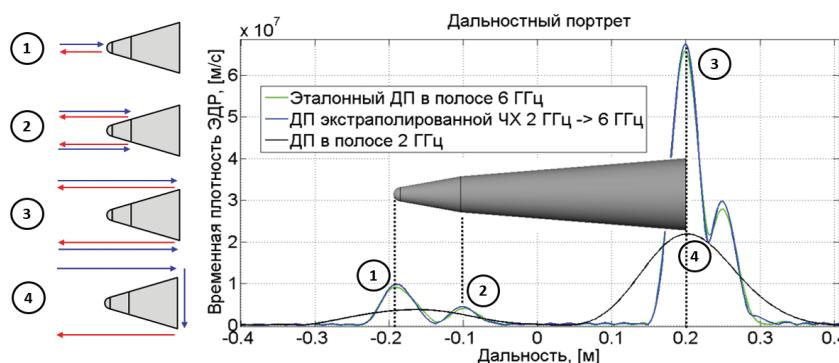


Рис. 6. Дальностные портреты тестового объекта вида сфера — конус — конус

Fig. 6. Sphere-cone-cone test object's range profiles

Использование библиотеки РЛХ объектов простой формы позволило установить, что при локальном для МР ОСШ $q = 20$ дБ и $k_{\text{extr}} = 3$ ошибки амплитуд ЛЦР на одномерных дальностных портретах $S(x)$ не превышают 10 % от своего номинального значения для всей номенклатуры МР, в том числе и поверхностно-волновых (ползущая, бегущая волны).

На *шаге 4* алгоритма для каждой парциальной экстраполированной ЧРХ КА $\dot{S}_v(f_n', \psi_m')$ применяется полярная обработка (ПО) [1, 2], относящаяся к одному из методов ПКО и устраниющая миграцию ЛЦР по элементам разрешения. Сущность ПО заключается в интерполяции ЧРХ $\dot{S}_v(f_n', \psi_m')$, сформированных в координатах частота — ракурс, к характеристикам рассеяния объекта, заданных в координатах компонент пространственной частоты $\dot{S}_v(k_x, k_y)$ (рис. 7).

Указанный переход $\dot{S}_v(f_n', \psi_m') \rightarrow \dot{S}_v(k_x, k_y)$ может быть выполнен посредством различных алгоритмов интерполяции: линейной, кубической, сплайн-интерполяции и др., выбираемых в зависимости от соотношения требуемой оперативности вычислений и качест-

ва результата. К недостаткам любого из перечисленных алгоритмов интерполяции следует отнести шумы, приводящие к снижению локального ОСШ для ЛЦР.



Рис. 7. Полярная обработка

Fig. 7. Polar formatting

В [9] проведена сравнительная оценка эффективности применения различных алгоритмов ПКО по отношению к формированию РЛИ посредством численного интегрирования (ЧИ) выражения (5) с использованием модельных РЛХ миры, состоящей из пяти равноудаленных точечных ЛЦР с одинаковыми постоянными единичными амплитудами $\dot{S}_v(f_n', \psi_m') = 1$. На рис. 8 в логарифмическом масштабе показаны РЛИ указанной миры, нормированные к уровню 0 дБ, полученные с использованием различных методов обработки.

Видно, что на РЛИ (а), сформированном посредством традиционной ДД-обработки, возникает миграция ЛЦР по элементам РЛИ, приводящая к искажению их амплитуд. В наибольшей степени искажаются амплитуды наиболее удаленных от ФЦ РЛИ отражателей. РЛИ (б), полученное посредством ПО, соответствует эталонному РЛИ (в), сформированному путем ЧИ выражения (5). Меньший контраст РЛИ (б) по отношению к РЛИ (в) обусловлен возрастанием уровня фона РЛИ вследствие появления шумов интерполяции.

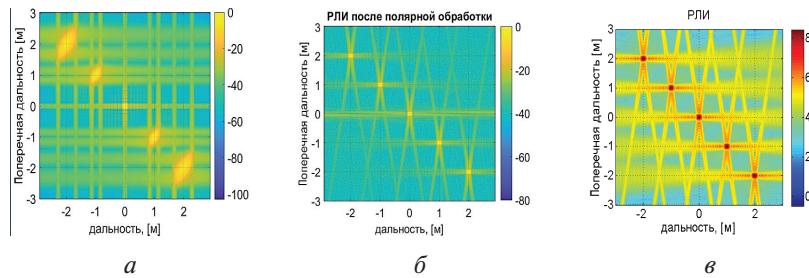


Рис. 8. РЛИ миры, полученное с помощью: *а* — ДД-обработки, *б* — ПО, *в* — ЧИ

Fig. 8. Test object's radar images formed by different algorithm types:
а — Range-Doppler; *б* — polar formatting; *в* — numerical integration

На рис. 9 представлена зависимость относительной амплитуды ЛЦР от его радиальной удаленности от ФЦ РЛИ при применении различных алгоритмов ПО в условиях отсутствия избыточности количества отсчетов ЧРХ $\dot{S}_v(f_n', \psi_m')$.

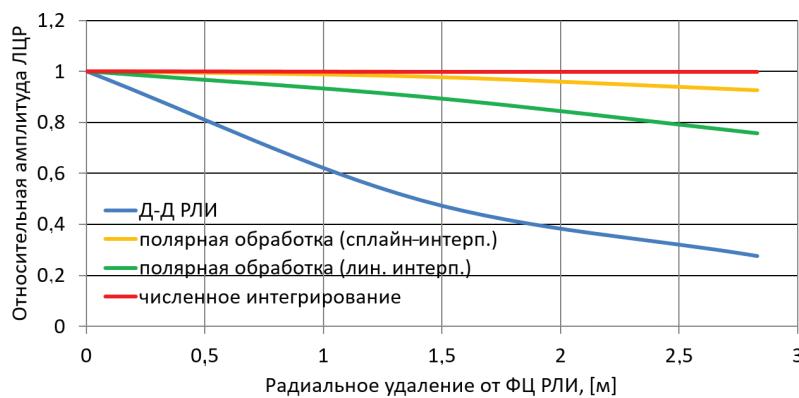


Рис. 9. Зависимость относительной амплитуды ЛЦР от его радиальной удаленности от ФЦ РЛИ для различных алгоритмов ПО

Fig. 9. Scatterers amplitude error dependency from radial distance for various algorithms types

Представленные зависимости свидетельствуют о том, что при удалении ЛЦР на 3 м от ФЦ РЛИ ошибки амплитуд ЛЦР при кубической сплайн-интерполяции не будут превышать 10 % при ОСШ $q = 20$ дБ. В случае избыточности количества отсчетов ЧРХ ошибки интерполяции для обоих случаев снижаются, при этом ошибки линейной интерполяции будут стремиться к ошибкам сплайн-интерполяции.

Данный шаг алгоритма позволяет синтезировать апертуру большего размера $\Psi \rightarrow \Psi'$, устранив эффект миграции ЛЦР по элементам

РЛИ, т. е. выбирать новое значение размера апертуры Ψ' исходя из требования получения РЛИ КА с поперечным разрешением, равным радиальному $\Delta y' = \Delta x'$.

Далее, на *шаге 5* выполняется непосредственно синтезирование двумерных парциальных РЛИ КА со сверхразрешением по обеим координатам по сравнению с традиционной ДД-обработкой $\hat{S}_i(x, y)$. посредством обращения $\hat{S}_i(k_x, k_y)$ оператором двумерного обратного быстрого преобразования Фурье вдоль компонент пространственной частоты, что существенно сокращает время, необходимое для синтезирования РЛИ по сравнению с ЧИ выражения (5). Применение алгоритма быстрого преобразования Фурье стало возможным за счет реализации ПО на предыдущем шаге алгоритма.

На *шаге 6* алгоритма, заключительном, применяется еще один метод ПКО — метод субапертур [10], сущность которого заключается в следующем. Конечное РЛИ формуется путем суммирования парциальных РЛИ, повернутых на угол, соответствующий разнице между значением центрального ракурса для опорной субапертуры и значением центрального ракурса для v -й субапертуры $\Delta\psi_{0v} = \psi_{0\text{оп}} - \psi_{0v}$ (рис. 10). На рис. 10 в качестве опорного выбрано значение $\psi_{0\text{оп}} = \psi_{01}$.

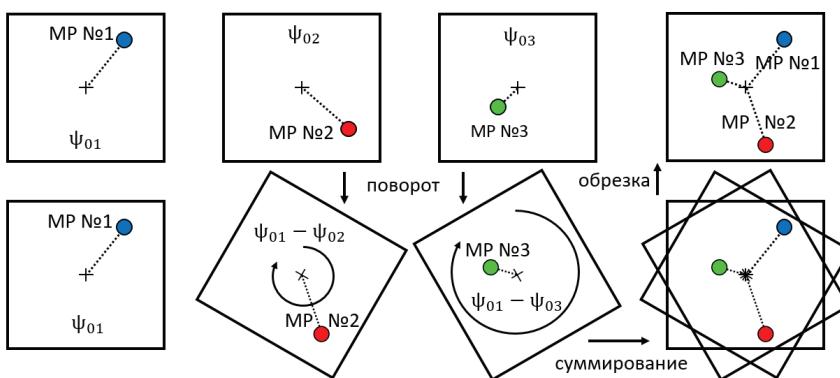


Рис. 10. Метод субапертур
Fig. 10. Sub-apertures processing

Целью данного шага является формирование конечного РЛИ, на котором проявляется большее количество различных МР КА, доминирующих в общем случае при разных значениях угла наблюдения ψ . При этом складываемые парциальные РЛИ необходимо выбирать таким образом, чтобы обеспечивалось приблизительное равенство локальных ОСШ для различных МР после выполнения суммирования. В противном случае МР, доминирующий сразу в нескольких субапер-

турах, когерентно просуммировавшихся несколько раз, приведет к ухудшению радиометрического разрешения РЛИ в силу увеличения динамического диапазона при одном и том же количестве уровней его квантования. Так же следует действовать и при формировании РЛИ на основе комплексирования данных измерений различных поляризационных компонент ПМ ЧРХ.

В результате применения метода субапертур на заключительном шаге алгоритма конечное РЛИ будет наиболее полным в смысле наличия информации о геометрической форме КА (взаимном расположении, конфигурации и размерах элементов конструкции КА), что повысит возможности по его интерпретации.

Экспериментальная отработка алгоритма

Экспериментальная отработка предложенного алгоритма проводилась на базе сертифицированного радиолокационного измерительного комплекса «Цунами-3» ВКА им. А. Ф. Можайского. Основными элементами РИК «Цунами-3» являются: безэховая экранированная камера (БЭК); антенный коллиматор; опорно-поворотное устройство (ОПУ) и измерительное оборудование. Схема электродинамического эксперимента представлена на рис. 11.

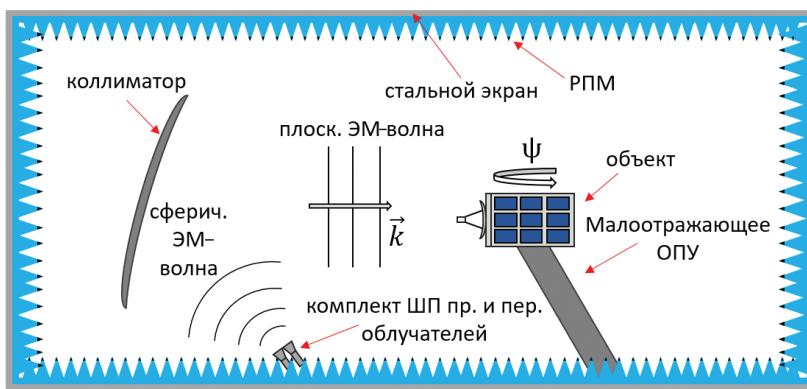


Рис. 11. Схема проведения эксперимента в БЭК

Fig. 11. Scheme of experiment in anechoic chamber

В качестве тестового объекта был выбран КА дистанционного зондирования Земли *SkySat-2*, для которого была изготовлена полномасштабная электродинамическая модель. Внешний вид КА и размещение его модели на ОПУ в БЭК показаны на рис. 12.

Для отработки алгоритма были проведены измерения РЛХ модели КА в полосе частот $F = 8-12$ ГГц и секторе ракурсов $-45 < \psi < 45$ в линейном ортогональном поляризационном базисе (VV, VH, HV,

НН). Ракурсу наблюдения $\psi = 0$ соответствовало направление, нормальное к плоскости объектива КА. Далее рассмотрена только НН-компонент ПМ ЧРХ.

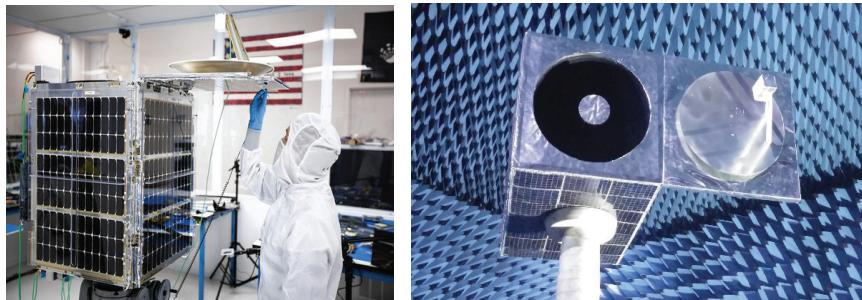


Рис. 12. КА SkySat-2 (слева) и его модель на ОПУ в БЭК (справа)

Fig. 12. SkySat-2 (left) and full-size scale model on turntable in anechoic chamber (right)

По данным измерений было сформировано $V_\psi = 37$ исходных ЧРХ с шагом $d\psi_0$ по значению центрального ракурса субапертуры, равного $2,5^\circ$. В качестве опорной была выбрана ЧРХ для $\psi_0 = 0$ в усеченной полосе частот 1,3 ГГц (9,35–10,65 ГГц) и усеченной апертуре 0,13 рад. ($-0,075$ – $0,075$ рад.).

Первоначально для каждой исходной ЧРХ была сформирована ЧРХ в полосе частот $F = 9,35$ – $10,65$ ГГц и продолженной апертуре $\Psi' = 0,39$ рад. Далее в соответствии с первым и вторым шагами алгоритма каждая сформированная ЧРХ была спектрально оценена и экстраполирована вниз и вверх по частоте при $k_{\text{extr}} = 3$, что соответствовало полосе частот $F' = 8,05 < f' < 11,95$ ГГц.

Экстраполированная опорная ЧРХ представлена рис. 13, б. На рис. 13, г показана эталонная (измеренная в полосе 8,05–11,95 ГГц) ЧРХ, соответствующая экстраполированной опорной. Сравнение добавленных поверх ЧРХ пунктирных линий на рис. 13, б, г показывает проявление ошибок экстраполяции, что является следствием игнорирования частотных зависимостей ЛЦР.

В соответствии с третьим шагом разработанного алгоритма каждая экстраполированная ЧРХ была интерполирована к сетке компонент пространственной частоты $S_v(f', \psi') \rightarrow S_v(k_x, k_y)$ (рис. 13, в). Далее по интерполированным характеристикам были сформированы 37 парциальных РЛИ модели КА.

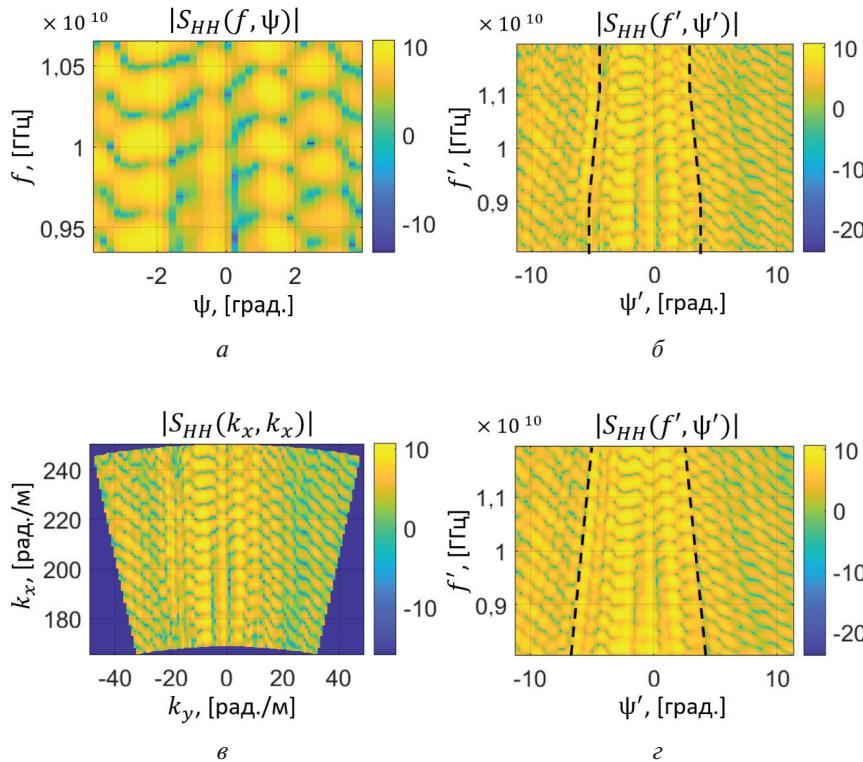


Рис. 13. РЛХ модели SkySat-2

Fig. 13. Backscattering radar characteristics of SkySat-2 model

РЛИ для опорной ЧРХ представлены на рис. 14: *а* — полученное посредством ДД-обработки по исходной ЧРХ, приведенной на рис. 13, *а*; *б* — полученное посредством ДД обработки по экстраполированной в расширенном диапазоне ракурсов наблюдения ЧРХ, приведенной на рис. 13, *б*; *в* — полученное посредством разработанного алгоритма по данным характеристики, приведенной на рис. 13, *в*; *г* — полученное посредством численного интегрирования эталонной ЧРХ, представленной на рис. 13, *в*. Таким образом, РЛИ на рис. 14 расположены в порядке улучшения качества.

Из рис. 14 видно, что РЛИ (*в*), сформированное посредством предложенного алгоритма, в наибольшей степени соответствует эталонному РЛИ (*г*), позволяя достаточно точно оценить форму, продольный и поперечный размеры основных элементов конструкции КА, в отличие от РЛИ (*а*), полученного посредством традиционной ДД-обработки.

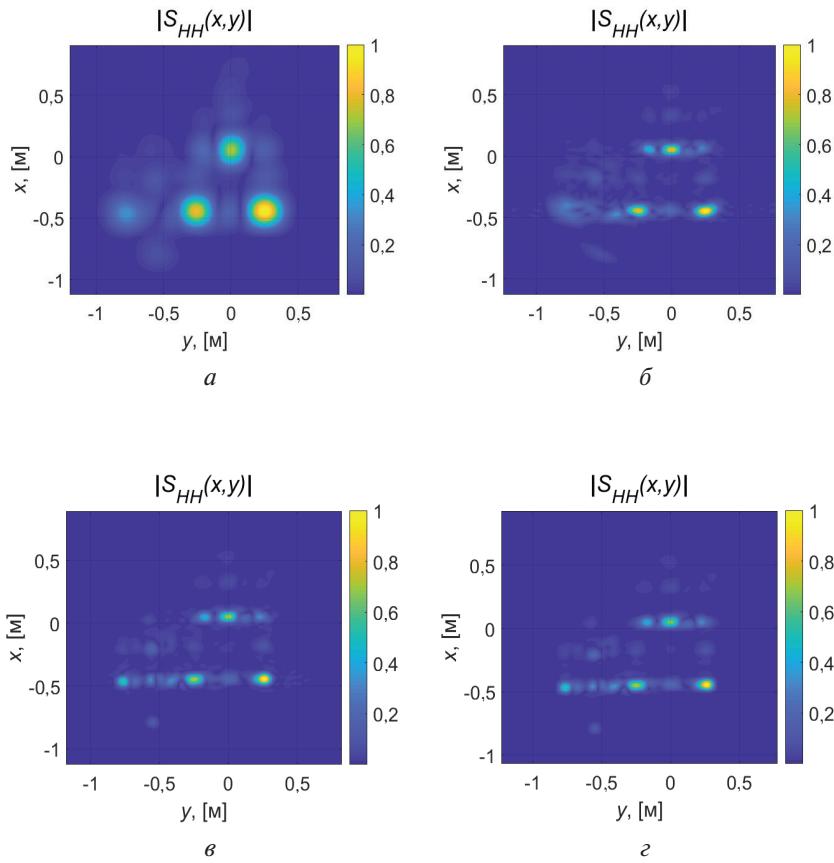


Рис. 14. РЛИ электродинамической модели КА SkySat-2

Fig. 14. SkySat-2 full size scale model radar images

РЛИ на рис. 14, б демонстрирует необходимость применения полярной обработки после экстраполяции ЧХ, так как по нему нельзя достоверно оценить размеры тех или иных элементов конструкции КА в силу наличия эффекта миграции ЛЦР. Согласно выражению (2) для КА больших размеров указанный эффект будет проявляться сильнее, следовательно, возрастает необходимость комплексирования методов сверхразрешения.

На заключительном шаге алгоритма из парциальных РЛИ, синтезированных на основе комплексирования методов сверхразрешения в соответствии с шагами 2–5 алгоритма, было сформировано суммарное конечное РЛИ на основе применения метода субапертур (рис. 15).

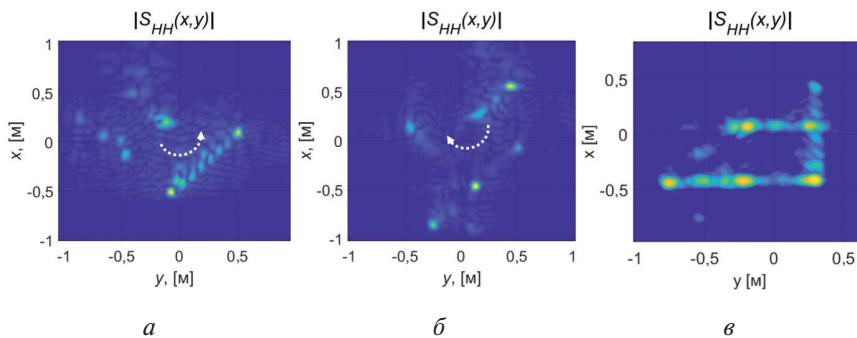


Рис. 15. Применение метода субапертур для макета КА SkySat-2

Fig.15. Realization of sub-aperture's method for SkySat-2 full-scale model

На рис. 15, *a*, *б* показаны парциальные РЛИ, синтезированные в субапертурах для значений $\psi_0 = -45^\circ$ и $\psi_0 = +45^\circ$ соответственно. Парциальное опорное РЛИ представлено выше на рис. 14, *в*. На рис. 15, *в* представлено конечное РЛИ, полученное посредством применения метода субапертур. Из рис. 15, *в* видно, что ЛЦР, обусловленные МР, связанными с геометрической формой КА, складываются когерентно, в то время как фантомные ЛЦР, а также боковые лепестки ЛЦР — нет.

Заключение

Предложенный алгоритм ориентирован на реализацию в перспективных широкополосных РЛС радиовидения с инверсным синтезированием апертуры и позволяет существенно повысить их информационные возможности по наблюдению КА. Так, при достаточно высоком значении ОСШ $q > 20$ дБ может быть достигнуто троекратное улучшение разрешения по обеим координатам РЛИ, при этом ошибки амплитуд ЛЦР на РЛИ не будут превышать уровня 20 % от своих истинных значений вне зависимости от типа соответствующего им МР.

Ключевым преимуществом предлагаемого алгоритма является его устойчивость к шуму. Некорректный учет в алгоритме частотной зависимости амплитуд ЛЦР в общем случае несущественно отражается на дешифровочных свойствах РЛИ, определяемых в основном их детальностью.

Апробация алгоритма с использованием результатов полунатурного физического моделирования подтверждает его возможности по улучшению разрешения формируемого РЛИ при обработке ЧРХ малоразмерного КА, измеренных в ограниченной полосе частот. Для КА больших электрических размеров достоверность получаемых посредством разработанного алгоритма результатов будет возрастать.

Возможным путем совершенствования предложенного алгоритма является использование методов спектрального оценивания, позволяющих учесть частотную зависимость амплитуд ЛЦР КА.

Литература/References

1. Ausherman D., Kozma A., Walker J., Jones H., Poggio E. Developments in radar imaging. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1984, vol. 20, no. 4, pp. 363–400.
2. Ozdemir C. *Inverse synthetic aperture radar imaging with MATLAB*. Wiley series in microwave and optical engineering. New Jersey, 2012.
3. Knott E., Shaeffer J., Tuley M. *Radar Cross Section*. Second Edition. SciTech Publishing, Raleigh, 2004.
4. Burg J. P. *Maximum Entropy Spectral Analysis*. PhD thesis. Stanford University, 1975.
5. Aikaike H. A New Look at the Statistical Model Identification. *IEEE Transactions on automatic control*, 1974, vol. AC-19, no. 6, pp. 716–723.
6. Rissanen J. Modeling By Shortest Data Description. *Automatica*, 1978, vol. 14, pp. 465–471.
7. Moore T., Zuerndorfer B., Burt C. Enhanced Imagery Using Spectral-Estimation-Based Techniques. *Lincoln laboratory journal*, 1997, vol. 10, no. 2, pp. 171–186.
8. Stoica P., Moses R. *Spectral Analysis of Signals*. Pearson Education, 2005. 512 p.
9. Казанцев А., Самородов А., Самородов Б. Сравнительный анализ методов продолженной когерентной обработки при синтезировании радиолокационных изображений космических объектов // Сборник докладов XXII Международной конференции «Радиолокация, навигация, связь». 2016. С. 1178–1190.
10. Kazantsev A., Samorodov A., Samorodov B. Sravnitel'nyj analiz metodov prodolzhennoj kogerentnoj obrabotki pri sintezirovaniij radiolokacionnyh izobrazhenij kosmicheskikh ob'ektov [Different kind of extended coherent processing methods comparative estimation in inverse synthetic aperture radar application]. *Sbornik dokladov XXII Mezhdunarodnoj konferencii Radiolokacija navigacija svjaz'* [Collection of reports XXII International conference Radar Navigation Communication]. 2016, pp. 1178–1190. (In Ruusian)
11. Borison S., Bowling S., Cuomo K. Super-Resolution Methods for Wideband Radar. *The Lincoln laboratory journal*, 1992, vol. 5, no. 3, pp. 441–461.

Сведения об авторах

Казанцев Александр Александрович — начальник лаборатории, старший научный сотрудник Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург

Перов Денис Алексеевич — начальник сектора ПАО «Радиофизика», perovda@ya.ru, г. Москва.

Самородов Алексей Аркадьевич — кандидат технических наук, старший научный сотрудник отдела Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, superalex1964@inbox.ru, г. Санкт-Петербург.

Самородов Борис Аркадьевич — старший научный сотрудник лаборатории Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург.

Information about the authors

Alexandr A. Kazantsev — head of laboratory, senior researcher, Mozhaysky Space-military academy, г. Saint-Petersburg.

Denis A. Perov, head of sector, PAO «Radiophysics», perovda@ya.ru, Moscow.

Alexey A. Samorodov, Candidate of technical science, senior researcher of department, Mozhaysky Space-military academy, superalex1964@inbox.ru, Saint-Petersburg.

Boris A. Samorodov, senior researcher of laboratory, Mozhaysky Space-military academy, Saint-Petersburg.

Поступила / Receiver: 17.06.2018

Принята в печать / Accepted: 18.07.2018

Анализ помехоустойчивости РЛС с синтезированной апертурой

Л. Г. Доросинский

Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина,
Екатеринбург, Россия
1.dorosinsky@mail.ru

Аннотация. В работе рассмотрена задача анализа влияния помех на эффективность обнаружения/распознавания сигналов в космической РЛС с синтезированной апертурой. Для bistатической РСА получены формулы для расчета отношений сигнал/помеха и коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха при обработке сигнала в нефокусированной и фокусированной РЛС с синтезированной апертурой, а также приведены примеры расчета названных характеристик для типовой РСА. Приведены примеры построения зон подавления РЛС помехой и примеры зависимости коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха от расстояния постановщика помехи по азимуту. Результаты могут быть использованы при расчете помехозащищенности современных и перспективных РЛС космического базирования.

Ключевые слова. РЛС, сигнал, помеха, коэффициент улучшения, зоны подавления.

Analysis of Noise Immunity of Radar With Synthetic Aperture

Leonid G. Dorosinsky

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

1.dorosinsky@mail.ru

Abstract. The paper considers the problem of analyzing the impact of noise on the efficiency of signals recognition in a space-based synthesized aperture radar (SAR). For the bistatic SAR, formulas for the signal-to-noise ratio and for the signal-to-noise ratio improvement coefficient calculating for the unfocused and focused synthesized aperture radars signal processing are obtained, and examples of such characteristics calculating for a typical SAR system are given. Examples of the radar interference suppression zones construction and examples of the signal-to-noise ratio on the noise source azimuth distance dependence are given, as well. The results may be used for the calculation of noise immunity of modern and prospective space-based radars.

Keywords. Radar, signal, clutter, signal-to-noise ratio improvement coefficient, suppression zones

© Dorosinskiy L. G., 2018

Введение

Эффективное решение задачи обнаружения и тем более распознавания объектов, расположенных на земной (водной) поверхности, средствами радиолокационного наблюдения с синтезированной апертурой [1] требует обеспечения достаточно высокого (порядка 20 дБ) [2] отношения сигнал/шум. В то же время следует иметь в виду, что при наблюдении Земли из космоса возможно действие искусственных помех, как специально организованных, так и связанных с работой различных радиотехнических средств. Последнее обстоятельство стимулирует решение задачи анализа влияния такого рода помех и разработки методики расчета помехозащищенности РСА с тем, чтобы оценить возможность эффективного решения задач классификации в реальной помеховой обстановке.

Вывод основных соотношений

Рассмотрим процесс наблюдения точечной цели с помощью бистатической РСА при наличии в зоне действия РЛС совокупности N_{Π} точечных источников шумовых помех. Геометрические соотношения, характеризующие указанную ситуацию, приведены на рис. 1. Определим отношения сигнал/помеха и сигнал/(помеха + шум) в элементе РЛИ.

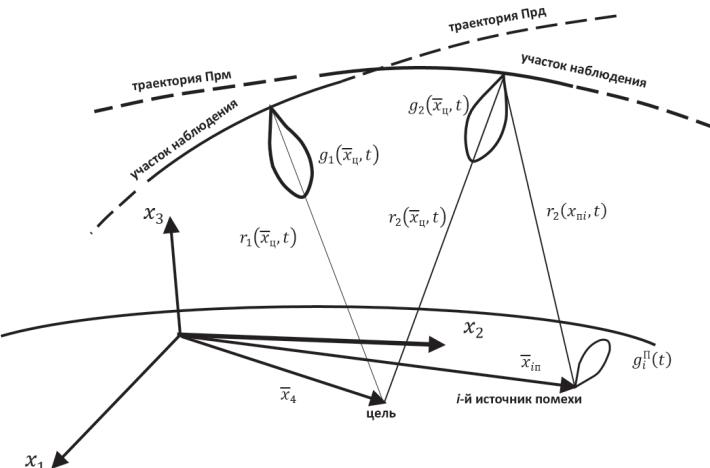


Рис. 1. Геометрические соотношения

Fig. 1. Geometrical relations

Комплексная амплитуда сигнала, принимаемого в n -м периоде повторения зондирующих импульсов, может быть представлена в виде:

$$U(n, t) = U_0 G(\bar{x}_{\Pi}, t_n) S_n(\bar{x}_{\Pi}, t) E(\bar{x}_{\Pi}, t_n) f_{\Pi} + N(t) + \\ + \sum_{i=1}^{N_{\Pi}} U_i G_i(\bar{x}_{\Pi i}, t_n) S_i^{\Pi} \left[t - \frac{r_2(\bar{x}_{\Pi i}, t_n)}{C} \right] E_i(\bar{x}_{\Pi i}, t_n) g_i^{\Pi}(t_n), \quad (1)$$

где f_{Π} — значение комплексной функции отражения для наблюдаемой точечной цели,

$$0,5 f_{\Pi} f_{\Pi}^* = 1; \quad (2)$$

$$S_n(\bar{x}_{\Pi}, t) = S \left\{ t - nT - \left[r_1(\bar{x}_{\Pi}, \int t) + r_2(\bar{x}_{\Pi}, t) \right] J / c \right\} \quad (3)$$

— комплексная огибающая n -го зондирующего импульса, \bar{x} — радиус-вектор, задающий положение наблюдаемой точки; $g_i^{\Pi}(t_n)$ — значение нормированной диаграммы направленности излучающей системы i -го источника помех в направлении приемной антенны РЛС в n -м периоде зондирования; $S_i^{\Pi}(t)$ — комплексная амплитуда колебания, излученного i -м источником помех;

$$G_2(\bar{x}, t_n) = \frac{q_2(\bar{x}, t_n)}{r_2(\bar{x}, t_n)}; \quad (4)$$

$$E_2(\bar{x}, t_n) = \exp[-jkr_2(\bar{x}, t_n)]; \quad (5)$$

$$G(x, t) = \frac{q_1(\bar{x}, t_n) q_2(\bar{x}, t_n)}{r_1(\bar{x}, t_n) r_2(\bar{x}, t_n)}; \quad (6)$$

$$E(\bar{x}, t_n) = \exp\{-jk[r_1(\bar{x}, t_n) + r_2(\bar{x}, t_n)]\}; \quad (7)$$

$q_1(\bar{x}, t_n)$, $q_2(\bar{x}, t_n)$ — значения нормированных диаграмм направленности антенн приемника и передатчика РЛС в направлении точки \bar{x} до передатчика и приемника РЛС в момент излучения n -го импульса;

$$U_i = \sqrt{\frac{G_{20} G_{i0}^n \lambda^2}{(4\pi)^2}}; \quad (8)$$

$$U_o = \sqrt{\frac{2P_0 \lambda^2 G_{10} G_{20}}{(4\pi)^3} \sigma_{\Pi}^2}; \quad (9)$$

G_{i0}^{Π} — коэффициент усиления излучающей системы i -го источника помех; G_{10} , G_{20} — коэффициенты усиления передающей и приемной антенн РЛС; P_0 — импульсная мощность зондирующего сигнала; σ_{Π}^2 — ЭПР цели. В дальнейшем для сокращения записей вместо t_n используется обозначение n .

При формировании РЛИ принимаемый сигнал проходит через фильтр, согласованный с одиночным зондирующем импульсом. На выходе фильтра в j -м канале дальности и n -м периоде повторения получаем отсчет, величина которого определяется выражением:

$$U_j(n) = \int U(n, t) S_{\Pi}(\bar{x}_{Oj}, t) dt, \quad (10)$$

где \bar{x}_{Oj} — радиус-вектор, задающий положение j -го канала дальности в пространстве.

При формировании РЛИ методом весового суммирования для k -го азимутального отсчета в j -м канале дальности получаем выражение:

$$F_j(k) = \sum_{n=-M}^M U_j(k+n) H_j(n), \quad (11)$$

где $H_j(n)$ — комплексная весовая функция обработки для j -го канала дальности, $2M+1$ — число когерентно суммируемых импульсов.

После подстановки (10) в (11) с учетом (1) запишем выражения для сигнальной F_{jc} , помеховой F_{jn} и шумовой F_{jw} составляющих k -го отсчета РЛИ в j -м канале:

$$F_{jc}(k) = U_0 f_{\Pi} \Psi^D(\bar{x}_{Oj}, \bar{x}_{\Pi}) \sum_{n=-M}^M G[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] E[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] H_j(n), \quad (12)$$

$$F_{jn}(k) = \sum_{i=1}^{N_{\Pi}} U_i \sum_{n=-M}^M G_2[\bar{x}_{\Pi i}, (n+k)] E_2[\bar{x}_{\Pi i}, (n+k)] g_i^n(n+k) H_j(n) \times \\ \times \int S_{n+k}^*(\bar{x}_{Oj}, t) S_i^{\Pi} \{e - r_2[\bar{x}_{\Pi i}, (n+k)]/c\} dt, \quad (13)$$

$$F_{jw}(k) = \sum_{n=-M}^M H_j(n) \int S_{n+k}^*(\bar{x}_{Oj}, t) N(t) dt, \quad (14)$$

где $\Psi^D(\bar{x}_{Oj}, \bar{x}_{\Pi})$ — функция неопределенности одиночного зондирующего импульса.

Определим дисперсии полученных величин (12)–(14).

$$\sigma_{jc}^2(k) = U_0^2 \left| \Psi^D(\bar{x}_{Oj}, \bar{x}_{\Pi}) \right|^2 \left| \sum_{n=-M}^M G[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] E[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] H_j(n) \right|^2, \quad (15)$$

$$\sigma_{jn}^2(k) = \sum_{i=1}^{N_{\Pi}} U_i^2 \sum_{n=-M}^M \sum_{m=-M}^M G_2[\bar{x}_{\Pi i}, (n+k)] E_2[\bar{x}_{\Pi i}, (n+k)] g_i^n(n+k) H_j(n) \\ p_{ij}^{\Phi}[(n+k), (m+k)] G_2[\bar{x}_{\Pi i}, (m+k)] E_2[\bar{x}_{\Pi i}, (m+k)] g_i^n(m+k) H_j(m), \quad (16)$$

где

$$p_{ij}^{\Phi}(n, m) = \iint p_i \left\{ \left[t - r_2(\bar{x}_{ni}, n) / c \right], \left[u - r_2(\bar{x}_{ni}, m) / c \right] \right\} S_{\Pi}(\bar{x}_{oi}, t) S_m(\bar{x}_{oi}, u) dt du \quad (17)$$

— коэффициент корреляции n -го и m -го отсчетов помехи, излученной i -м источником, на выходе фильтра в j -м канале дальности;

$$p_i(t, u) = 0,5 S_i^{\Pi}(t) S_i^{\Pi}(u) \quad (18)$$

— корреляционная функция колебаний i -го источника помех.

Для широкополосных помех, имеющих спектральную плотность N_i , справедливы выражения:

$$p_i(t, u) = N_i \delta(t - u),$$

$$p_{ij}^{\Phi}(n, m) = \delta_{nm} \Psi^D(\bar{x}_{oj}, \bar{x}_{oj}) N_i, \quad (19)$$

где δ_{nm} — символ Кронекера. При этих условиях выражение (16) принимает следующий вид:

$$\sigma_{j\Pi}^2(k) = \sum_{i=1}^{N_{\Pi}} N_i \Psi^D(\bar{x}_{oj}, \bar{x}_{oj}) U_i^2 \sum_{n=-M}^M \left\{ G_2[\bar{x}_{\Pi i}, (n+k)] g_i^n(n+k) |H_j(n)| \right\}^2, \quad (20)$$

Полагая шум «белым» со спектральной плотностью N_o , для дисперсии шумовой составляющей получим:

$$\sigma_{j\text{ш}}^2(k) = N_o \Psi^D(\bar{x}_{oj}, \bar{x}_{oj}) \sum_{n=-M}^M |H_j(n)|^2. \quad (21)$$

Искомые отношения сигнал/помеха (q_{cn}) и сигнал/(помеха + шум) ($q_{c\text{ппш}}$) в j -м канале дальности определяются следующим образом:

$$q_{cn}(j, k) = \sigma_{jc}^2(k) / \sigma_{j\Pi}^2(k), \quad (22)$$

$$q_{c\text{ппш}}(j, k) = \sigma_{jc}^2(k) / [\sigma_{jn}^2(k) + \sigma_{j\text{ш}}^2(k)] = [1 / q_{c\Pi}(j, k) + 1 / q_{c\text{ш}}(j, k)]^{-1}, \quad (23)$$

$$\text{где } q_{c\text{ш}}(j, k) = \sigma_{j\text{ш}}^2(k) / \sigma_{j\Pi}^2(k) \quad (24)$$

— отношение сигнал/шум на выходе РСА.

Зависимость отношений $q_{\text{сн}}$, $q_{\text{спп}}$ и $q_{\text{сш}}$ от j и k характеризует их изменение при переходе от одного элемента РЛИ к другому.

Для определения коэффициента улучшения и зон подавления рассмотрим следующие соотношения:

$$q_{O_i}(k) = \frac{U_o^2 \Psi^D(\bar{x}_{Oj}, \bar{x}_{Oj})}{U_i^2 N_i r_i^2(x_{\Pi}, k)}, \quad (25)$$

$$q_{0\text{ш}}(k) = \frac{U_o^2 \Psi^D(\bar{x}_{Oj}, \bar{x}_{Oj})}{N_o r_1^2(x_{\Pi}, k) r_2^2(x_{\Pi}, k)}. \quad (26)$$

Для функции неопределенности одиночного импульса длительностью τ_i справедливо равенство

$$\Psi^D(\bar{x}, \bar{x}) = \tau_i. \quad (27)$$

Выражение (25) с учетом (8) и (9) представляет собой отношение энергии сигнала к спектральной плотности i -й помехи на входе приемника РЛС в k -м периоде зондирующих импульсов для случая, когда i -й источник помех находится в той же точке пространства, что и цель.

Используя введенные обозначения (25) и (26), для широкополосных помех формулы (22) и (24) можно представить в следующем виде:

$$q_{\text{сн}}(j, k) = \left[\sum_{i=1}^{N_{\Pi}} \frac{1}{q_{O_i}(k) K_{yi}(j, k)} \right]^{-1}, \quad (28)$$

$$q_{\text{сш}}(j, k) = q_{0\text{ш}}(k) K_{\text{ш}}(j, k), \quad (29)$$

где

$$K_{yi}(j, k) = \frac{r_1^2(\bar{x}_{\Pi}, k) \left| \sum_{n=-M}^M G[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] E[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] H_j(n) \right|^2}{\sum_{n=-M}^M \left\{ G[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] g_i^{\text{ш}}(n+k) |H_j(n)| \right\}^2}, \quad (30)$$

$$K_{\text{ш}}(j, k) = \frac{r_1^2(\bar{x}_{\Pi}, k) r_2^2(\bar{x}_{\Pi}, k) \left| \sum_{n=-M}^M G[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] E[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] H_j(n) \right|^2}{\sum_{n=-M}^M |H_j(n)|^2}. \quad (31)$$

Как следует из (29), коэффициент $K_{\text{ш}}$ имеет смысл коэффициента улучшения отношения сигнал/шум за счет когерентного накопления в устройстве синтезирования. Для выяснения смысла коэффициента K_{yi} рассмотрим случай воздействия на РСА одиночного источника помех. При этом имеем:

$$q_{\text{сн}}(j, k) = q_{O_i}(k) K_{yi}(j, k). \quad (32)$$

Это выражение позволяет трактовать введенный безразмерный коэффициент как коэффициент улучшения отношения сигнала/(одиночная точечная помеха) за счет синтезирования апертуры. Для РСА с заданными характеристиками K_{yi} зависит только от взаимного расположения цели, источника помех и участка синтезирования. Независимость введенного коэффициента от энергетических параметров РЛС и источника помех делает его удобной характеристикой для сравнения различных вариантов построения РСА по их помехозащищенности.

При воздействии на РСА узкополосных помех коэффициент улучшения отношения сигнала/помеха может быть записан следующим образом:

$$K_{yi}(j, k) = r_i^2(\bar{x}_{\Pi}, k) \left| \sum_{n=-M}^M G[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] E[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] H_j(n) \right|^2 \times \\ \times \left\{ \sum_{n=-M}^M \sum_{m=-M}^M G_2[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] E_2[\bar{x}_{\Pi}, (n+k)] g_i^{\Pi}(n+k) H_j(n)^* \times \right. \\ \left. \times p_{ij}^{\Phi H}[(n+k), (m+k)] G_2[\bar{x}_{\Pi}, (m+k)] E[\bar{x}_{\Pi}, (m+k)] g_i^n(m+k) H_j(m) \right\}^{-1}, \quad (33)$$

где $p_{ij}^{\Phi H}(n, m)$ — нормированный к максимальному значению коэффициент корреляции n -го и m -го отсчетов i -й помехи на выходе фильтра в j -м канале дальности.

Для наглядного представления о работоспособности РСА в условиях помех могут быть использованы так называемые зоны подавления, которые представляют собой области поверхности, отвечающие следующему условию: при расположении источника помехи в пределах названной зоны отношение сигнал/помеха не превышает заданного уровня.

Полученные результаты — выражения для расчета помехозащищенности — позволяют проводить анализ эффективности конкретных вариантов построения РСА.

Расчет зон подавления и коэффициентов улучшения

Рассмотрим типовой случай использования. Приемная и передающая РЛС расположены на одном носителе, причем диаграммы направленности (ДН) антенн ориентированы по нормали к траектории носителя (азимутальный скос ДН отсутствует). Все приведенные ниже результаты анализа помехозащищенности получены применительно к РЛС типа SEASAT-A, основные параметры которой имеют следующие значения:

- высота полета носителя РЛС 800 км;
- скорость носителя 7500 м/с;
- период повторения зондирующих импульсов $0,6 \cdot 10^{-3}$ с;

- длина волны излучения 23,5 см;
- горизонтальный раскрыв антенны 11 м;
- угол наклона луча антенны к вертикали 20°;
- импульсная мощность передатчика 800 вт;
- полоса частот приемного тракта 6 мГц;
- коэффициент сжатия 642.

При фокусированной обработке когерентно суммируются 1025 отсчетов сигнала в каждом канале дальности, что соответствует участку синтезирования длиной 4612,5 м и времени накопления 0,615 с. Разрешение по азимуту в этом случае составляет около 22 м. Для нефокусированной РСА участок синтезирования определяется следующим образом:

$$L_{\text{эфф}} = \sqrt{\sqrt{(H^2 + R^2)} \lambda}, \quad (34)$$

где H — высота полета носителя, R — горизонтальная дальность до точки наблюдения, λ — длина волны.

При выбранных параметрах $L_{\text{эфф}} = 447,3$ м, что соответствует накоплению 101 отсчета и разрешению 224 м.

Сравнение помехоустойчивости фокусированных и нефокусированных РСА производилось на основе зависимости коэффициента улучшения K_y от координат точечного источника помехи относительно точки нахождения цели. На рис. 2 представлены зоны подавления РСА, соответствующие зависимости коэффициента улучшения от положения источника помех. Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы.

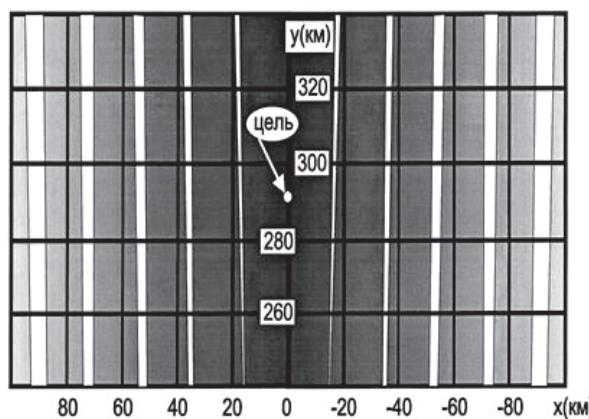


Рис. 2. Пример построения зоны подавления РСА
одиночным источником помех (заштрихованы области, где $K_y < 50$ дБ)

Fig. 2. An example of the suppression zone design with a single noise source
(the areas with $K_y < 50$ dB are shaded)

1. Зависимость коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха от азимутального положения источника помех носит сложный лепестковый характер. Вид названной зависимости в основном определяется формой диаграммы направленности антенны РЛС в азимутальной плоскости и характером движения РЛС.

2. При увеличении количества суммируемых отсчетов в зависимости коэффициента улучшения от азимута постановщика помех пропадают характеристики уменьшаются, а пики сглаживаются.

3. Использование фокусированных РСА, как и следовало ожидать, обеспечивает дополнительный выигрыш в помехозащищенности по сравнению с нефокусированной РСА. В рассмотренных примерах помехозащищенность фокусированных РСА примерно на порядок выше.

4. Для эффективного обнаружения сигнала со случайными амплитудами и фазами (вероятность правильного обнаружения порядка 0,9 при вероятности ложной тревоги 10^{-6}) следует обеспечить отношение сигнал/помеха порядка 20 дБ. Диапазон изменения отношения сигнал/помеха при действии типовых источников при значении ЭПР, составляющем $104\text{--}105\text{ m}^2$, отношение сигнал/помеха на выходе линейной части приемника изменяется от -25 до -72 дБ (в зависимости от типа постановщика). Следовательно, для обнаружения цели необходимо обеспечить коэффициент улучшения от 45 до 95 дБ.

Из рис. 3 и 4 видно, что нижняя граница для РЛС с ДН вида

$$\frac{\cos x}{1 - \left(\frac{2}{\pi}x\right)^2}$$

при нефокусированной РСА достигается при удалении источника помехи от цели не менее 39 км по азимуту. В фокусированной РСА эта граница составляет не менее 22 км. Достижение верхней границы возможно при удалении постановщика помехи на расстояние не менее 100 км. Таким образом, для обеспечения эффективного функционирования при действии организованных помех необходимо использовать специальные методы защиты от помех (пространственная селекция с помощью ФАР, применение адаптивных компенсаторов и т. п.).

Рассмотрим воздействие на РСА группы помех, включающих два постановщика. На рис. 5 и 6 приведены зависимости нормированного отношения сигнала/помеха на выходе нефокусированной РСА для одиночного источника помехи и группы из двух одинаковых источников. Графики нормированы к отношению сигнала/помеха на входе РСА для случая, когда цель и центр источника помехи расположены в одной точке пространства.

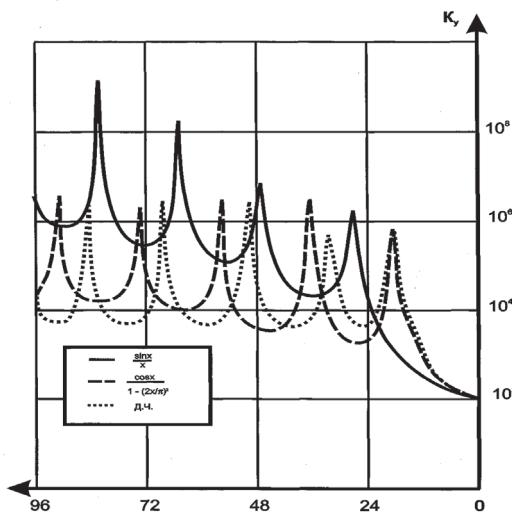


Рис. 3. Зависимость коэффициента улучшения от азимутальной координаты источника помехи для нефокусированной РСА при различных аппроксимациях ДН антенны РЛС

Fig. 3. The dependence of the improvement ratio on the azimuthal coordinate of the noise source for unfocused SAR and for various approximations of the radar antenna pattern

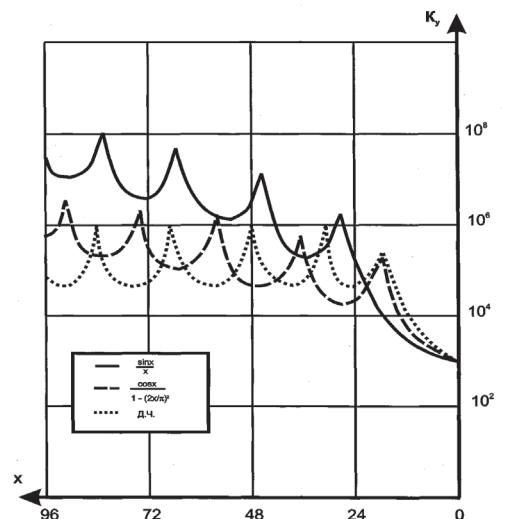


Рис. 4. Зависимость коэффициента улучшения от азимутальной координаты источника помехи для фокусированной РСА при различных аппроксимациях ДН антенны РЛС

Fig. 4. The dependence of the improvement ratio on the azimuthal coordinate of the noise source for focused SAR and for various approximations of the radar antenna pattern

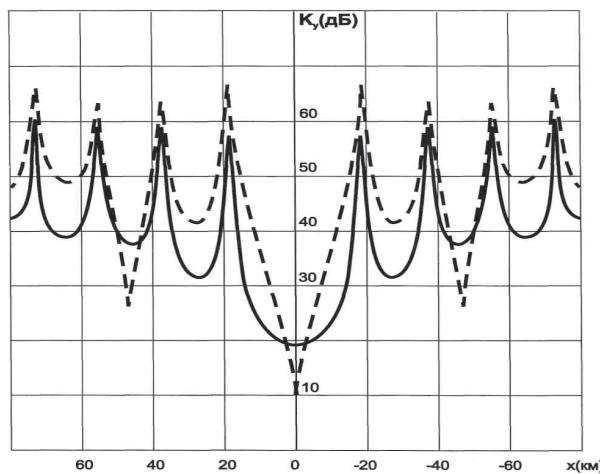


Рис. 5. Зависимость коэффициента улучшения от азимута
 (— некоррелированная помеха, - - - коррелированная помеха)
 Fig. 5. The dependence of the improvement ratio on the azimuthal coordinate
 (— uncorrelated noise, - - - correlated noise)

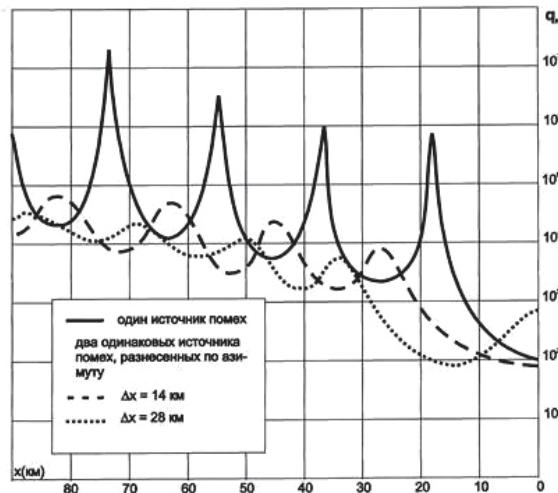


Рис. 6. Зависимость нормированного отношения сигнал/помеха на выходе
 нефокусированной РСА от азимутального разноса
 между целью и источником помех

Fig. 6. The dependence of the normalized signal-to-noise ratio at the unfocused
 SAR output on the azimuthal spacing of the target and the noise source

При этом зависимость для одного источника помехи совпадает с графиком коэффициента улучшения, а для группового источника получаем:

$$q_H = \left[\sum_j \frac{1}{K_{yi}} \right]^{-1} \quad (35)$$

Вдоль оси абсцисс на графиках отложена азимутальная координата центра группы постановщиков помех. Параметр Δx на всех графиках представляет собой расстояние между источниками помех. В силу симметрии рисунков от абсциссы графика приведены зависимости только для отрицательных значений азимута. ДН антенны аппроксимирована зависимостью вида $\frac{\sin x}{x}$. Анализ полученных результатов

позволяет сделать следующие выводы.

Заключение

1. Воздействие источников помех, разнесенных по азимуту на расстояние, не превышающее половины ширины главного лепестка, выраженной в линейных единицах на «высвечиваемой» поверхности, приводит к:

- ухудшению отношения сигнал/помеха на выходе РСА по сравнению со случаем использования одиночного источника;
- сглаживанию пиков зависимости отношения сигнал/помеха от азимутальной координаты источника;
- сдвигу экстремумов зависимости в направлении возрастания абсолютного значения азимута.

2. В случае воздействия источников помех, разнесенных по азимуту более чем на половину ширины ДН РЛС, в зависимости от отношения сигнал/помеха на выходе РСА наблюдаются два равных, явно выраженных минимума, которые раздвигаются с ростом расстояния между источниками помех в группе.

Литература/References

1. Верба В. С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Состояние и тенденции развития // Радиотехника. 2008. 432 с.

Verba V. S. *Aviacionnye kompleksy radiolokacionnogo dozora i navedenija. Sostojanie i tendencii razvitiya* [Aircraft radar patrol and guidance. Status and development trends]. Radiotekhnika, 2008. 432 p. (In Russian)

2. Dorosinskiy L. G., Kurgaysky A. A. Signal Detection in SAR Against the clutter reflections Background. *7th International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization*. Sharjah, 2017.1.

Информация об авторе

Доросинский Леонид Григорьевич — профессор Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (ул. Мира, 32, Екатеринбург, Россия).

Information about the author

Leonid G. Dorosinskiy is a Professor of the Department of Radioelectronics and Communications of Engineering School of Information Technologies, Telecommunications and Control Systems of Ural Federal University the first President of Russia B. N. Yeltsin (Mira street 32, Ekaterinburg, Russian Federation).

Поступила / Receiver: 17.06.2018

Принята в печать / Accepted: 14.07.2018

Publication Requirements for Articles Submitted to “Ural Radio Engineering Journal”

The journal accepts for publication authors' original articles in Russian and English which correspond to the subject of the Ural Radio Engineering Journal.

The submitted papers should not be published in other scientific journals in parallel.

All papers are submitted over automated editorial media on the website of the journal (<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>) or via email (urejournal@gmail.com). A paper is considered being submitted if a reply message with confirmation is received.

A paper is submitted in formats readable by MS Word. The final paper length should be between 8 to 30 pages (including references).

The text file of the paper should start with the information about the authors: complete name, affiliation (place of work, study, etc.), postal address for journal delivery, e-mail address, and phone numbers.

The text file of the paper should contain a required number of UDC classification codes, abstract, key words and the text of the article in Russian or English. The style of the paper should be scientific and meet the requirements of anonymization.

Paper Title

The paper title should be informative and concise. Only commonly accepted abbreviations should be used.

Abstract

Abstract functions as an autonomous source of information. It should be informative, intelligent, brief and structured. If the paper is published in Russian the English abstract should be more extensive (and differs from the Russian one).

Abstract may start with the phrases: *This paper focuses on...*, *This paper aims at explaining...*, *Our paper is concerned with...* and etc.

Abstract in English represents the main content of the paper and its conclusions. The abstract structure as in the paper is welcomed: Introduction, Target and Research Questions, Methodology, Results and Conclusion.

The results of the research are described accurately and informatively. The conclusion may include recommendations, assessments and proposals from the article.

The text of the abstract should be laconic and concrete, deprived of peripheral issues, extra parenthetical words and general enunciations.

Keywords

3–8 words or established terms. IEEE taxonomy is recommended.

Mathematical Formulas

All mathematical formulas in the paper should be unified. MathType, import from MatLab or analogous editable mathematical package are recommended.

Tables

All tables should have titles and a legend explaining any included abbreviations.

Figures

All figures should be prepared in the raster formats JPEG, TIFF with the resolution not less than 600 dpi. Lowercase letters (a, b и т. д.) are used for the identification of different parts of the figure. Symbols used for marking and heading the figures should be identical with their inscription in the paper.

Files with figures are duplicated in a separate folder. The number of the figure in the paper is the name of the file.

Figures, graphics and etc. in MS Excel should also be sent in Excel files.

Acknowledgements

Acknowledgements should be as short as possible. All grants required references should be listed. The full titles of financing organizations should be listed.

References

- The list of the references should be given at the end of the paper. References are numbered in brackets by order of appearance in the document (e.g. [1], [2], [3]).
- References should include only articles quoted in the paper and already published or accepted for publication. Articles published in the Internet should be quoted with Digital Object Identifier (DOI).
- References in the paper in Russian are also provided in English. Titles of the resources in Russian are provided transliterated and translated.

Author Credentials

Information about the authors is at the end of the article: full name, academic degree, position, place of work, e-mail, postal address. All is in two languages.

Plagiarism

Plagiarism in any form is a serious violation of the main principles of science and therefore is unacceptable.

Inadmissible:

1. Copying of parts of papers of other authors word for word without putting them between quotation marks in accordance to the rules of scientific citation.
2. Use of particularly unique term taken from science literature without its author's or source's indication.
3. Paraphrasing, abridgment or changing of ideas of other authors without their name indication.
4. Pseudo citation: the material doesn't apply to the source it is taken from.
5. Falsified data — data which is falsified or changed in laboratory or during an experiment (it is not practically a plagiarism though it is obvious academic fraud).
6. Unconfirmed co-authorship or co-operation: the contribution of every author or co-author should be absolutely defined.
7. Self-plagiarism/republication: presentation of one and the same or similar paper for two or more submissions concurrently.

Editorial board reserves the right to return a paper to the author if the paper doesn't meet the requirements. No explanation is given. The information about the reviewers can't be disclosed to the authors or the third person party.

Требования к статьям, публикуемым в журнале *Ural Radio Engineering Journal*

Журнал принимает к публикации оригинальные авторские статьи на русском и английском языке, соответствующие тематике. Присланные на рассмотрение и рецензирование статьи не должны одновременно печататься в другом научном журнале.

Все статьи принимаются через автоматизированную редакционную среду на сайте журнала (<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>) или по электронной почте (urejournal@gmail.com). Статья считается принятой в случае получения ответного сообщения/письма с подтверждением.

Статья принимается в форматах, читаемых MS Word. Объем статьи должен составлять не менее 8 страниц и не должен превышать 30 страниц.

Текстовый файл статьи следует начинать с информации об авторах: имена, аффилиация (место работы, учебы и др.), почтовый адрес для пересылки журнала, адрес электронной почты, номера контактных телефонов для связи.

В текстовом файле должны быть приведены: необходимое количество кодов классификации УДК, аннотация, ключевые слова и непосредственно текст статьи — **на русском и английском языках**. Изложение текста в статье должно отвечать научной стилистике и требованиям анонимизации.

Заглавие статьи

Заглавие научной статьи должно быть информативным и кратким. Можно использовать только общепринятые сокращения.

Аннотация

Аннотация призвана выполнять функцию независимого от статьи источника информации, она должна быть информативной, содержательной, компактной и структурированной. В случае публикации статьи на русском языке английский вариант аннотации должен быть более развернутым (он может отличаться от русского). Аннотация может начинаться со слов: „This paper focuses on...“ , „This paper aims at explaining...“ , „Our paper is concerned with...“ и т. п.

Аннотация на английском языке должна отражать основное содержание статьи и ее выводы. Приветствуется построение аннотации, повторяющее структуру статьи, включая введение, цели и задачи, методологию исследования, результаты, заключение. Результаты работы описываются предельно точно и информативно. Выводы могут сопровождаться рекомендациями, оценками, предложениями, приведенными в статье.

Текст аннотации должен быть лаконичен и конкретен, свободен от второстепенной информации, лишних вводных слов, общих формулировок.

Ключевые слова

От 3 до 8 слов или устоявшихся словосочетаний. Рекомендуется использовать таксономию IEEE.

Математические формулы

Все математические формулы в тексте должны быть набраны единообразно. Рекомендуется использовать MathType, импорт из MatLab или аналогичных математических пакетов с возможностью редактирования.

Таблицы

Все таблицы должны иметь заглавие и легенду, объясняющую любые упомянутые в них сокращения.

Рисунки

Все иллюстрации должны быть подготовлены в растровом формате JPEG, TIFF, разрешение не менее 600 dpi. Для идентификации частей иллюстрации следует использовать строчные буквы (*a*, *b* и т.д.). Начертание символов, используемых для обозначений на рисунках и в подписях к ним, должно совпадать с их написанием в тексте статьи.

Файлы с рисунками дублируются в отдельной папке. В названиях файлов должны быть указаны номера иллюстраций в тексте статьи.

Иллюстрации, графики и проч., выполненные в MS Excel, необходимо дополнительно выслать в виде файла Excel.

Благодарности

Благодарности должны быть как можно более краткими. Следует указать все гранты, в правилах которых требуется упоминание. Названия финансирующих организаций нужно писать целиком.

Список литературы

- В тексте и в сносках ссылки на источники должны приводиться в [квадратных скобках], нумерация сквозная. Описание всех ссылок дается в списке литературы в конце статьи.
- Список литературы должен включать только те работы, которые цитируются в тексте и которые были опубликованы или приняты к публикации. Статьи, опубликованные в интернете и не прошедшие в печать, должны цитироваться с использованием цифрового идентификатора объекта (Digital Object Identifier (DOI)). При наличии DOI также может быть добавлен и к опубликованным материалам из списка литературы.
- Для статьи на русском языке список литературы приводится также и на английском, при этом названия русскоязычных источников представляются как в транслитерации, так и в переводе.

Сведения об авторах

В конце статьи приводится информация об авторах: ФИО, научная степень, должность, место работы, e-mail, почтовый адрес — также на двух языках.

Плагиат

Плагиат в любой форме представляет собой серьезное нарушение одного из самых основных принципов науки и не может быть приемлем.

Недопустимы:

1. Копирование слово в слово частей чужой работы без заключения скопированного отрывка в кавычки и указания источника в соответствии с правилами научного цитирования.
2. Использование особо уникального термина или понятия, найденного при чтении литературы, без указания автора или источника.
3. Перефразирование или сокращенная, измененная формулировка чужой идеи без указания того, чей труд был взят за основу.
4. Ложное цитирование: материал не должен быть отнесен к источнику, из которого он не был получен.
5. Ложные данные — данные, которые были сфабрикованы или изменены в лаборатории или в процессе эксперимента (хотя и не являются буквально плагиатом, тем не менее представляют собой явное академическое мошенничество).
6. Неподтвержденное соавторство или сотрудничество: вклад каждого автора или соавтора должен быть совершенно определенным.

7. Самоплагиат/вторичная публикация: представление одной и той же или похожей до степени сродства статьи для двух или более публикаций одновременно.

Редакция оставляет за собой право на возвращение авторам любой рукописи, которая, по их мнению, не подходит для публикации, без объяснения причин. Ни при каких обстоятельствах личность рецензентов и референтов по отдельным статьям не может быть раскрыта авторам или третьей стороне.

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

2018, vol. 2, № 2

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: urejournal@gmail.com
Website: <https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Format 70×100 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

2018, том 2, № 2

Учредитель — Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Ответственный за выпуск Н. В. Папуловская

Редактор В. О. Корионова

Переводчик А. Г. Ковалева

Верстка Е. В. Ровнушкиной

Дизайн обложки — А. А. Кобелев

Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-69790 от 18.05.2017

Адрес журнала:

Россия, 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32, оф. 129а

Тел.: +7 (343) 375-97-02

E-mail: urejournal@gmail.com

<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Формат 70×100 1/16. Тираж 500 экз.

Подписано в печать 18.07.2018. Заказ 248.

Отпечатано в типографии

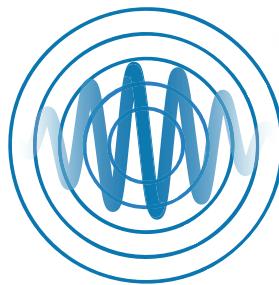
Издательско-полиграфического центра УрФУ

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

