

ISSN 2588-0454
ISSNe 2588-0462

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

VOL. 5, № 2
2021



Ural Radio Engineering Journal

2021, Vol. 5, No. 2

Scientific and Technical Journal

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

The articles are published in Russian and English

Issued in Russia

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



Ural Radio Engineering Journal

2021, Т. 5, № 2

Научно-технический журнал

Журнал основан в 2017 г.
Выходит четыре раза в год

Статьи публикуются на русском и английском языках

Издается в России

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

Ural Radio Engineering Journal

2021, Vol. 5, No. 2

Editor in Chief

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

Deputy Editor in Chief

Kirill M. Zeyde, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Editorial council

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Eugenij Ochin, Maritime University of Szczecin, Szczecin, Poland

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

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

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

Managing editor

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

Ural Radio Engineering Journal

2021, Т. 5, № 2

Главный редактор

Князев Сергей Тихонович, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Заместитель главного редактора

Зейде Кирилл Михайлович, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Редакционный совет

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

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

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

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

Гимпилевич Юрий Борисович, Севастопольский государственный
университет, Севастополь, Россия

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

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

Доросинский Леонид Григорьевич, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Иванов Вячеслав Элизбарович, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

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

Клэтте Рейнхард, Оклендский технологический университет,
Окленд, Новая Зеландия

Коберниченко Виктор Григорьевич, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Носков Владислав Яковлевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Очин Евгений, Морской университет Щецина, Щецин, Польша

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

Шабунин Сергей Николаевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Управляющий редактор

Папуловская Наталья Владимировна, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Ural Radio Engineering Journal**2021, Vol. 5, No. 2****CONTENTS**

<i>Fomin D.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N., Klygach D.S., Vakhitov M.G.</i> Specific features of volume-modular technology application in the design of microwave electronic devices	91
<i>Zeyde K.M., Ronkin M.V., Kalmykov A.A.</i> Electrodynamiс computer model of a metal rod in a concrete medium detection	104
<i>Noskov V.Ya., Bogatyrev E.V., Ignatkov K.A., Shaidurov K.D.</i> Features of the Formation and Processing of Signals in an Autodyne Radar with Frequency Modulation Taking into Account the Nonlinearity of the Modulation Characteristic...	119
<i>Pustoshilov A.S., Tsarev S.P.</i> Detecting cycle slips in carrier-phase measurements of single frequency navigation receivers with different instabilities of reference oscillators	144
<i>Kazantsev A. A., Samorodov B. A., Terentev A. M.</i> Methodological approach to reducing the radar cross section of local scatterer under given frequency-angular observation conditions.....	162
Publication Requirements for Articles Submitted to <i>Ural Radio Engineering Journal</i>	179
Publication Ethics	185
Article Submission Guidelines	193

Ural Radio Engineering Journal**2021, Т. 5, № 2****СОДЕРЖАНИЕ**

<i>Фомин Д.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н., Клыгач Д.С., Вахитов М.Г. Особенности применения объемно-модульной технологии в проектировании СВЧ электронных устройств</i>	91
<i>Зейде К.М., Ронкин М.В., Калмыков А.А. Электродинамическая компьютерная модель работы устройств обнаружения металлических стержней в бетонной конструкции</i>	104
<i>Носков В.Я., Богатырев Е.В., Игнатков К.А., Шайдуров К.Д. Особенности формирования и обработки сигналов в автодинных радиолокаторах с частотной модуляцией с учетом нелинейности модуляционной характеристики</i>	119
<i>Пустошилов А.С., Царев С.П. Обнаружение разрывов в фазовых измерениях одночастотных навигационных приемников при различной нестабильности опорных генераторов</i>	144
<i>Казанцев А. А., Самородов Б. А., Терентьев А. М. Методический подход к снижению локальной радиолокационной заметности объектов при заданных частотно-угловых условиях наблюдения.....</i>	162
<i>Требования к статьям, публикуемым в журнале Ural Radio Engineering Journal</i>	182
<i>Публикационная этика</i>	189
<i>Правила оформления статьи</i>	193

Обзорная статья / Review Paper

DOI 10.15826/urej.2021.5.2.001

УДК 621.372.543.2

Особенности применения объемно-модульной технологии в проектировании СВЧ электронных устройств

Д. Г. Фомин , Н. В. Дударев, С. Н. Даровских,
Д. С. Клыгач, М. Г. Вахитов

Южно-Уральский государственный университет
(национальный исследовательский университет),
Россия, 454080, г. Челябинск, Проспект Ленина, 76

 Fomin95@ya.ru

Аннотация

В статье представлен краткий обзор об особенностях применения объемно-модульной технологии в проектировании СВЧ электронных устройств современного радиоэлектронного оборудования. Описывается объемно-модульный способ реализации СВЧ устройств, позволяющий улучшить их массогабаритные характеристики и при этом сохранить и увеличить их функциональные возможности. Сформулированы основные принципы построения объемно-модульных СВЧ электронных устройств и приведены результаты численного моделирования электродинамических характеристик полосково-щелевого перехода – основного базового их элемента. Рассмотрен способ количественной оценки влияния объемно-модульной технологии на массогабаритные характеристики СВЧ электронных устройств. Перечислены основные преимущества и недостатки объемно-модульной технологии.

Ключевые слова

объемно-модульная технология, конструирование, СВЧ электронные устройства, S-параметры

Для цитирования

Фомин Д. Г., Дударев Н. В., Даровских С. Н., Клыгач Д. С., Вахитов М. Г. Особенности применения объемно-модульной технологии в проектировании СВЧ электронных устройств. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):91–103. DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.001.

Specific features of volume-modular technology application in the design of microwave electronic devices

D. G. Fomin , N. V. Dudarev, S. N. Darovskikh,
D. S. Klygach, M. G. Vakhitov

South Ural State University (National Research University),
76 Lenin Avenue, Chelyabinsk, 454080, Russia

 Fomin95@ya.ru

Abstract

State of problem. Today a significant part of passive microwave electronic devices is implemented in the form of single-layer structures. In some cases such approach leads to an increase in the overall dimensions characteristics of electronic equipment. Moreover the application of single-layer microwave boards leads to the complexity of replacing individual functional units. Therefore the replacement of the entire microwave board is required to improve any of its functional part. It is nonprofit economically and inefficient technologically. Significant progress in eliminating the above mentioned disadvantages may be achieved by the application of volume-modular technology of design microwave electronic devices. **Purpose.** The purpose of the research is to present a brief overview of the features of the application of volume-modular technology in the design of microwave electronic devices of modern radio-electronic equipment. The volume-modular way of implementing microwave devices is described. It allows improving their weight and overall dimension characteristics and at the same time maintaining and increasing their functionality. The basic principles of design of volume-modular microwave electronic devices are formulated. The results of numerical simulation of the electrodynamics characteristics of a strip-slot transition are presented. The method for quantitative assessment of the influence of volume-modular technology on the weight and dimensions characteristics of microwave electronic devices is considered. The main advantages and disadvantages of volume-modular technology are listed. **Results.** We demonstrate a possibility of reducing the overall dimensions characteristics of passive microwave electronic devices by more than 10 times while maintaining their electrical parameters. Each component is presented in the form of a structurally separate and complete board with unified overall and connecting dimensions. The standard electromagnetic coupling between functional parts makes it possible to assemble microwave electronic devices with specified electrodynamics characteristics from the base elements.

Keywords

volume-modular technology, design, microwave electronic devices, S-parameters

For citation

Fomin D. G., Dudarev N. V., Darovskikh S. N., Klygach D. S., Vakhitov M. G. Specific features of volume-modular technology application in the design of microwave electronic devices. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):91–103. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.001.

Введение

В связи со значительным развитием электронной компонентной базы происходит широкое распространение идей, методов и устройств радиоэлектроники в различных областях науки, техники и телекоммуникационных технологий [1]. На сегодняшний день значительная часть пассивных СВЧ плат выполняется в виде однослойных конструкций, что приводит в ряде случаев к увеличению габаритных размеров радиоэлектронной аппаратуры. Также применение однослойных СВЧ плат приводит к сложности замены отдельных функциональных узлов. В этих случаях требуется замена всей СВЧ платы, что экономически и технологически невыгодно.

Существенного прогресса в устранении вышеуказанных недостатков можно добиться за счет применения объемно-модульной технологии построения СВЧ устройств. Объемно-модульная технология позволяет реализовать СВЧ устройства в виде многослойных конструкций с высокой степенью интеграции их составных частей (базовых элементов). При этом каждая составная часть представлена в виде конструктивно обособленной и функционально законченной платы, с унифицированными габаритными, присоединительными размерами и заданным способом электромагнитной связи с другими составными частями, что позволяет собирать СВЧ устройства из базовых элементов с необходимыми электродинамическими характеристиками [2–11].

Целью данной работы является формулировка основных принципов построения объемно-модульных СВЧ электронных устройств и исследование электродинамических характеристик одного из вариантов построения полосково-щелевого перехода – основного базового их элемента.

1. Объемно-модульная технология

Объемно-модульная технология предполагает создание на основе известных однослойных СВЧ устройств многослойного аналога, представляющего собой модульную конструкцию из СВЧ плат, где на каждом из слоев реализованы одна или несколько функциональных частей (принцип декомпозиции) исходного устройства. При этом связь между функциональными элементами, расположенными на различных этажах, осуществляется с помощью электромагнитного поля [2].

Примером реализации объемно-модульной технологии является СВЧ делитель мощности (рис. 1). Данное устройство представляет собой многослойную конструкцию, состоящую из 6 СВЧ плат.

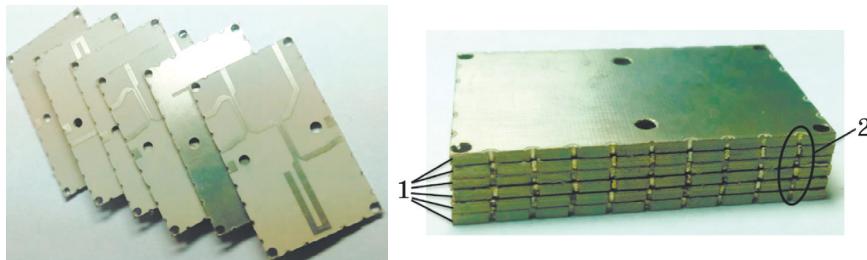


Рис. 1. СВЧ делитель мощности:

1 – базовые элементы, реализованные на двухслойном фольгированном СВЧ диэлектрике Arlon AD350, 2 – переходные полуотверстия

Fig. 1. Microwave power divider:

1 – basic elements, implemented on a two-layer foil microwave dielectric Arlon AD350, 2 – transitional half-holes

2. Основные принципы объемно-модульной технологии

Реализация объемно-модульной технологии пассивных СВЧ устройств, позволяющей улучшить массогабаритные характеристики при сохранении их электрических параметров, основана на соблюдении трех основных принципов (рис. 2).



Рис. 2. Основные принципы объемно-модульной технологии

Fig. 2. Basic principles of volumetric modular technology

2.1. Первый принцип объемно-модульной технологии

Первым принципом является принцип многослойности. Реализация этого принципа основана на декомпозиции электрической схемы СВЧ устройства в плоскостном исполнении на простейшие, но функционально законченные блоки. Каждому блоку отводится отдельный конструктивный слой. Благодаря многослойности построения конструкции можно значительно сокра-

тить массогабаритные показатели изделия в целом [2]. Однако реализация этого принципа сопряжена с проблемой реализации электромагнитной взаимосвязи слоев друг с другом. Пример декомпозиции гипотетического пассивного СВЧ устройства в четырехслойную объемно-модульную структуру представлен на рис. 3.

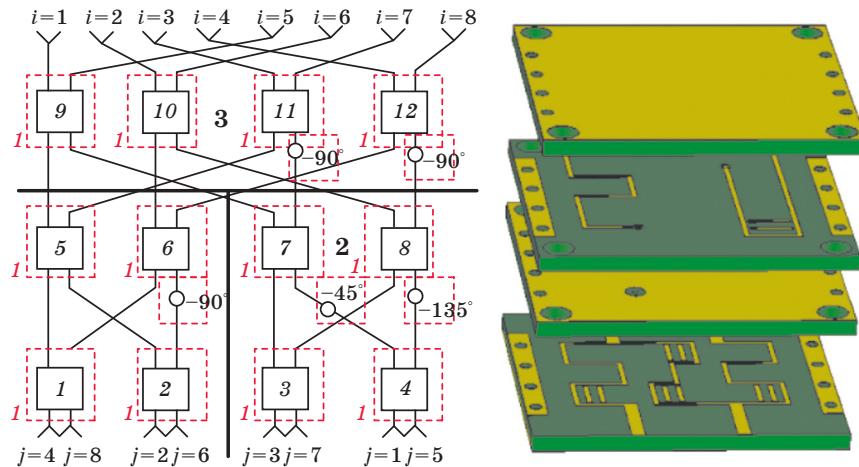


Рис. 3. Декомпозиция гипотетического пассивного СВЧ устройства в четырехслойную объемно-модульную структуру

Fig. 3. Decomposition of a hypothetical passive microwave device into a four-layer volume-modular structure

2.2. Второй принцип объемно-модульной технологии

Вторым принципом объемно-модульной технологии пассивных СВЧ электронных устройств является принцип модульности изделия. Под модульностью понимается такое конструктивное построение СВЧ устройства, которое позволяет заложить в него возможность модернизации и технологичность (рис. 4). Такой ресурс позволяет оперативно осуществлять замену одного или нескольких слоев конструкции на другие, а также проводить корректировку эксплуатационных характеристик изделия [2].

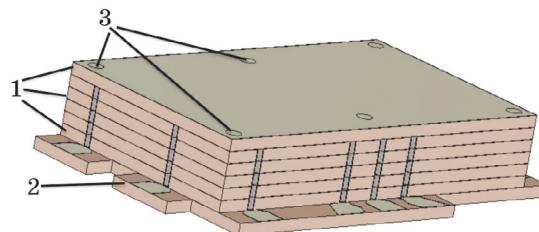


Рис. 4. Структура гибридного делителя:
1 – базовые элементы, 2 – согласующая плата, 3 – элементы крепления

Fig. 4. Hybrid divider structure:
1 – basic elements, 2 – matching board, 3 – fastening elements

2.3. Третий принцип объемно-модульной технологии

Из реализации принципа модульности изделия вытекает третий, самый важный принцип объемно-модульной технологии: принцип бесконтактной электромагнитной связи между слоями объемно-модульной конструкции. Как правило, для эффективной передачи электромагнитной энергии от одного слоя к другому используются четвертьвольновые отрезки, позволяющие создавать пучности электрического или магнитного поля в заданной области. Главное преимущество бесконтактной электромагнитной связи между слоями заключается в отсутствии электрических контактов, сопряженных с использованием переходных отверстий и кабельных переходов, что значительно упрощает разбор конструкции при необходимости замены отдельного слоя.

3. Базовые элементы для бесконтактной электромагнитной связи между слоями

Связь между слоями объемно-модульных СВЧ устройств осуществляется с помощью полосково-щелевых переходов. В настоящий момент в литературе можно встретить несколько различных типов переходов, реализованных на базе полосковой и щелевой линий (рис. 5).

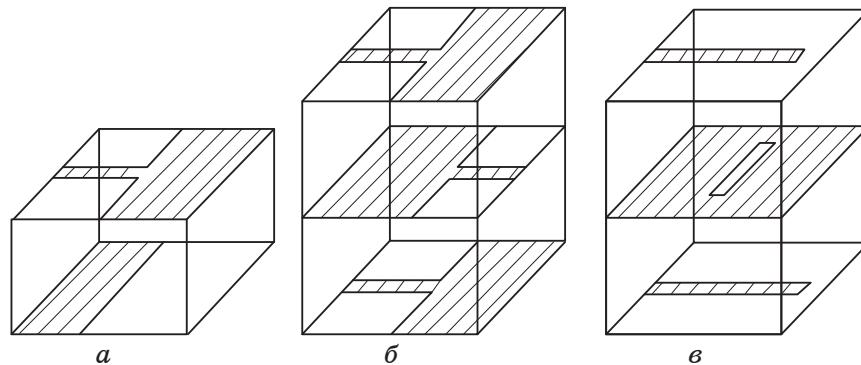


Рис. 5. Типы полосково-щелевых переходов:

- а) переход полосок – объемная щель; б) переход полосок – объемная щель – полосок; в) переход полосок – щель – полосок

Fig. 5. Types of strip-slot transitions:

- a) strip to volume slot transition; b) strip – to volume slot – to strip transition;
c) strip – to slot – to stripe transition

Рассмотрим более подробно электродинамические параметры для конструктивного исполнения полосково-щелевого перехода (рис. 5 в), полученные путем численного моделирования.

Из представленных зависимостей S-параметров (рис. 6) следует, что относительная полоса пропускания по уровню ко-

эффективента передачи -3 дБ для конструктивного исполнения полосково-щелевого перехода (рис. 5 в), составляет приблизительно $13,5\%$.

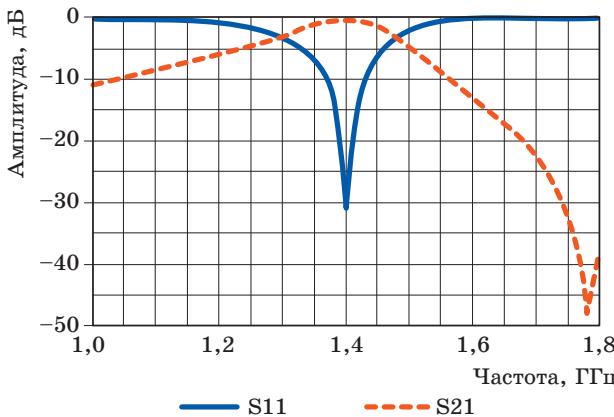


Рис. 6. S-параметры полосково-щелевого перехода в диапазоне частот
Fig. 6. S-parameters of the strip-slot transition in the frequency range

Также известно конструктивное исполнение широкополосного полосково-щелевого перехода (рис. 7), отличающегося П-образной формой полосковых линий. Электродинамические параметры для широкополосного полосково-щелевого перехода, получены путем численного моделирования (рис. 8).

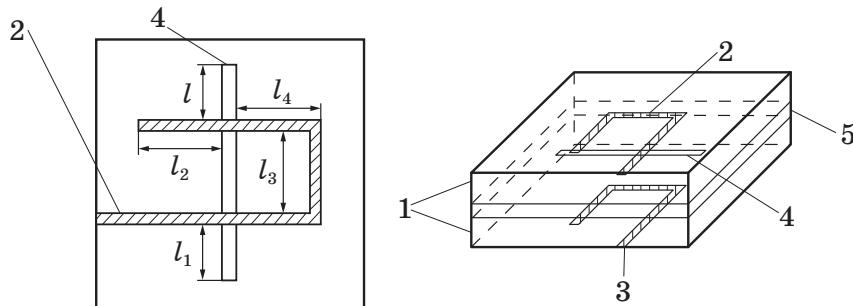


Рис. 7. Широкополосный полосково-щелевой переход:

1 – элементы многослойной диэлектрической конструкции,
 2, 3 – полосковые линии передачи, 4 – щелевой резонатор,
 5 – экранирующий слой

Fig. 7. Broadband strip-slot transition:

1 – elements of a multilayer dielectric structure, 2, 3 – strip transmission lines, 4 – slot resonator, 5 – shielding layer

Из представленных зависимостей S-параметров (рис. 8) следует, что относительная полоса пропускания по уровню коэффициента передачи -3 дБ для широкополосного полосково-

щелевого перехода (рис. 7), составляет приблизительно 45 %. Исследования выполнены с использованием суперкомпьютерных ресурсов ЮУрГУ [12].

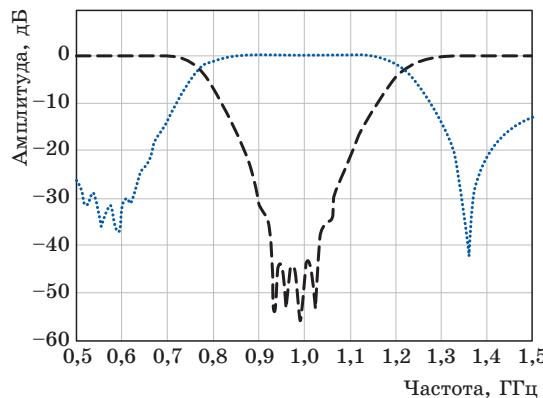


Рис. 8. S-параметры широкополосного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот

Fig. 8. S-parameters of a broadband strip-slot transition in the frequency range

Таким образом, при объемно-модульном подходе в конструировании СВЧ электронных устройств можно реализовать как узкополосные устройства с ярко выраженным частотно-селективными характеристиками, так и широкополосные устройства, позволяющие одновременно работать в нескольких диапазонах частот.

4. Основные преимущества и недостатки объемно-модульной технологии и способы их оценки

Основные преимущества объемно-модульной технологии:

Во-первых, это почти кратное улучшение массогабаритных характеристик СВЧ устройства по сравнению с традиционной однослойной конструкцией. В основе уменьшения габаритных характеристик лежит оптимизация количества используемых слоев. Для количественной их оценки можно использовать габаритный коэффициент:

$$K = 6V \sqrt{\frac{\pi}{S^3}}, \quad (1)$$

где V – объем устройства, S – площадь поверхности объемно-модульного устройства.

Наилучший результат достигается при сферической форме модуля ($K = 1$). Но такая форма модульной конструкции нецелесообразна с точки зрения технологичности работы с ней. По-

этому наиболее предпочтительной является кубическая форма конструкции ($K = 0,7$).

Дополнительные условия уменьшения габаритных характеристик устройства связаны с выбором наиболее целесообразной в каждом конкретном случае линии передачи (полосковой, щелевой, компланарной и т.д.). Например, при использовании симметричной и несимметричной полосковой линии в составе многослойной конструкции по массогабаритным характеристикам выигрывает симметричная линия передачи (рис. 9). Особенно это заметно при увеличении количества слоев.

Во-вторых, благодаря высокой степени стандартизации геометрических размеров базовых элементов возникает возможность модернизации функциональных узлов путем их замены внутри конструкции. Благодаря разработке унифицированных элементов межслойной связи достигается высокий потенциал на оперативную замену отдельных слоев в короткие сроки.

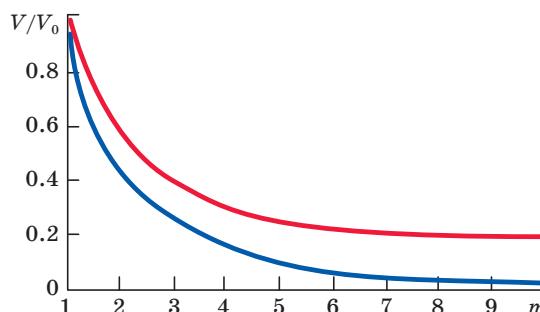


Рис. 9. Зависимость габаритов объемно-модульного устройства от числа слоев

1 – с использованием симметричных полосковых линий,
2 – с использованием несимметричных полосковых линий

Fig. 9. Dependence of the overall characteristics of the volume-modular device on the number of layers

1 – using symmetrical strip lines, 2 – using asymmetrical strip lines

В-третьих, при объемно-модульном подходе в конструировании СВЧ электронных устройств можно реализовать как узкополосные устройства с ярко выраженными частотно-селективными характеристиками, так и широкополосные устройства, позволяющие одновременно работать в нескольких диапазонах частот.

К основным недостаткам объемно-модульной технологии можно отнести следующие:

– объемно-модульным устройствам, как и их традиционным однослойным СВЧ аналогам свойственно ограничение по мощности в пределах от единиц до десятков кВт. Более того, для объемно-модульных устройств данная проблема еще более кри-

тична в связи с высокой плотностью размещения функционала и, как следствие, повышении риска выхода из строя вследствие высокочастотного пробоя или перегрева;

– высокая плотность компоновки функционала объемно-модульных устройств повышает вероятность возникновения электромагнитных помех, создаваемых отдельными элементами. В связи с этим при разработке объемно-модульного СВЧ устройства необходимо тщательно подходить к проблеме экранировки базовых элементов и стремиться избегать близости чувствительных элементов тракта с источниками электромагнитных помех (например, при реализации объемно-модульного дуплексера).

Выводы

Необходимость конструктивного совершенствования пассивных СВЧ электронных устройств обусловлена тем, что в последние годы стало очевидным, что плоскостные традиционные схемы их построения достигли потенциальных пределов по массогабаритным показателям. Для них характерна также слабая ремонтопригодность и отсутствие функциональной гибкости. Существенный прогресс в снижении массогабаритных характеристик указанных устройств может достигаться за счет реализации многослойности их конструкций. Рассмотренные в статье принципы построения СВЧ электронных устройств с использованием объемно-модульной технологии могут быть использованы при их проектировании.

Результаты проведенного исследования указывают на реальную возможность уменьшения более чем в 10 раз габаритных показателей пассивных СВЧ устройств, реализованных согласно принципам объемно-модульной технологии с сохранением электрических параметров, характерных для традиционной однослойной технологии. При этом каждая составная часть представлена в виде конструктивно обособленной и законченной платы, с унифицированными габаритными, присоединительными размерами и стандартным способом электромагнитной связи, позволяющим собирать из базовых элементов СВЧ устройства с заданными электродинамическими характеристиками [2].

Список литературы

1. Pozar D.M. *Microwave Engineering*. 4th ed. Wiley; 2011. 756 p.
2. Дударев Н.В. Разработка метода оптимизации СВЧ узлов диаграммообразующих схем: дис. канд. техн. наук. Самара; 2020. 158 с.
3. Fomin D.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N. Scattering matrix simulation of the volumetric strip-slot transition and estimation of its frequency properties. In: *Proc. of 2nd International Scientific Conference on*

Applied Physics, Information Technologies and Engineering. Krasnoyarsk; 2020. P. 1–6.

4. Yang L., Zhu L., Choi W.-W., Tam K.-W. Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017;65(8):2866–2877. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2675418
5. Xiaobo H., Wu K.L. A broadband and vialess vertical microstrip-to-microstrip transition. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2012;60(4):938–944. DOI: 10.1109/TMTT.2012.2185945
6. Kim J.P., Park W.S. Novel configurations of planar multilayer magic-T using microstrip-slotline transitions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2002;50(7):1683–1688. DOI: 10.1109/TMTT.2002.800387
7. Hou F., Kong D. A novel broadband magic-T based on stripline Y-junction and stripline-slotline transition. In: *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMWT), Shenzhen, China, 5–8 May 2012*. IEEE; 2012. P. 1–4. DOI: 10.1109/ICMWT.2012.6230034
8. Wong M.-F., Hanna V.F., Picon O., Baudrand H. Analysis and design of slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1991;29(12):2123–2129. DOI: 10.1109/22.106554
9. Клыгач Д.С., Вахитов М.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н., Дударев С.В. Моделирование объемного полосково-щелевого перехода. *Журнал радиоэлектроники*. 2020;(7). DOI: 10.30898/1684-1719.2020.7.11
10. Сазонов Д.М. *Антенны и устройства СВЧ*. М.: Высшая школа; 1988. 432 с.
11. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. *Объемные интегральные схемы СВЧ*. М.: Наука; 1987. 256 с.
12. Kostenetskiy P., Semenikhina P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science. In: *2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC), Chelyabinsk, 13–15 November 2018*. IEEE; 2018. P. 1–7. DOI: 10.1109/GloSIC.2018.8570068

References

1. Pozar D.M. *Microwave Engineering*. 4th ed. Wiley; 2011. 756 p.
2. Dudarev N.V. *Development of a method for optimizing microwave units of diagram-forming circuits: Master's thesis*. Samara; 2020. 158 p. (In Russ.)
3. Fomin D.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N. Scattering matrix simulation of the volumetric strip-slot transition and estimation of its frequency properties. In: *Proc. of 2nd International Scientific Conference on Applied Physics, Information Technologies and Engineering*. Krasnoyarsk; 2020, pp. 1–6.

4. Yang L., Zhu L., Choi W.-W., Tam K.-W. Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017;65(8):2866–2877. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2675418
5. Xiaobo H., Wu K.L. A broadband and vialess vertical microstrip-to-microstrip transition. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2012;60(4):938–944. DOI: 10.1109/TMTT.2012.2185945
6. Kim J.P., Park W.S. Novel configurations of planar multilayer magic-T using microstrip-slotline transitions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2002;50(7):1683–1688. DOI: 10.1109/TMTT.2002.800387
7. Hou F., Kong D. A novel broadband magic-T based on stripline Y-junction and stripline-slotline transition. In: *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMWT), Shenzhen, China, 5–8 May 2012*. IEEE; 2012, pp. 1–4. DOI: 10.1109/ICMWT.2012.6230034
8. Wong M.-F., Hanna V.F., Picon O., Baudrand H. Analysis and design of slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1991;29(12):2123–2129. DOI: 10.1109/22.106554
9. Klygach D.S., Vakhitov M.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N., Dudarev S.V. Simulation of a volumetric strip-slot transition. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2020;(7). DOI: 10.30898/1684-1719.2020.7.11
10. Sazonov D.M. *Antennas and microwave devices*. Moscow: Vysshaya shkola; 1988. 432 p. (In Russ.)
11. Gvozdev V.I., Nefedov E.I. Volumetric integrated circuits microwave. Moscow: Nauka; 1987. 256 p. (In Russ.)
12. Kostenetskiy P., Semenikhina P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science. In: *2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC), Chelyabinsk, 13–15 November 2018*. IEEE; 2018, pp. 1–7. DOI: 10.1109/GloSIC.2018.8570068

Информация об авторах

Фомин Дмитрий Геннадьевич, аспирант кафедры «Инфокоммуникационные технологии», Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск.

Дударев Николай Валерьевич, кандидат технических наук, научный сотрудник кафедры «Инфокоммуникационные технологии», Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск.

Даровских Станислав Никифорович, доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Инфокоммуникационные технологии», Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск.

Клыгач Денис Сергеевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры «Конструирование и производство радиоаппаратуры», Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск.

Вахитов Максим Григорьевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры «Конструирование и производство радиоаппаратуры», Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск.

Information about the authors

Dmitriy G. Fomin, post-graduate student, Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk.

Nikolay V. Dudarev, Ph.D., Researcher, Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk.

Stanislav N. Darovskikh, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Head of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk.

Denis S. Klygach, Ph.D., Senior Researcher, Department of Design and Manufacture of Radio Equipment, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk.

Maxim G. Vakhitov, Ph.D., Senior Researcher, Department of Design and Manufacture of Radio Equipment, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk.

Поступила / Received: 10.05.2021

Принята в печать / Accepted: 17.05.2021

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2021.5.2.002

УДК 537.877

Электродинамическая компьютерная модель работы устройства обнаружения металлических стержней в бетонной конструкции

К. М. Зейде , М. В. Ронкин, А. А. КалмыковУральский федеральный университет имени первого Президента России
Б. Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32 k.m.zeyde@urfu.ru**Аннотация**

Целью настоящей работы является описание обобщенной электродинамической модели работы специфического устройства, которое обеспечивает обнаружение и измерение геометрических характеристик арматурного каркаса в бетонной конструкции. Результатом настоящего исследования является оптимальная по ряду параметров конструкция приемо-передающего тракта устройства, а также алгоритм обработки сигналов, основанный на работе искусственной нейронной сети, обученной на выходных данных обобщенной компьютерной модели. Кроме основного функционала разрабатываемого устройства, заключающегося в структуроскопии методом радиолокационной голограммии, в процессе его работы могут быть получены дополнительные, полезные характеристики цели: электрофизические параметры бетона, дефекты конструкции, визуализация объекта и т. д. Для решения поставленной задачи на основе общих радиолокационных принципов режимом работы излучателя была выбрана линейная частотная модуляция. Для создания электродинамической модели была использована среда автоматизированного проектирования Pathwave EM Design (EMPro) 2021. Разработанная обобщенная модель может быть оптимизирована по большему количеству параметров. Кроме положения и количества приемных антенн, в списке переменных оптимизации могут быть параметры передающей антенны (ширина диаграммы направленности, коэффициент направленного действия, расстояние ближней зоны) их количество (т. е. разрядность MIMO системы), мощность на передающей стороне и т. д. В качестве основного результата приводится предлагаемая схема устройства.

Ключевые слова

электродинамическое моделирование, распространение электромагнитных волн, структуроскопия, линейная частотная модуляция, бетон, MIMO

Для цитирования

Зейде К.М., Ронкин М.В., Калмыков А.А. Электродинамическая компьютерная модель работы устройства обнаружения металлических стержней в бетонной конструкции. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):104–118. DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.002.

Electrodynamic computer model of a metal rod in a concrete medium detection

K. M. Zeyde , **M. V. Ronkin**, **A. A. Kalmykov**

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

 k.m.zeyde@urfu.ru

Abstract

The main aim of the present work is to describe a generalized electrodynamic model of the specific device operation, which provides detection and measurement of the geometric characteristics of the reinforcement cage in a concrete structure. The result of this study is the design of the device's receiving-transmitting path that is optimal in a number of parameters, as well as a signal processing algorithm based on the operation of an artificial neural network trained on the generalized computer model output data. In addition to the main functionality of the device being developed, which consists in structuroscopy by the method of radar holography, useful target characteristics may be obtained during its operation: electrophysical parameters of concrete, structural defects, visualization of an object, etc. To solve this problem, on the basis of general radar principles, frequency-modulated continuous-wave was chosen as the operating mode of the device. To create an electrodynamic model, the computer-aided design environment Pathwave EM Design (EMPro) 2021 was used. The developed generalized model may be optimized for a large number of parameters. In addition to the position and number of receiving antennas, the list of optimization variables may include parameters of the transmitting antenna (ray width, directivity, near-field distance), their number (i.e., the capacity of the MIMO system), power on the transmitting side, etc. The proposed scheme of the device is presented as the main result.

Keywords

electromagnetic modeling, electromagnetic propagation, structuroscopy, frequency-modulated continuous-wave, concrete, MIMO

For citation

Zeyde K. M., Ronkin M. V., Kalmykov A. A. Electrodynamic computer model of a metal rod in a concrete medium detection. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):104–118. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.002.

Введение

Принципы и подходы осуществления бесконтактной диагностики, дефекто- и структуроскопии, а также детектирования целевых объектов наблюдения в большинстве своем либо являются результатами модельных исследований, либо верифицируются ими. В данной работе формулируется актуальная задача обнаружения металлических объектов характерной формы (стальные арматурные стержни, каркас) в толще бетонной конструкции. Результатом настоящего исследования является оптимальная по ряду параметров конструкция приемо-передающего тракта устройства, а также алгоритм обработки сигналов, основанный на работе искусственной нейронной сети, обученной на выходных данных обобщенной компьютерной модели.

Наиболее полный обзор использования радиомониторинга в гражданской промышленности представлен в [1]. Близкие задачи, но в несколько другом приложении были сформулированы в работах [2–4]. Важно отметить, что обнаружение малых возмущений электродинамической системы обычно может осуществляться с использованием теории возмущений [5] для решения обратных задач детектирования [6]. Данный подход был успешно применен автором в предметном исследовании характерных возмущений нагруженного объемного резонатора [7], а также для обнаружения малых идентичных друг другу идеально проводящих рассеивателей в однородной среде [8].

В разрабатываемом устройстве динамический диапазон на приемной стороне, в любом случае, на несколько порядков шире описанных выше примеров, так как должен включать в себя как малые по магнитуде проявления наличия цели в среде, так и большие, существенно выходящие за рамки теории возмущений. Такая гибкость в обнаружении цели может быть достигнута либо с помощью использования комбинации различных алгоритмов обработки радиолокационных сигналов, либо с применением искусственной нейронной сети, обученной на большом наборе разнообразных данных. В каждом из этих случаев аппаратная часть устройства, ровно как и его геометрия, должна обеспечивать все требуемые режимы работы. Кроме его основного функционала, заключающегося в структуроскопии методом радиолокационной голографии, в процессе измерения могут быть получены дополнительные полезные характеристики цели: электрофизические параметры бетона, дефекты конструкции, визуализация объекта и т. д.

Создание модели

Общая геометрия модели показана на рис. 1. В начале прямоугольной системы координат расположен электрический диполь как элементарный излучатель электромагнитных волн. На некотором расстоянии d (это расстояние соответствует некоторым длинам волн на центральной частоте) располагается препятствие – бетонная стена толщиной t и высотой H . Внутри этой стены имеется один или несколько особым образом расположенных металлических стержней с радиусом a . Задача ставится не только в детектировании самого арматурного каркаса, но также в определении его конфигурации и геометрических параметров стержней. Информация собирается в некоторой точке p , в которой может располагаться приемная антенна (при моделировании этих точек может быть несколько).

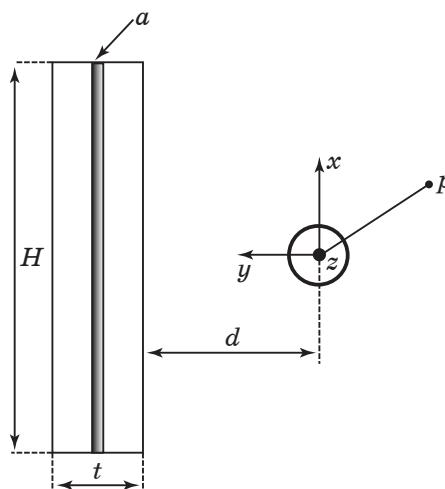


Рис. 1. Геометрия модели

Fig. 1. Model geometry

Для решения поставленной задачи на основе общих радиолокационных принципов режимом работы излучателя была выбрана линейная частотная модуляция (ЛЧМ). Ко всему прочему у авторов имеется разработанный алгоритм повышенной точности для обработки ЛЧМ-сигналов [9; 10], однако примененный в несколько другом приложении, но имеющий научный и технический потенциал оказался полезным и для настоящей задачи. Частотный диапазон ЛЧМ: 2–5 ГГц, был выбран исходя из возможности проведения натурного верифицирующего модель исследования.

Для создания электродинамической модели была использована среда автоматизированного проектирования Pathwave EM

Design (EMPro) 2021. Основная причина такого выбора заключается в том, что автором была разработана и экспериментально верифицирована методика моделирования сложных диэлектрических структур в этой среде [2; 11]. Кроме того, EMPro FDTD решатель позволяет проводить эффективное моделирование во временной области, что особо важно при использовании ЛЧМ [12]. На рис. 2 показана первичная компьютерная модель: изображена диаграмма направленности диполя на центральной частоте 3,5 ГГц, бетонный блок без металлических стержней с размерами $100 \times 100 \times 245$ мм, располагающийся на расстоянии $d = 4\lambda_c$, где λ_c – длина волны на центральной частоте.

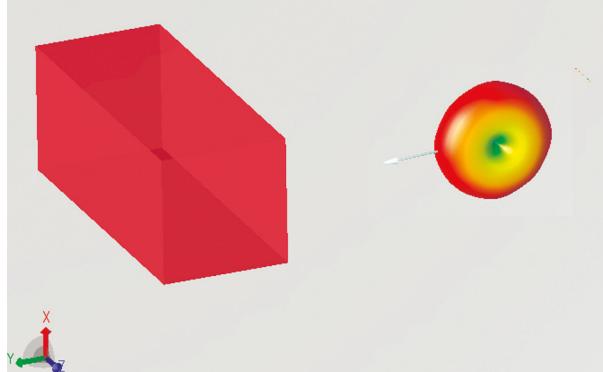


Рис. 2. Изучаемая модель в EMPro

Fig. 2. Model under study in EMPro

Электрофизические параметры бетона, верифицированные экспериментом, мы заимствуем из работы [13]. В целом мы имеем дело с некоторой дисперсионной характеристикой, которая может быть успешно описана причинностными моделями. Укажем, что согласно [13], величина $\text{Re}(\epsilon)$, в диапазоне частот 2–5 ГГц, изменяется в пределах значений [6.3 ; 6.1], а $\text{Im}(\epsilon)$: [0.68 ; 0.50]. Для обоснованного выбора типа описания данной среды в рамках электродинамической модели используем подход, предложенный в [11]. Так, наиболее точно дисперсионную характеристику мы можем описать по форме Джорджевича [14]:

$$\epsilon_r(f) = \epsilon_{\infty} + a_p \cdot \ln \frac{f_H + j \cdot f}{f_L + j \cdot f}. \quad (1)$$

Главным преимуществом использования (1), по сравнению с другими причинностными моделями, является достаточно простая, быстрая и точная, перестройка на другой частотный диапазон, что особо удобно при проведении моделирования во временной области и использования ЛЧМ на передатчике. Если модуляция происходит в рамках частотного диапазона, для ко-

торого имеются измеренные (или интерполированные) значения электрофизических параметров бетона из [13], то f_H – максимальная частота, f_L – минимальная частота, a_p – параметр оптимизации (его значение зависит от типа материала, влажности и т. д.), ε_∞ – комплексное значение диэлектрической проницаемости среды для частоты f_H . Как показано выше, интересующий нас диапазон $f_L = 2$ ГГц, $f_H = 5$ ГГц, $\varepsilon_\infty = 6,1 - 0,5j$. Укажем, что вариации в (1) могут служить дополнительным источником информации относительно среды распространения зондирующего сигнала, такой как влажность ([13; 15–17]), пористость, неоднородности и различного рода включения в бетон.

Как указывалось выше, одной из сопутствующих задач при работе устройства, может являться определение влажности бетона. Существуют отдельные технические решения таких измерителей. В работе [13] описывается измерительная установка для определения электрофизических параметров бетонного блока антенным методом. В представленном исследовании используются широкополосные двугребенчатые рупорные антенны, расположенные по разным сторонам бетонной конструкции, т. е. обработке подвергается не отраженный сигнал, а прошедший сквозь среду, получение которого на практике часто оказывается трудновыполнимо.

В статье [15] описывается устройство для определения влажности бетонной конструкции с использованием резонансного метода. СВЧ объемный резонатор нагружается на бетонную конструкцию и по известным соотношениям (смещение резонансной частоты и изменение добротности резонатора), авторы предлагают восстанавливать диэлектрические параметры бетона, которые известным образом зависят от концентрации воды в его порах. Данный метод нельзя в полной мере считать бесконтактным, и он не может быть использован вместе с антенными измерениями.

В рамках настоящей работы, а также для модели, показанной на рис. 2, важным является исследование, описанное в [16]. В этой статье авторы изучают вносимые влагой электромагнитные потери при распространении радиоволн в бетонной конструкции. Таким образом, имеется возможность проводить измерения концентрации воды по принимаемой мощности отраженного сигнала от бетонного блока.

В статье [17] приводится описание устройства подповерхностной радиолокации для определения влажности бетонного блока. Авторы исследования предлагают использовать антенну, работающую на частоте 1.6 ГГц, и итеративный метод измерения: снимать характеристики образца в трех симметричных точках

на двух ортогональных поляризациях, что тоже соответствует разрабатываемой нами обобщенной модели. Обработка данных в предложенном случае осуществляется путем сравнения вейвлет-характеристик «сухого образца» с измеряемым. Непосредственно влажность бетона измеряется по времени пролета луча в анализируемой среде.

В модели, показанной на рис. 2, точки наблюдения p расположены в следующих координатах: $p_1 = (\lambda_c, 0, 0)$, $p_2 = (0, 2\lambda_c, 0)$, $p_3 = (0, 0, 2\lambda_c)$ и являются точечными сенсорами напряженности электрического поля. На границы системы анализа наложены краевые условия поглощения идеально согласованным слоем PML(7) [18]. На рис. 3 показан спектр ЛЧМ-сигнала, подаваемого на передатчик.

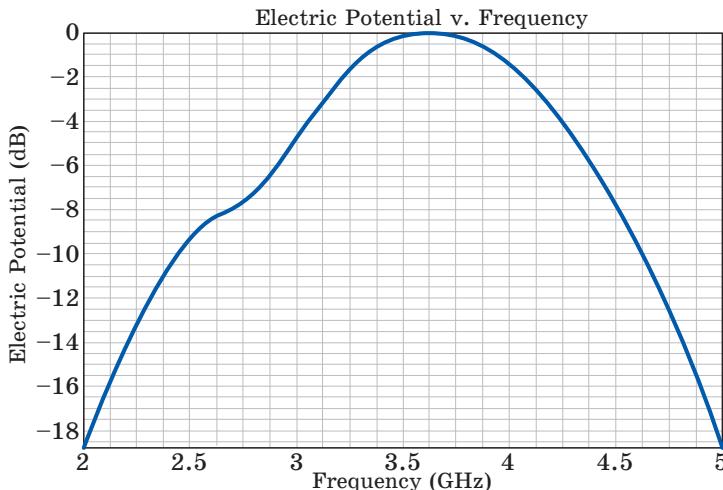


Рис. 3. Спектр сигнала ЛЧМ на передатчике
Fig. 3. The spectrum of the signal at the transmitter

Согласно поставленной задаче, в кубоид с электрофизическими параметрами (1) помещается один или несколько цилиндров, выполняющих роль стальной арматуры. Руководствуясь открытой документацией и ГОСТом, при строительстве применяются стержни диаметром 6–80 мм. Таким образом, пределы изменения параметра a соответствуют этому диапазону значений.

Следует указать, что данная модель может быть оптимизирована по большому количеству параметров. Кроме положения и количества приемных антенн (точки p), в списке переменных оптимизации могут быть параметры передающей антенны (ширина диаграммы направленности, коэффициент направленного действия, расстояние ближней зоны) их количество (т. е. разрядность MIMO системы), мощность на передающей стороне и т. д.

Выходные данные модели

В качестве примеров покажем основные данные, получаемые при работе модели. На рис. 4 показан спектр (после быстрого преобразования Фурье) в точке p_1 для трех случаев: отсутствие стержня в бетоне, $a = 6$ мм и $a = 40$ мм. Причем материалом стержня является идеальный проводник, и он располагается в центре кубоида (см. рис. 1), проходя его насквозь. Важно отметить, что на рис. 4 показан только тот диапазон частот, где магнитуда эффекта может быть визуально определена. Тогда как на рис. 5 и 6 показаны спектры тех же самых ситуаций только в точках p_2 и p_3 соответственно.

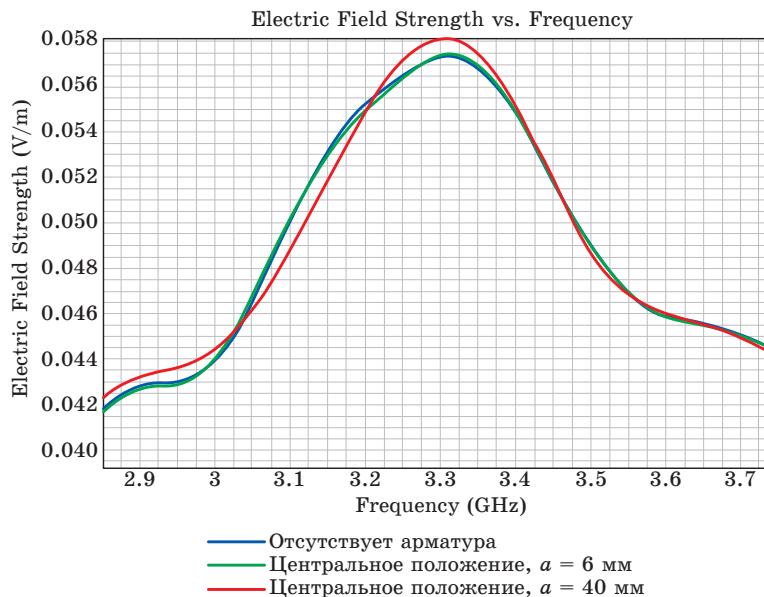


Рис. 4. Спектр сигнала в точке наблюдения p_1 , центральное положение стержня

Fig. 4. Signal spectrum at observation point p_1 , rod's central position

Представленные зависимости (рис. 4–6) для произвольных конфигураций арматурного каркаса в бетонной конструкции на каждом приемнике MIMO системы являются основными выходными данными модели. Именно по этим данным проводится как оптимизация самого устройства, так и обучение нейронной сети для решения обратной задачи. Характеристики обрабатываются как качественно, на предмет появления характерных особенностей в них, так и количественно – для формирования схемы измерения максимизирующей магнитуду полезного эффекта.

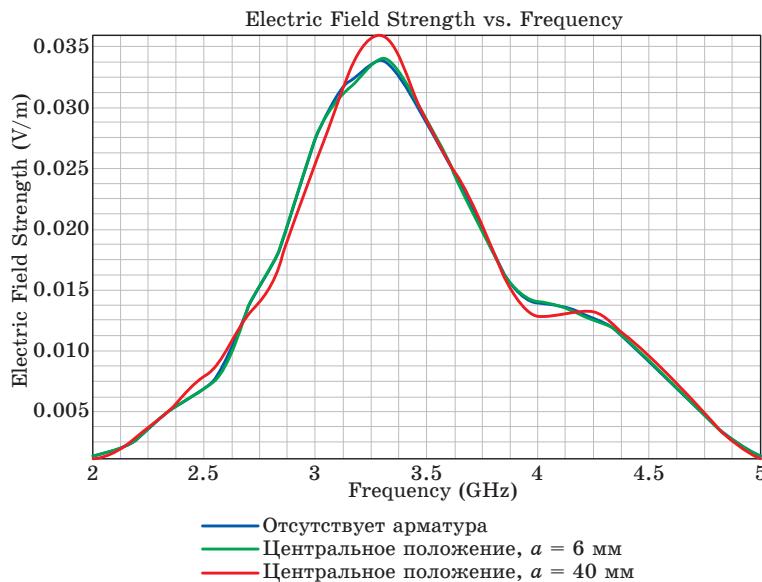


Рис. 5. Спектр сигнала в точке наблюдения p_2 , центральное положение стержня

Fig. 5. Signal spectrum at observation point p_2 , rod's central position

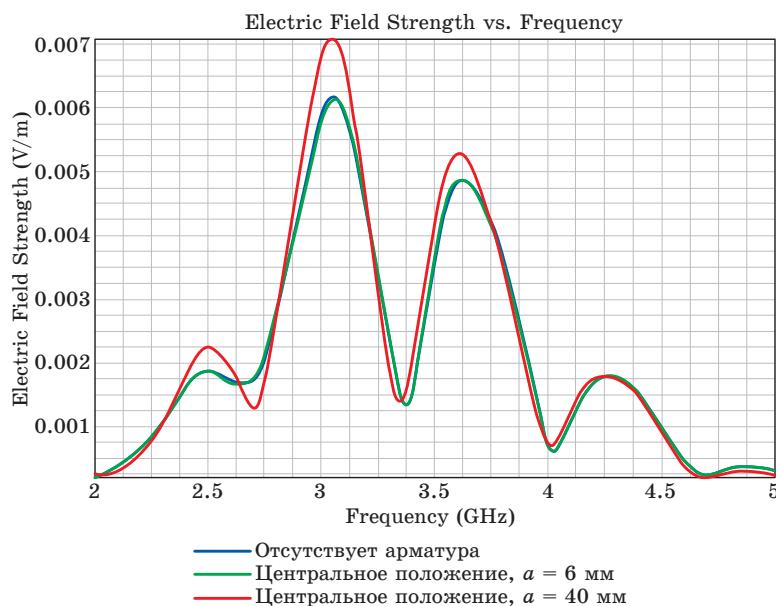


Рис. 6. Спектр сигнала в точке наблюдения p_3 , центральное положение стержня

Fig. 6. Signal spectrum at observation point p_3 , rod's central position

Согласно данным, показанным на рис. 4–6, наиболее информативным направлением для размещения приемника является ось z , т. е. фактически соосное положение передатчика и приемника. Одновременно с этим приемник, расположенный в ортогональном направлении, имеет большую магнитуду эффекта на центральной частоте модуляции, а следовательно, будет обеспечивать более надежное детектирование цели. Оптимизация конструкции устройства проводится для изначально выбранной геометрии рамы, на которой будет располагаться MIMO система.

Как уже было отмечено выше, предложенная в настоящей работе модель электродинамической системы может быть эффективно использована для накопления данных о ее состоянии при изменении ее параметров. Возможности такого подхода рассматривались ранее [19–21]. На рис. 7 показана схема первого этапа оптимизации предлагаемого устройства обнаружения. На рисунке показана квадратная рама, на которой расположены идентичные друг другу блоки передающих антенн (TX), и блоки приемных антенн (RX), соответственно.

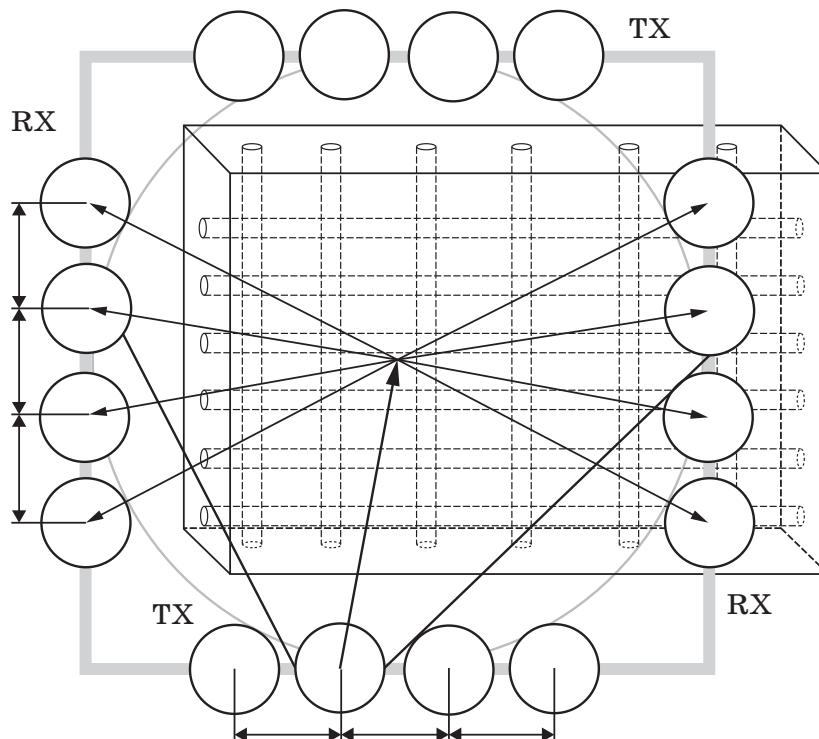


Рис. 7. Схематичное представление устройства обнаружения

Fig. 7. Schematic representation of a device

На рис. 7 стрелками показан ход падающего и множества отраженных от облучаемой цели лучей. Расстояние между антеннами выбирается по следующим критериям (которые тоже могут быть оптимизированы):

- ширина главного лепестка диаграммы направленности отдельного излучателя;
- уровень боковых лепестков отдельного излучателя;
- уровень электромагнитной развязки между изолированными каналами системы.

Оптимизация данных критериев должна обеспечить необходимую диаграмму направленности антенной системы и минимизировать прием электромагнитной мощности из паразитных направлений.

Заключение

В данной статье мы описали обобщенную электродинамическую модель, причина разработки которой в первую очередь заключается в необходимости оптимизации конструкции устройства по обнаружению и измерению геометрических параметров металлического арматурного каркаса в бетонном монолите. Сопутствующая оптимизации задача заключается в накоплении выходных данных модельных исследований для обучения искусственной нейронной сети, которая бы, вне зависимости от используемых алгоритмов обработки информации, существенно бы расширила доступный функционал устройства, в состав которого она бы была включена. В процессе создания модели были рассмотрены следующие вопросы: электрофизические параметры бетона, их зависимость от частоты и влажности; масштабы MIMO системы, количество приемо-передающих каналов, их взаимное расположение; различная конфигурация и геометрия арматурного каркаса в бетонной стене. Главными выводами такого рассмотрения явились, во-первых, возможность учета или синхронного измерения влажности бетона при детектировании арматурного каркаса в нем. Во-вторых, оптимальная по ряду параметров MIMO система, работающая в режиме ЛЧМ. Оптимальность системы определялась как по количеству пространственных каналов, так и по их взаимной конфигурации.

Список литературы

1. Lai W.W., Derobert X., Annan P. A review of Ground Penetrating Radar application in civil engineering: A 30-year journey from Locating and Testing to Imaging and Diagnosis. *NDT & E International*. 2018;96:58–78. DOI: 10.1016/j.ndteint.2017.04.002
2. Zeyde K.M., Hong D., Vardugina A.Yu., Mitelman Yu.E. EM perturbation of the single point PEC scatterer in multilayer structure for

GPR. In: *2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBERET 2020, Yekaterinburg, 14 May 2020*. Yekaterinburg: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2020. P. 234–237. DOI: 10.1109/USBERET48449.2020.9117738

3. Na Li, Hong D., Wei Han, Qing Huo Liu. An analytic algorithm for electromagnetic field in planar-stratified biaxial anisotropic formation. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2020;58(3):1644–1653. DOI: 10.1109/TGRS.2019.2947279

4. Caorsi S., Massa A., Pastorino M., Raffetto M., Randazzo A. Detection of buried inhomogeneous elliptic cylinders by a memetic algorithm. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2003;51(10):2878–2884. DOI: 10.1109/TAP.2003.817984

5. Griesmaier R. A general perturbation formula for electromagnetic fields in presence of low volume scatterers. *ESAIM: Mathematical Modelling and Numerical Analysis*. 2011;45(6):1193–1218. DOI: 10.1051/m2an/2011015

6. Colton D., Piana M. The simple method for solving the electromagnetic inverse scattering problem: the case of TE polarized waves. *Inverse Problems*. 1998;14:597–614.

7. Зейде К.М. Исследование нагруженного на круглые отверстия прямоугольного резонатора в рамках теории возмущений. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):261–276. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.001.

8. Зейде К.М., Вардугина А.Ю., Марвин С.В. Быстрый метод анализа возмущения электромагнитного поля малыми сферическими рассеивателями. Компьютерные исследования и моделирование. 2020;12(5):1039–1050. DOI: 10.20537/2076-7633-2020-12-5-1039-1050

9. Ronkin M.V., Kalmykov A.A., Zeyde K.M. Novel FMCW-interferometry method testing on an ultrasonic clamp-on flowmeter. *IEEE Sensors Journal*. 2020;20(11):6029–6037. DOI: 10.1109/JSEN.2020.2972604

10. Ронкин М.В., Калмыков А.А. Анализ особенностей обработки сигналов ультразвуковых расходомеров с линейно-частотно модулированным излучением. *Ural Radio Engineering Journal*. 2018;2(4):52–66. DOI: 10.15826/urej.2018.2.4.004

11. Zeyde K.M. Verified simulation of waveguide inhomogeneities in Keysight EMPro 2017 software. *Ural Radio Engineering Journal*. 2018;2(4):67–76. DOI: 10.15826/urej.2018.2.4.005

12. Kunz K.S., Luebbers R.J. *The finite difference time domain method for electromagnetics*. CRC Press; 1993. 464 p. DOI: 10.1201/9780203736708

13. Olkkonen M.K., Mikhnev V., Huuskonen-Snicker E. Complex Permittivity of Concrete in the Frequency Range 0.8 to 12 GHz. In: *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. Gothenburg, Sweden, April 8–12, 2013. P. 3319–3321.

14. Djordjevic A., Olcan D., Stojilovic M., Pavlovic M., Kolundzija B., Tasic D. Causal models of electrically large and lossy dielectric bodies. *Facta Universitatis*. 2014;27(2):221–234. Available at: <http://facta.junis.ni.ac.rs/eae/fu2k142/eae140204.pdf>

15. Olkkonen M.-K., Mikhnev V., Huuskonen E. RF moisture measurement of concrete with a resonator sensor. In: *22nd International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, September 10–14, 2012*. IEEE; 2012. P. 853–854. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6336221>
16. Ji S., Chung K.L., Zhang C. Optimal bandwidth of concrete embedded antenna for wireless power transmission. In: *IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition, Nanjing, May 16–18, 2016*. IEEE; 2016. DOI: 10.1109/iWEM.2016.7505029
17. Wutke M.K. Use of Ground Penetrating Radar measurement combined to resistivity measurement for characterization of the concrete moisture. In: *17th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*, 2018.
18. Berenger J.-P. Perfectly matched layer for the FDTD solution of wave-structure interaction problems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1996;44(1):110–117.
19. Hamid A-K., AlSunaidi M. Inverse scattering by dielectric circular cylindrical scatterers using a neural network approach. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Montreal, Kanada, July 13–18, 1997*. IEEE; 1997. Vol. 4, pp. 2278–2281.
20. Веремьев В.И., Шинь Ч.С. Использование диаграммы рассеяния цели в задачах радиолокационного распознавания. *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*. 2006;(5):62–68.
21. Зейде К.М. Программная автоматизация алгоритма восстановления электрофизических параметров объекта в САПР EMPro. В: *Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов 26-й международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 29 сентября – 1 октября 2020 г*. Воронеж: Воронежский государственный университет; 2020. Т. 6. С. 134–139.

References

1. Lai W.W., Derobert X., Annan P. A review of Ground Penetrating Radar application in civil engineering: A 30-year journey from Locating and Testing to Imaging and Diagnosis. *NDT & E International*. 2018;96:58–78. DOI: 10.1016/j.ndteint.2017.04.002
2. Zeyde K.M., Hong D., Vardugina A.Yu., Mitelman Yu.E. EM perturbation of the single point PEC scatterer in multilayer structure for GPR. In: *2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT 2020, Yekaterinburg, 14 May 2020*. Yekaterinburg: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2020, pp. 234–237. DOI: 10.1109/USBEREIT48449.2020.9117738
3. Na Li, Hong D., Wei Han, Qing Huo Liu. An analytic algorithm for electromagnetic field in planar-stratified biaxial anisotropic formation. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2020;58(3):1644–1653. DOI: 10.1109/TGRS.2019.2947279
4. Caorsi S., Massa A., Pastorino M., Raffetto M., Randazzo A. Detection of buried inhomogeneous elliptic cylinders by a memetic algorithm. *IEEE*

Transactions on Antennas and Propagation. 2003;51(10):2878–2884. DOI: 10.1109/TAP.2003.817984

5. Griesmaier R. A general perturbation formula for electromagnetic fields in presence of low volume scatterers. *ESAIM: Mathematical Modelling and Numerical Analysis.* 2011;45(6):1193–1218. DOI: 10.1051/m2an/2011015

6. Colton D., Piana M. The simple method for solving the electromagnetic inverse scattering problem: the case of TE polarized waves. *Inverse Problems.* 1998;14:597–614.

7. Zeyde K.M. A case study of a loaded rectangular resonator with circular holes under the cavity perturbation theory. *Ural Radio Engineering Journal.* 2020;4(3):261–276. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.001.

8. Zeyde K.M., Vardugina A.Yu., Marvin S.V. Fast method for analyzing the electromagnetic field perturbation by small spherical scatterer. *Computer Research and Modelin.* 2020;12(5):1039–1050. (In Russ.) DOI: 10.20537/2076-7633-2020-12-5-1039-1050

9. Ronkin M.V., Kalmykov A.A., Zeyde K.M. Novel FMCW-interferometry method testing on an ultrasonic clamp-on flowmeter. *IEEE Sensors Journal.* 2020;20(11):6029–6037. DOI: 10.1109/JSEN.2020.2972604

10. Ronkin M.V., Kalmykov A.A. Analysis of processing features of ultrasonic flowmeters with FMCW signals. *Ural Radio Engineering Journal.* 2018;2(4):52–66. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2018.2.4.004

11. Zeyde K.M. Verified simulation of waveguide inhomogeneities in Keysight EMPro 2017 software. *Ural Radio Engineering Journal.* 2018;2(4):67–76. DOI: 10.15826/urej.2018.2.4.005

12. Kunz K.S., Luebbers R.J. *The finite difference time domain method for electromagnetics.* CRC Press; 1993. 464 p. DOI: 10.1201/9780203736708

13. Olkkonen M.K., Mikhnev V., Huuskonen-Snicker E. Complex Permittivity of Concrete in the Frequency Range 0.8 to 12 GHz. In: *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP).* Gothenburg, Sweden, April 8–12, 2013, pp. 3319–3321.

14. Djordjevic A., Olcan D., Stojilovic M., Pavlovic M., Kolundzija B., Tasic D. Causal models of electrically large and lossy dielectric bodies. *Facta Universitatis.* 2014;27(2):221–234. Available at: <http://facta.junis.ni.ac.rs/eae/fu2k142/eae140204.pdf>

15. Olkkonen M.-K., Mikhnev V., Huuskonen E. RF moisture measurement of concrete with a resonator sensor. In: *22nd International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, September 10–14, 2012.* IEEE; 2012, pp. 853–854. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6336221>

16. Ji S., Chung K.L., Zhang C. Optimal bandwidth of concrete embedded antenna for wireless power transmission. In: *IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition, Nanjing, May 16–18, 2016.* IEEE; 2016. DOI: 10.1109/iWEM.2016.7505029

17. Wutke M.K. Use of Ground Penetrating Radar measurement combined to resistivity measurement for characterization of the concrete moisture. In: *17th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR),* 2018.

18. Berenger J.-P. Perfectly matched layer for the FDTD solution of wave-structure interaction problems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1996;44(1):110–117.
19. Hamid A-K., AlSunaidi M. Inverse scattering by dielectric circular cylindrical scatterers using a neural network approach. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Montreal, Kanada, July 13–18, 1997*. IEEE; 1997, vol. 4, pp. 2278–2281.
20. Veremyev V.I., Trinh Xuan Sinh. Using of the target scattering indicatrix in tasks of radar-tracking recognition. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2006;(5):62–68. (In Russ.)
21. Zeyde K.M. Software automatization algorithm for electrophysical object parameters reconstruction in ECAD EMPro. In: *RLNC Conf. Proc., Voronezh, September 29 – October 1, 2020*. Voronezh: Voronezh State University; 2020. Vol. 6, pp. 134–139. (In Russ.)

Информация об авторах

Зейде Кирилл Михайлович, кандидат физико-математических наук, доцент департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия, k.m.zeyde@urfu.ru.

Ронкин Михаил Владимирович, кандидат технических наук, доцент департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия, m.v.ronkin@urfu.ru.

Калмыков Алексей Андреевич, кандидат технических наук, профессор департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия, alexey.kalmykov@urfu.ru.

Information about the authors

Kirill M. Zeyde, Candidate of Science in Physics and Mathematics, Associate Professor of the Department of Radioelectronics and Communications of Engineering School of Information Technologies, Telecommunications and Control Systems, Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia, k.m.zeyde@urfu.ru.

Mikhail V. Ronkin, Candidate of Science in Technology, Associate Professor of the Department of Radioelectronics and Communications of Engineering School of Information Technologies, Telecommunications and Control Systems, Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia, m.v.ronkin@urfu.ru.

Alexey A. Kalmykov, Candidate of Science in Technology, Professor of the Department of Radioelectronics and Communications of Engineering School of Information Technologies, Telecommunications and Control Systems, Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia, alexey.kalmykov@urfu.ru.

Поступила / Received: 28.05.2021

Принята в печать / Accepted: 09.06.2021

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2021.5.2.003

УДК 621.373.12; 621.396.962.2

Особенности формирования и обработки сигналов в автодинных радиолокаторах с частотной модуляцией с учетом нелинейности модуляционной характеристики

В. Я. Носков¹✉, Е. В. Богатырев², К. А. Игнатков¹,
К. Д. Шайдуров¹

¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России
Б. Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32

² Сибирский федеральный университет, Россия, 660041, г. Красноярск,
пр. Свободный, 79

✉ noskov@oko-ek.ru

Аннотация

Представлены результаты исследования особенностей формирования и обработки сигналов автодинных систем ближней радиолокации (СБРЛ) с частотной модуляцией (ЧМ) при наличии нелинейности модуляционной характеристики. На основе математической модели автодинного генератора выполнено численное моделирование влияния нелинейности модуляционной характеристики на форму и спектр автодинного сигнала. Установлено, что даже малая нелинейность этой характеристики вызывает существенное искажения формы и спектра автодинного сигнала. Предложен метод квазистатической коррекции закона частотной модуляции зондирующего излучения применением цифрового сигнального процессора, не требующий усложнения СВЧ части автодинной СБРЛ с ЧМ. Приведены результаты экспериментальных исследований автодинной СБРЛ 8-мм диапазона, выполненной на основе генератора на диоде Ганна с управлением частоты варикапом.

Ключевые слова

автодин, автодинный сигнал, автодинный отклик, частотная модуляция, система ближней радиолокации, нелинейность модуляционной характеристики, генератор на диоде Ганна

Для цитирования

Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Особенности формирования и обработки сигналов в автодинных радиолокаторах с частотной модуляцией с учетом нелинейности модуляционной характеристики. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):119–143. DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.003.

Features of the Formation and Processing of Signals in an Autodyne Radar with Frequency Modulation Taking into Account the Nonlinearity of the Modulation Characteristic

V. Ya. Noskov¹✉, E. V. Bogatyrev², K. A. Ignatkov¹,
K. D. Shaidurov¹

¹ Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin,
32, Mira Srt., Ekaterinburg, 620002, Russia

² Siberian Federal University, 79, Svobodny pr., Krasnoyarsk, 660041, Russia
✉ noskov@oko-ek.ru

Abstract

The results of the study of the features of the formation and processing of signals of autodyne short-range radar systems (SRR) with frequency modulation (FM) involving non-linearity of the modulation characteristic are presented. The numerical simulation of the nonlinear influence of the modulation characteristic on the shape and spectrum of the autodyne signal is implemented on the basis of the mathematical model of the autodyne generator. We have established that even a small non-linearity of this characteristic causes a significant distortion of the shape and spectrum of the autodyne signal. A method of quasi-static correction of the law of frequency modulation of probing radiation using a digital signal processor is proposed, which does not require complication of the microwave part of the autodyne SRR with FM. The results of experimental studies of an 8-mm autodyne SRR made on the basis of a Gunn diode oscillator with frequency control by varicap are presented.

Keywords

autodyne, autodyne signal, autodyne response, frequency modulation, non-linearity modulation characteristic, short-range radar, Gunn-diode oscillator

For citation

Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Features of the Formation and Processing of Signals in an Autodyne Radar with Frequency Modulation Taking into Account the Nonlinearity of the Modulation Characteristic. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):119–143. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.003.

1. Введение

Приемо-передающие системы автодинного типа (просто автодины¹) являются малогабаритными, надежными и технологичными устройствами, нашедшими самое широкое применение в решении различных задач на транспорте, в промышленно-

¹ В литературе наряду с широко распространенным термином «автодин» (autodyne) часто используют термины oscillator-detector, self-oscillating mixer (SOM), self-mixing oscillator, self-detecting oscillator и др.

сти, научных исследованиях и военном деле [1–8]. Принцип действия таких устройств основан на автодинном эффекте, состоящем в изменениях амплитуды, частоты и рабочего тока автогенератора при воздействии на него отраженного излучения. Регистрация этих изменений в виде сигналов и их обработка обеспечивают возможность получения информации об отражающем объекте и параметрах его движения.

При воздействии на автодин отраженного излучения от движущегося объекта частота автодинного отклика равна частоте Доплера. В связи с этим наиболее широкое применение автодины нашли в простых доплеровских системах ближней радиолокации (СБРЛ) для решения задач обнаружения движущихся объектов и измерения скорости, пройденного пути, ускорения, амплитуды и частоты вибраций [7–10].

Применение различных видов модуляции излучения (амплитудной, частотной, фазовой и их комбинации) значительно повышает устойчивость СБРЛ к воздействию активных и пассивных помех, а также расширяет функциональные возможности автодинных СБРЛ [10–15]. При этом частотная модуляция (ЧМ) излучения благодаря ряду своих достоинств используется в СБРЛ значительно чаще других видов модуляции. Поэтому исследованию особенностей формирования и обработки сигналов автодинных СБРЛ с ЧМ посвящено большое число публикаций [13–18]. Анализ результатов этих исследований показывает, что наиболее информативными и гибкими в применении являются автодинные системы, использующие линейные законы ЧМ: несимметричный и симметричный пилообразный. Они позволяют сравнительно просто одновременно измерять дальность до объектов локации и скорость их перемещения [15–18].

Однако применение этих видов модуляции частоты в автодинных СБРЛ наталкивается на ряд трудностей, связанных как со сложностью анализа процессов, возникающих в автогенераторах при одновременном воздействии на автодин собственного запаздывающего отраженного излучения, так и учетом влияния нелинейности модуляционной характеристики генератора на форму и спектр формируемого сигнала. Острота этой проблемы особенно возрастает в условиях применения больших значений девиации частоты излучения в миллиметровом диапазоне, когда стоит задача предельного повышения разрешающей способности СБРЛ с ЧМ по дальности.

В настоящее время в связи со значительным ростом возможностей микропроцессорных устройств стала актуальной задача их применения для улучшения характеристик автодинных СБРЛ с ЧМ. Высокопроизводительные вычислители современных сиг-

нальных процессоров способны выполнить не только внутрисхемную цифровую фильтрацию и спектральную обработку сигнала автодинного отклика, но и, как показано ниже, коррекцию модуляционной характеристики генератора. Решению указанной задачи, направленной на исследование особенностей формирования сигнальных характеристик, а также поиск новых методов коррекции закона частотной модуляции зондирующего излучения автодинных генераторов посвящена настоящая статья.

2. Основные уравнения для анализа автодинов с частотной модуляцией

Для анализа влияния нелинейности перестроечной характеристики автогенератора на формирование автодинного сигнала воспользуемся результатами разработки математической модели одноконтурного автодинного генератора с ЧМ изменением смещения на варикапе, полученными в работе [19] с учетом собственных шумов генератора и шумов источника питания. Здесь для случая отсутствия указанных шумов запишем выражения (4) – (6) из [19] для относительных автодинных изменений амплитуды $a_1(t, \tau) = (A - A_0) / A_0$ и частоты $\chi(t, \tau) = (\omega - \omega_0) / \omega_0$ колебаний генератора, а также относительной величины напряжения $a_0(t, \tau)$ на выходе блока регистрации в цепи его питания в виде:

$$a_1(t, \tau) = -m_{\text{ам}} f_{\text{мод}}(t) + GK_a \cos[\delta(t, \tau) - \psi_1], \quad (1)$$

$$\chi(t, \tau) = -m_{\text{чм}} f_{\text{мод}}(t) - GL_a \sin[\delta(t, \tau) + \theta], \quad (2)$$

$$a_0(t, \tau) = -m_{\text{пд}} f_{\text{мод}}(t) + GK_0 \cos[\delta(t, \tau) - \psi_0], \quad (3)$$

где A , A_0 и ω , ω_0 – текущие и стационарные значения амплитуды и частоты колебаний генератора; $m_{\text{ам}} = (\Delta A_m^{\text{ам}} / A_0)$, $m_{\text{чм}} = \Delta \omega_m^{\text{чм}} / \omega_0$ – коэффициенты амплитудной и частотной модуляции колебаний; $\Delta A_m^{\text{ам}}$ – наибольшее отклонение амплитуды от стационарного значения A_0 при модуляции частоты; $\Delta \omega_m^{\text{чм}}$ – девиация частоты колебаний генератора вследствие ЧМ; $m_{\text{пд}}$ – коэффициент «прямого детектирования», характеризующий процесс преобразования автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний на нелинейности активного элемента генератора в отклик в цепи его питания; $f_{\text{мод}}(t)$ – нормированная модулирующая функция, имеющая период $T_{\text{мод}} = 2\pi / \Omega_{\text{мод}}$; $\Gamma = (P_c / P_0)^{1/2}$ – приведенный к выходу генератора коэффициент отражения, характеризующий затухание излучения по амплитуде при его распространении до объекта локации и обратно; P_c , P_0 – мощность приходящего от объекта локации сигнала, и выходная мощность генератора соответственно; K_a , L_a , K_0 – коэффициенты автодинного усиления, девиации частоты и автодетектирования соответственно, зави-

сящие от внутренних параметров и свойств генератора [18–20]; ψ_1, θ, ψ_0 – углы фазового смещения автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний, а также сигнала в цепи питания АЭ, зависящие от внутренних параметров и свойств генератора; $\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau)$ – мгновенный набег фазы отраженного излучения при его распространении до объекта локации и обратно; $\Psi(t)$, $\Psi(t, \tau)$ – полная фаза колебаний в текущий момент времени t и в момент времени $t - \tau$ из предыстории системы «генератор – объект локации»; τ – время распространения (запаздывания) отраженного излучения.

Выражения (1) – (3) не являются окончательными, поскольку содержат неявную функцию запаздывающего аргумента – набег фазы $\delta(t, \tau)$ отраженного излучения. Для большинства практических случаев, как показано в работе [21], когда время запаздывания τ отраженного излучения значительно меньше периода $\tau \ll T_a$ регистрируемого сигнала, анализ особенностей формирования автодинного отклика в генераторе с ЧМ можно проводить, полагая $\delta(t, \tau) = \omega\tau$. С учетом этого замечания с учетом (2) получим:

$$\delta(t, \tau) = \omega_0\tau + \omega_0 m_{\text{чм}} \tau f_{\text{мод}}(t) - \Gamma L_a \omega_0 \tau \sin[\delta(t, \tau) + \theta]. \quad (4)$$

Как видим из (4) относительно фазы $\delta(t, \tau)$, данное выражение является по-прежнему неявным. Для ее окончательного выявления используем метод последовательных приближений. В общем виде при выполнении условий $C_{\text{oc}} < 1$ решение k -го приближения этим методом имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta(t, \tau_n) = & (2\pi\tau_n)_{(0)} + \pi B_{\text{чм}} f_{\text{мод}}(t) - C_{\text{oc}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + \\ & + \pi B_{\text{чм}} f_{\text{мод}}(t) + \theta - \dots - C_{\text{oc}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k-1)} + \pi B_{\text{чм}} f_{\text{мод}}(t) + \\ & + \theta - C_{\text{oc}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \pi B_{\text{чм}} f_{\text{мод}}(t) + \theta]] \dots]. \end{aligned} \quad (5)$$

где индексами в круглых скобках около слагаемых $(2\pi\tau_n)$ обозначен порядок приближения; $\tau_n = \omega_0\tau / 2\pi$ – нормированное (безразмерное) время; $B_{\text{чм}} = \omega_0 m_{\text{чм}} \tau / \pi$ – параметр частотной модуляции, характеризующий изменение фазы автодинного сигнала при ЧМ и определяющий число периодов сигнала, укладывающихся на периоде модулирующей функции при неподвижном объекте локации; $C_{\text{oc}} = \Gamma L_a \omega_0 \tau$ – параметр обратной связи автодинной системы генератор – объект локации, физический смысл которого – изменение фазы формируемого сигнала из-за автодинных изменений частоты генерации [22].

Отметим, что параметр обратной связи C_{oc} является одним из важнейших в теории автодинных систем. Величина этого параметра, зависящая от времени τ запаздывания и уровня Γ отраженного излучения, а также через коэффициент L_a от внутренн-

них свойств генератора, определяет степень ангармонических искажений сигналов автодинов.

Из выражений (1) и (3) видно, что при ЧМ генератора и одновременном воздействии отраженного излучения его отклик по изменению амплитуды колебаний и смещению в цепи питания генератора, кроме полезного сигнала (вторые слагаемые), содержит также составляющие сигнала (первые слагаемые), повторяющие закон модуляции. Данные составляющие не содержат полезной информации об объекте, поэтому в дальнейшем анализе их рассматривать не будем. Кроме того, эти выражения отличаются лишь амплитудными значениями и сдвигом фаз ψ_1 и ψ_0 . Поэтому в дальнейшем будем рассматривать обобщенное выражение для нормированного автодинного отклика в виде:

$$a_n(t, \tau_n) = \frac{a(t, \tau)}{a_m(t, \tau)} = \cos [\delta(t, \tau_n) - \psi], \quad (6)$$

где $a(t, \tau)$, $a_m(t, \tau)$ – текущие и максимальные значения автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний ΓK_a или смещения в цепи питания ΓK_0 соответственно; ψ – обобщенный угол фазового смещения ψ_1 или ψ_0 .

Зависимости (5) и (6) в теории автодинных систем обычно называются фазовой (ФХА) и сигнальной (СХА) характеристиками автодина соответственно [20].

Следуя [15], представим математическую модель модуляционной характеристики в виде суммы линейной $f_{\text{лин}}(t_n) = t_n$ и нелинейной $f_{\text{нл}}(t_n) = v_n \cos(\pi t_n)$ функций

$$f_{\text{mod}}(t_n) = f_{\text{лин}}(t_n) + f_{\text{нл}}(t_n), \quad (7)$$

где v_n – коэффициент, характеризующий нелинейность модуляционной характеристики; $t_n = t / T_{\text{mod}} = \Omega_{\text{mod}} t / 2\pi$ – нормированное время модулирующей функции, действительной в пределах $-0,5t_n \leq t_n \leq 0,5t_n$. Как видно из (7), в данном случае расчет автодинного сигнала согласно (5) и (6) сводится к учету двойной модуляции частоты.

Обычно для СБРЛ с ЧМ выполняется условие $\tau \ll T_{\text{mod}}$. С учетом выполнения этого условия для неподвижного объекта локации ($\tau_n = 0$) при $C_{\text{oc}} = 0$, $\psi = 0$ и равенстве $B_{\text{чм}}$ целому положительному числу k разложение в ряд Фурье автодинного отклика (6) с учетом (5) и (7) имеет вид:

$$a_n(t) = J_0(v_n k) \cos(n \Omega_{\text{mod}} t) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(v_n k) \cos(k \pm n) \Omega_{\text{mod}} t. \quad (8)$$

Из анализа (8) следует, что при идеальной модуляционной характеристике, когда $v_n = 0$, в спектре сигнала присутствует лишь одна составляющая, имеющая частоту $k \Omega_{\text{mod}}$. Даже неболь-

шая нелинейность модуляционной характеристики в единицы процентов приводит к значительному искажению спектра автодинного сигнала и изменениям его мгновенной частоты. Более подробные выводы о влиянии нелинейности на формирование сигналов и их спектр сделаем после анализа результатов численного моделирования.

3. Численное моделирование автодинных характеристик

Модуляционные характеристики всех известных генераторов с ЧМ в той или иной степени нелинейные. Типичная модуляционная характеристика – это выпуклая кривая с производной, уменьшающейся с ростом частоты. Величину нелинейности обычно определяют как отношение максимального отклонения модуляционной характеристики от линейного закона к ее диапазону перестройки частоты за период модуляции T_{mod} .

Для расчета сигнальных характеристик автодинных СБРЛ с линейной ЧМ по несимметричному пилообразному закону и оценки влияния нелинейности модуляционной характеристики на формирование автодинного сигнала воспользуемся аппроксимацией этой характеристики разрывными функциями. В качестве линейной зависимости $f_{\text{лин}}(t_n)$ будем использовать функцию вида [18; 19]:

$$f_{\text{лин}}(t_n) = \frac{2}{\pi} \arctg \left(\frac{2\pi t_n + \pi}{2} \right). \quad (9)$$

При этом имитацию нелинейности модуляционной функции в (7) выполним с помощью полупериода функции квадрата косинуса:

$$f_{\text{нл}}(t_n) = 2v_n \{2\cos^2[(\pi/4)f_{\text{лин}}(t_n)] - 1\}. \quad (10)$$

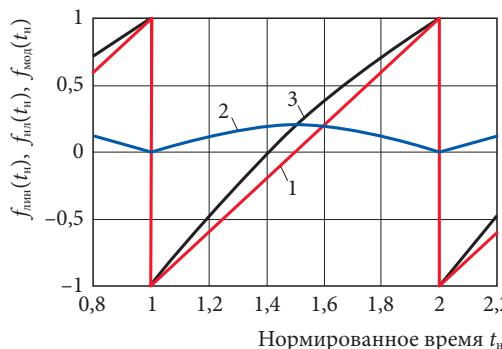


Рис. 1. Временные диаграммы линейной (кривая 1), нелинейной (кривая 2) и результирующей (кривая 3) модулирующих функций

Fig. 1. Timing diagrams of linear (curve 1), nonlinear (curve 2) and resulting (curve 3) modulating functions.

На рис. 1 приведены временные диаграммы линейной $f_{\text{лин}}(t_n)$ (кривая 1), нелинейной $f_{\text{нл}}(t_n)$ (кривая 2) и результирующей или суммарной $f_{\text{мод}}(t_n)$ (кривая 3) функций модуляции, рассчитанные согласно (9), (10) и (7) соответственно. Максимальное значение функции $f_{\text{нл}}(t_n)$ соответствует наибольшему отклонению $f_{\text{мод}}(t_n)$ от линейной зависимости. Половина этого отклонения численно равно коэффициенту v_n нелинейности модуляционной характеристики. В данном случае коэффициент нелинейности составляет $v_n = 10\%$.

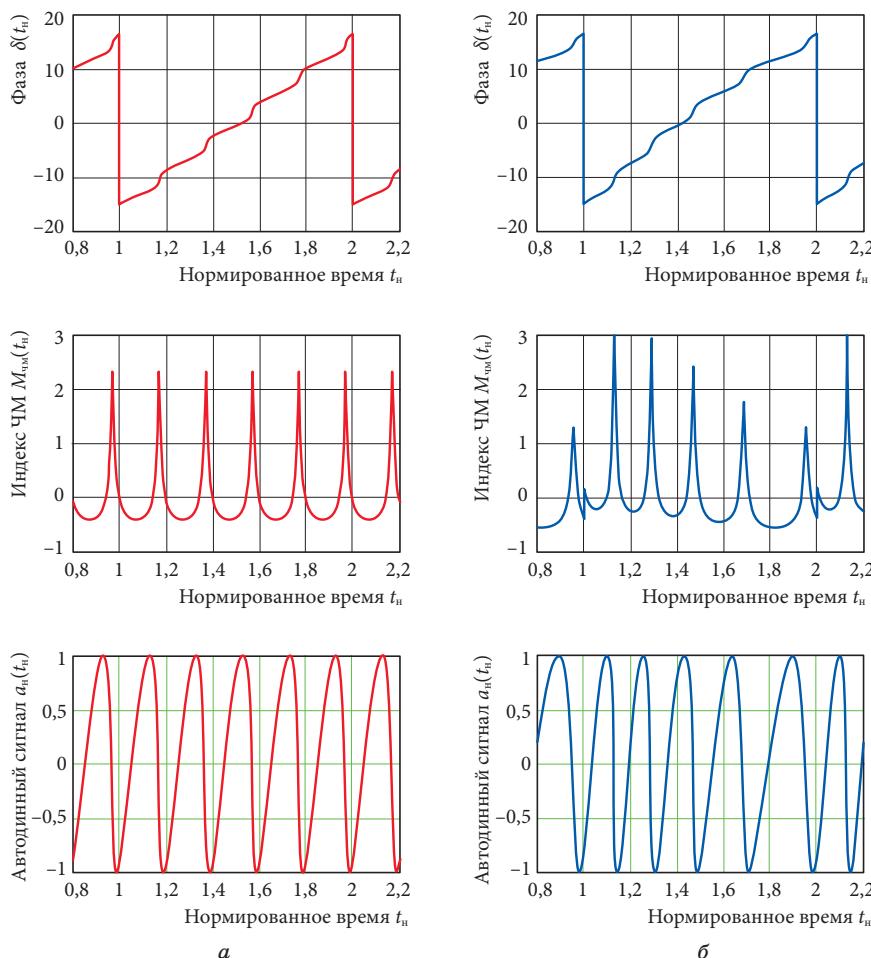


Рис. 2. Временные диаграммы ФХА $\delta(t_n)$, индекса ЧМ $M_{\text{чм}}(t_n)$ и СХА $a_n(t_n)$, рассчитанные при $C_{\text{oc}} \ll 1$ и различных значениях коэффициента v_n нелинейности: $v_n = 0$ (*a*) и $v_n = 0.1$ (*b*)

Fig. 2. Timing diagrams of APC $\delta(t_n)$, index of FM $M_{\text{чм}}(t_n)$ and ASC $a_n(t_n)$, calculated at and different values of the coefficient v_n of non-linearity: $v_n = 0$ (*a*) and $v_n = 0.1$ (*b*)

На рис. 2 и 3 для случаев линейной (а) и нелинейной (б) модуляционной характеристики представлены временные диаграммы формирования ФХА $\delta(t_n)$, мгновенного индекса $M_{\text{чм}}(t_n)$ ЧМ автодинного сигнала и СХА $a_n(t_n)$. Расчеты выполнялись согласно (5), (6) с учетом (9) и (10) при $\tau_n = 0$, $B_{\text{чм}} = 5$, $\psi = 0,2$, $\theta = 1$ и $k = 50$ для различных значений $C_{\text{oc}} = 0,1$ (рис. 2) и $C_{\text{oc}} = 0,7$ (рис. 3) и коэффициента нелинейности модуляционной характеристики v_n : $v_n = 0$ (а) и $v_n = 0,1$ (б). При этом мгновенный индекс $M_{\text{чм}}(t_n)$ ЧМ автодинного сигнала вычислялся по формуле:

$$M_{\text{чм}}(t_n) = \frac{1}{2\pi B_{\text{чм}}} \frac{d\delta(t_n)}{dt_n} - 1. \quad (11)$$

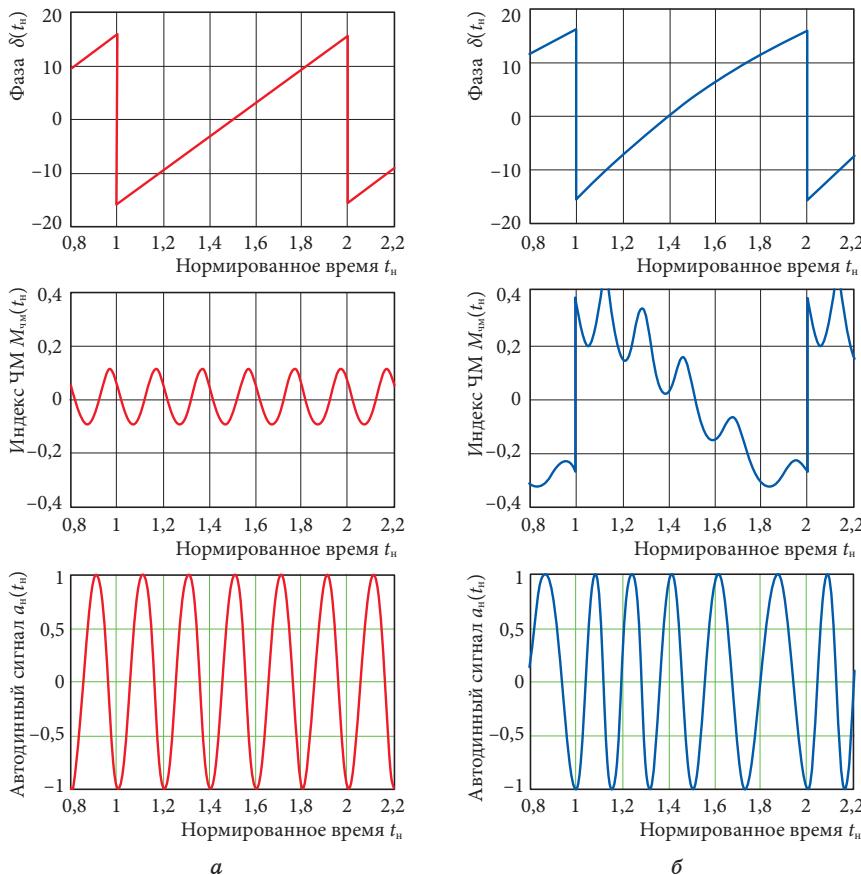


Рис. 3. Временные диаграммы ФХА $\delta(t_n)$, индекса ЧМ $M_{\text{чм}}(t_n)$ и СХА $a_n(t_n)$, рассчитанные при $C_{\text{oc}} = 0,7$ и различных значениях коэффициента v_n нелинейности: $v_n = 0$ (а) и $v_n = 0,1$ (б)

Fig. 3. Timing diagrams of APC $\delta(t_n)$, FM and ASC index $M_{\text{чм}}(t_n)$ and $a_n(t_n)$, calculated at $C_{\text{oc}} = 0,7$ and various values of the coefficient v_n of non-linearity: $v_n = 0$ (a) and $v_n = 0,1$ (b)

Как видно из (5) и (11), мгновенный индекс $M_{\text{чм}}(t_{\text{h}})$ ЧМ автодинного сигнала учитывает как нелинейность модуляционной характеристики, так и нелинейность набега фазы $\delta(t_{\text{h}})$ отраженного излучения, вызванной автодинными изменениями частоты генерации.

На рис. 4 и 5 представлены результаты расчета с помощью встроенной подпрограммы быстрого преобразования Фурье (БПФ) математического пакета «MathCAD» спектров автодинного сигнала $A_{\text{h}}(F_{\text{h}})$. Вычисления выполнялись при $\tau_{\text{h}} = 0$, $B_{\text{чм}} = 5$, $C_{\text{oc}} = 0$, $\psi = 0,2$, $\theta = 1$, $k = 50$ и различных значениях коэффициента v_{h} нелинейности модуляционной характеристики: $v_{\text{h}} = 0$ (а), $v_{\text{h}} = 0,05$ (б), $v_{\text{h}} = 0,1$ (в), $v_{\text{h}} = 0,2$ (г).

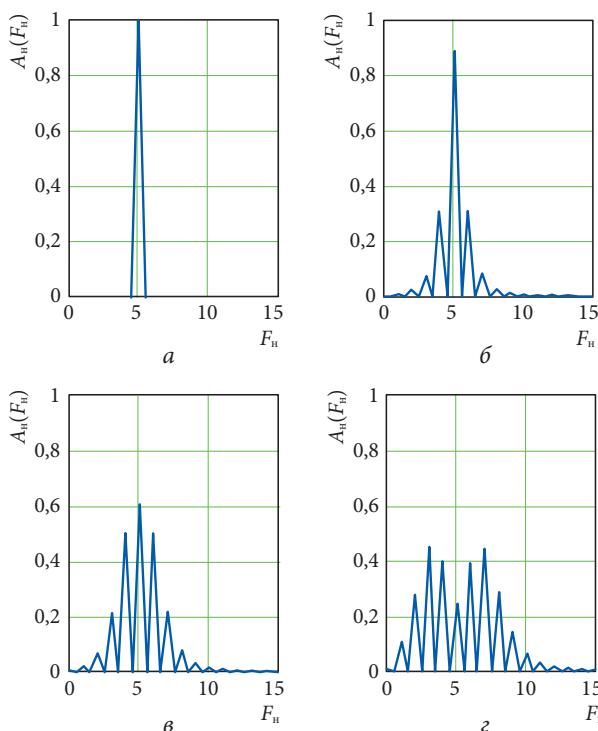


Рис. 4. Спектры автодинного сигнала $A_{\text{h}}(F_{\text{h}})$, рассчитанные при $C_{\text{oc}} \ll 1$ и различных значениях коэффициента v_{h} нелинейности: $v_{\text{h}} = 0$ (а), $v_{\text{h}} = 0,05$ (б), $v_{\text{h}} = 0,1$ (в), $v_{\text{h}} = 0,2$ (г)

Fig. 4. Spectra $A_{\text{h}}(F_{\text{h}})$ of an autodyne signal calculated for $C_{\text{oc}} \ll 1$ and different values of the nonlinearity coefficient v_{h} :
 $v_{\text{h}} = 0$ (a), $v_{\text{h}} = 0,05$ (b), $v_{\text{h}} = 0,1$ (c), $v_{\text{h}} = 0,2$ (d)

Из приведенных на рис. 2 и 4 под литерой а временных диаграмм, рассчитанных при отсутствии нелинейности модуляционной характеристики ($v_{\text{h}} = 0$), следует, что в случае «слабого»

отраженного излучения, когда $C_{\text{oc}} \ll 1$, в автодине формируются практически гармонические сигналы, как в системах гомодинного типа [15]. При этом в спектре сигнала присутствует только одна составляющая с частотой $F_{\text{h}} = k\Omega_{\text{mod}} / 2\pi$, соответствующая принятому выше условию $B_{\text{чм}} = k$ (рис. 4a). В случае, когда величина C_{oc} соизмерима с единицей, но при этом $C_{\text{oc}} \leq 1$, наблюдаются ангармонические искажения «сильных» сигналов, которые проявляются в изменениях их «наклона волн» (рис. 3a) и появлении его высших гармонических составляющих (рис. 5a). Эти результаты соответствуют результатам исследований, полученным в работах [16–18] для случая, когда выполняется принятное здесь неравенство $\tau \ll T_{\text{mod}}$.

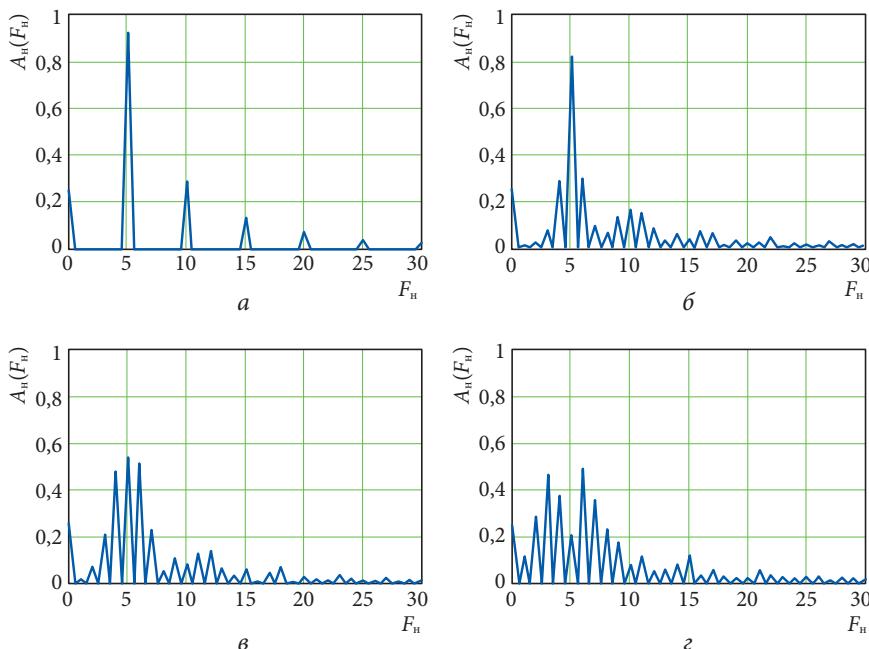


Рис. 5. Спектры автодинного сигнала $A_{\text{h}}(F_{\text{h}})$, рассчитанные при $C_{\text{oc}} = 0,7$ и различных значениях коэффициента ν_{h} нелинейности: $\nu_{\text{h}} = 0$ (a), $\nu_{\text{h}} = 0,05$ (b), $\nu_{\text{h}} = 0,1$ (c), $\nu_{\text{h}} = 0,2$ (d)

Fig. 5. Spectra of the autodyne signal $A_{\text{h}}(F_{\text{h}})$ calculated for $C_{\text{oc}} = 0,7$ and at different values of the nonlinearity coefficient ν_{h} : $\nu_{\text{h}} = 0$ (a), $\nu_{\text{h}} = 0,05$ (b), $\nu_{\text{h}} = 0,1$ (c), $\nu_{\text{h}} = 0,2$ (d)

Наличие нелинейности модуляционной характеристики, как видно на графиках рис. 2 и 3 под литерой б, вызывает значительные изменения вида временных диаграмм формирования автодинного сигнала, а также ширины и виде его спектра (рис. 4, 5). Если на графиках ФХА $\delta(t_{\text{h}})$ появление дополнительной нелинейности заметно лишь при больших значениях коэффициента

v_n , то на графиках индекса ЧМ $M_{\text{чм}}(t_n)$ и СХА $a_n(t_n)$ эти изменения в виде изменений периода и появления скачков в начале и конце цикла модуляции хорошо видны и при небольших значениях коэффициента v_n нелинейности модуляционной характеристики. При этом ширина спектра сигнала $A_n(F_n)$ значительно увеличивается с ростом коэффициента нелинейности v_n даже при пренебрежимо малой величине параметра обратной связи, когда $C_{oc} \ll 1$ (рис. 4б–г). Боковые составляющие отстоят от центральной частоты и между собой на частоту, кратную частоте модуляции. Эти результаты согласуются с выводами, сделанными выше из анализа (8). В случае больших значений параметра C_{oc} , когда величина C_{oc} соизмерима с единицей, каждая из высших гармоник автодинного сигнала $A_n(F_n)$ с увеличением коэффициента v_n нелинейности модуляционной характеристики также распадаются на ряд боковых составляющих (рис. 5б–г).

Как видно из спектральных диаграмм рис. 5, присущая в спектре сигнала на частоте $F_n = 0$ постоянная составляющая при наличии автодинных искажений сигналов, когда $C_{oc} \neq 0$, практически не зависит от нелинейности модуляционной характеристики. Она определяется лишь величиной параметра C_{oc} . Данная составляющая заслуживают особого внимания при изучении свойств автодинных сигналов СБРЛ с ЧМ. Ее учет может потребоваться, например, при обработке сигналов автодинных систем и анализе их помехоустойчивости.

4. Суть метода линеаризации модуляционной характеристики

Нелинейность модуляционной характеристики СБРЛ с ЧМ, как следует из результатов выполненных выше исследований, вызывает значительные изменения формы и спектра автодинного сигнала. Эти изменения отрицательно сказываются на таких важных показателях СБРЛ, как точность измерения дальности и ее разрешающая способность. Одно из направлений разработки прецизионных СБРЛ связано с компенсацией отклонений параметров модуляции с помощью линии задержки, имитирующей объект локации на заданном расстоянии [23]. Однако применение линии задержки значительно усложняет приемо-передающий модуль СБРЛ и сводит к минимуму основное достоинство автодинных систем – их конструктивную простоту.

Проблему линеаризации характеристики перестройки частоты реальных СВЧ-генераторов нам удалось разрешить с помощью метода квазистатической коррекции модуляционной характеристики без ущерба преимуществ автодинного принципа построения. Суть этого метода состоит в формировании с помо-

щью цифрового сигнального процессора (ЦСП) управляющего напряжения на варикапе по специально подобранныму корректирующему закону $V_{\text{корр}}(t)$, при котором модулирующая функция $f_{\text{мод}}[V_{\text{корр}}(t)]$ является строго линейной зависимостью от времени t . Для этого выбор закона изменения управляющего напряжения от времени может быть определен следующим выражением:

$$V_{\text{корр}}(t) = f_{\text{идеал}}^{-1}\{f_{\text{мод}}[V(t)]\}, \quad (12)$$

где $f_{\text{идеал}}^{-1}$ – функция обратная к строго линейной «идеальной» перестроечной характеристике генератора. На практике функцию $V_{\text{корр}}(t)$ легко найти графически или с помощью полиномиальной аппроксимации, используя табулированные значения функций $V(t)$ и $f_{\text{мод}}(V)$ в узлах заданной сетки. Так, например, на рис. 6а приведен график перестроечной характеристики генератора 8-мм диапазона на диоде Ганна. Корректирующая функция $V_{\text{корр}}(t)$ нормированного времени t_n для этой характеристики представлена на рис. 6б.

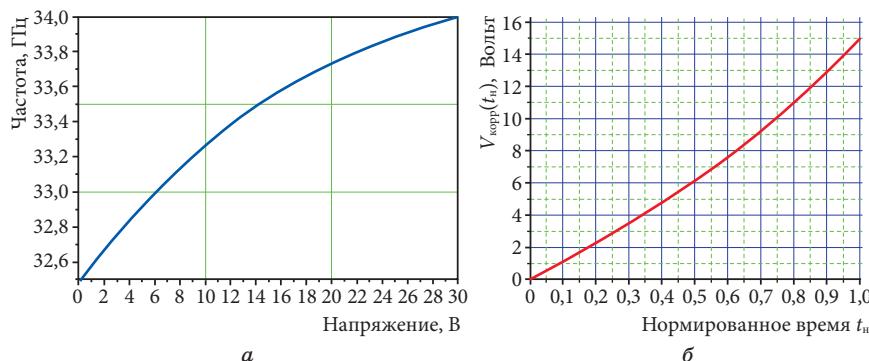


Рис. 6. Графики перестроечной характеристики генератора на диоде Ганна (а) и зависимости управляющего напряжения на варикапе как функция нормированного времени t_n при квазистатической коррекции модуляционной характеристики (б)

Fig. 6. Graphs of the tuning characteristics of the Gunn diode oscillator (a) and the dependence of the control voltage on the varicap as a function of normalized time with a quasi-static correction of the modulation characteristic (b)

Реализация корректирующей функции $V_{\text{корр}}(t_n)$ выполнена нами путем цифрового синтеза требуемой зависимости управляющего напряжения по заранее сформированной таблице значений. Для этого в соответствии со снятой характеристикой генератора формируется таблица цифровых кодов, которая записывается в постоянное запоминающее устройство цифрового сигнального процессора (ЦСП). В процессе работы устройства формирования управляющего напряжения ЦСП последователь-

но выбирает из таблицы хранящийся в его энергонезависимой памяти очередной цифровой код и отправляет его по шине последовательного порта в цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). В процессе последовательной выборки значений из таблицы с тактовой частотой работы ЦАП на его выходе формируется ступенчатый сигнал модуляции $U_{\text{DCFM}}(t_n) = U_{\text{CFM}}(t_n) + U_{\text{SC}}(t_n)$ (рис. 7), который содержит, помимо желаемой составляющей $U_{\text{CFM}}(t_n)$, также и паразитную составляющую $U_{\text{SC}}(t_n)$, имеющую периодичность работы ЦАП. При достаточно высокой скорости выборок и высокой разрядности ЦАП паразитная составляющая сигнала $U_{\text{SC}}(t_n)$, связанная с наличием ступенек, будет иметь малую амплитуду и высокую частоту. В таком случае паразитные составляющие можно легко отфильтровать применением ФНЧ относительно невысокого порядка.

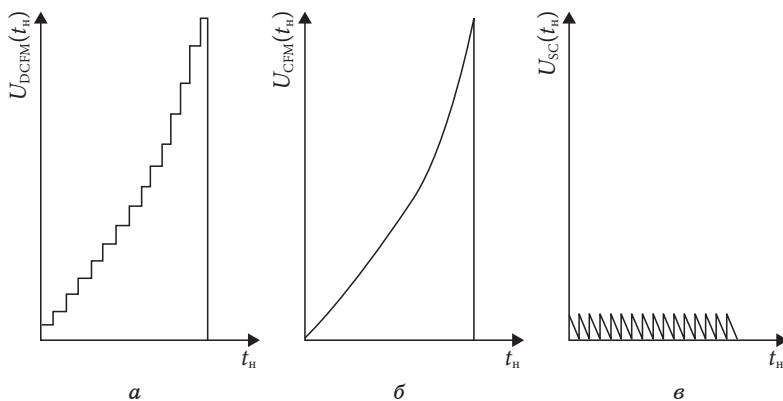


Рис. 7. Графики ступенчатого сигнала $U_{\text{DCFM}}(t_n)$ на выходе ЦАП (а), сигнала модуляции $U_{\text{CFM}}(t_n)$ после фильтрации помех (б) и паразитной составляющей $U_{\text{SC}}(t_n)$ помех (в)

Fig. 7. Graphs of the step signal $U_{\text{DCFM}}(t_n)$ at the DAC output (a), the modulation signal $U_{\text{CFM}}(t_n)$ after filtering the interference (b) and the parasitic component $U_{\text{SC}}(t_n)$ of the interference (c)

5. Особенности цифровой обработки сигналов автодинной СБРЛ с ЧМ

Структурная схема автодинной СБРЛ 8-мм диапазона с линейной модуляцией частоты представлена на рис. 8 [10]. Основой СБРЛ является автодинный СВЧ-модуль 2, выполненный на базе диода Ганна AA727A и варикапа ЗА637А-6 в корпусном исполнении. Выходная мощность излучения составляет 25 мВт, центральная частота – 36,5 ГГц. СВЧ-модуль обеспечивает перестройку частоты в полосе до 500 МГц. Закон ЧМ – несимметричный пилообразный, частота модуляции 10 кГц.

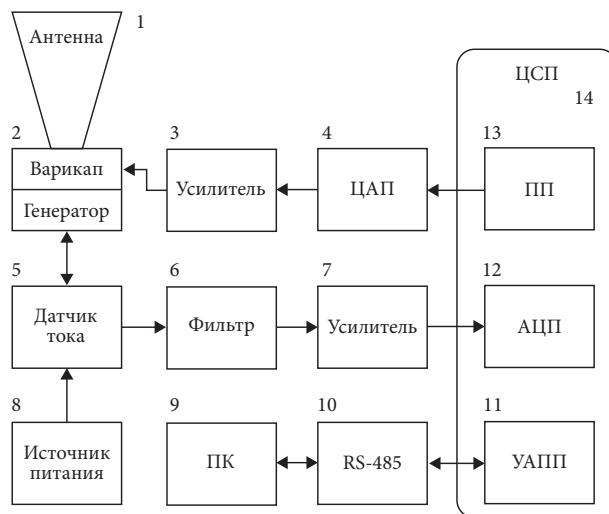


Рис. 8. Структурная схема автодинной СБРЛ с линейной ЧМ:

- 1 – рупорно-линзовая антенна; 2 – СВЧ-генератор на диоде Ганна с перестройкой частоты варикапом; 3 – усилитель с ФНЧ;
- 4 – цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП); 5 – датчик тока в цепи питания генератора; 6 – фильтр; 7 – усилитель; 8 – блок питания;
- 9 – персональный компьютер (ПК); 10 – преобразователь RS-485;
- 11 – универсальный асинхронный приемо-передатчик (УАПП);
- 12 – аналогово-цифровой преобразователь (АЦП); 13 – последовательный порт (ПП); 14 – центральный сигнальный процессор (ЦСП)

Fig. 8. Block diagram of a LFM SRR:

- 1 – horn-lens antenna; 2 – Gunn diode microwave oscillator with frequency tuning by varicap; 3 – amplifier with a low-pass filter; 4 – digital-to-analog converter (DAC); 5 – current sensor in the oscillator power circuit; 6 – filter; 7 – amplifier; 8 – power supply unit; 9 – personal computer (PC); 10 – RS-485 converter; 11 – universal asynchronous transceiver (UART); 12 – analog-to-digital converter (ADC); 13 – serial port (SP); 14 – digital signal processor (DSP)

Линейно частотно-модулированный радиосигнал, процесс формирования которого был описан выше, излучается антенной в контролируемое пространство. Отраженный от объекта локации радиосигнал попадает через антенну обратно в генератор и вызывает в нем автодинный эффект – изменения амплитуды и частоты колебаний, а также тока в цепи питания генератора. С помощью датчика тока отклик генератора в цепи питания преобразуется в автодинный сигнал, который наряду с полезной составляющей содержит также составляющую паразитной амплитудной модуляцией (ПАМ) колебаний генератора при его ЧМ (см. первые слагаемые в (1) и (3)).

Составляющая ПАМ создает серьезные проблемы для достижения предельных технических параметров автодинных СБРЛ с ЧМ. Уровень ее может значительно превышать уровень полезного сигнала. Это значительно сужает динамический диапазон

системы и затрудняет обработку полезного сигнала. В нашем случае применение цифровой обработки автодинного сигнала позволило решить указанную проблему. Суть этого решения состоит в следующем.

Первично по старту системы производится ее инициализация, что включает в себя настройку периферийных устройств цифрового сигнального процессора, распределение внутренней памяти, установку значений внутренних переменных, копирование исполняемых инструкций из низко производительного ПЗУ в высокопроизводительное ОЗУ. На следующем шаге алгоритма работы вычислительного ядра производится установка значения пилообразного напряжения путем передачи в ЦАП цифрового кода. Синхронно, что важно, с установкой напряжения на ЦАП производится выборка из АЦП (оцифровка входного сигнала) с последующим сохранением результата в оперативной памяти процессора. Последовательное повторение приведенных выше шагов формирует, таким образом, массив данных в памяти ЦСП, который представляет собой оцифрованный сигнал автодинного отклика.

Далее накопленный массив данных подвергается цифровой фильтрации путем применения фильтра верхних частот с конечной импульсной характеристикой, что улучшает характеристики сигнала, позволяет снизить влияние ПАМ и низкочастотных шумов. Затем сигнал передается в программный модуль быстрого преобразования Фурье для вычисления его спектральных составляющих. После этого производится анализ спектра автодинного сигнала и принятие решения. Если требуется перед принятием решения визуализация спектра, то производится отправка полученного Фурье-спектра на индикацию.

6. Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования особенностей автодинных сигналов проводились с описанным выше образцом СБРЛ с ЧМ, предназначенным для решения задач автоматизации технологических процессов на сортировочной горке [10; 24]. Основной целью экспериментов являлось исследование достигнутой точности измерения расстояния до отражателя, величины его перемещения и разрешающей способности по дальности.

В первой группе опытов производились измерения при отражении сигнала от подвижного короткозамкнутого поршня, расположенного в волноводном тракте, соединенном с СВЧ-выходом автодинной СБРЛ с ЧМ. На рис. 9а представлены спектральные диаграммы сигналов автодинного отклика при отношении сигнал-шум около 20 дБ, которые соответствуют трем положениям подвижного короткозамыкателя в волноводном тракте. Как

следует из результатов измерений, автодинная СБРЛ позволяет регистрировать перемещения отражателя при данном отношении сигнал-шум с точностью до 30 см. Следует отметить, что достигнутая точность соответствует теоретическому пределу гомодинных СБРЛ с линейной ЧМ, имеющих полосу перестройки частоты 500 МГц.

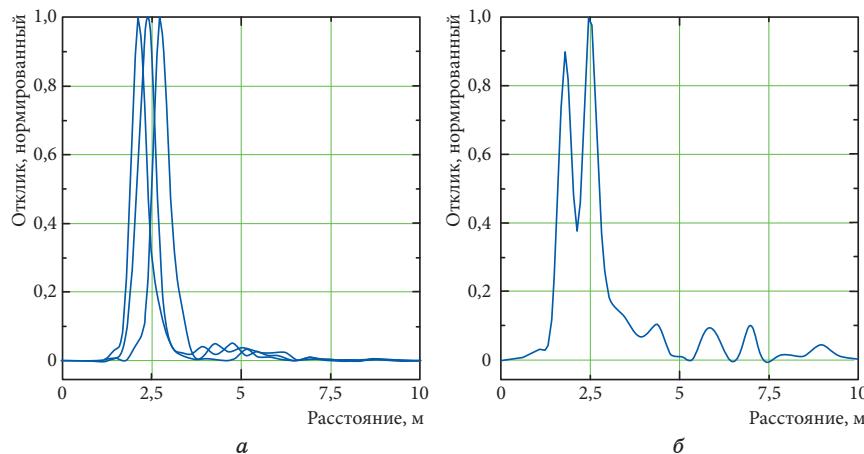


Рис. 9. Спектры автодинного сигнала, полученные от короткозамыкателя, которые соответствуют трем его положениям с разностью в 0,3 м (а) и от двух близко расположенных отражателей с разными коэффициентами отражения (б)

Fig. 9. Spectra of the autodyne signal obtained when the signal is reflected from the movable short circuit, which correspond to three positions with a difference of 0.3 m (a) and from two closely spaced reflectors with different reflection coefficients (b)

Во второй группе опытов производились измерения разрешающей способности по дальности автодинной СБРЛ. Для этого к СВЧ-выходу системы подключалась рупорная антенна, а два уголковых отражателя располагались вдоль трассы распространения сигнала. На рис. 9б представлены спектральные диаграммы сигналов автодинного отклика от двух отражателей, расположенных на минимально регистрируемом расстоянии. Как видно на рисунке, амплитуда автодинного отклика для разных уголковых отражателей имеет различное значение, так как более близкий отражатель имеет меньший коэффициент отражения. Рис. 9б иллюстрирует разрешающую способность по дальности автодинной СБРЛ с полосой перестройки частоты 500 МГц. Как следует из результатов измерений при отношении сигнал-шум около 20 дБ, разрешающая способность составила 60 см.

Как видно на графиках рис. 9, в спектрах выходных сигналов автодинной СБРЛ отсутствуют гармонические составляющие

ПАМ и компоненты, связанные с процессом модуляции генератора. Таким образом, экспериментально показано, что применение цифровой обработки и формирования сигнала модуляции частоты генератора позволило решить задачу достижения высокой разрешающей способности при измерении дальности в автодинных СБРЛ с ЧМ.

Попутно был проведен эксперимент приема и обработки «сильного» сигнала. Для этого случая на рис. 10 представлен спектр автодинного сигнала, полученного от стены пятиэтажного здания, находящегося на расстоянии около 70 м от СБРЛ. В спектре сигнала видны характерные пики от «блестящих точек» на стене здания, обозначенные цифрами a_1, b_1, c_1, d_1 . Кроме основных гармоник, в спектре присутствуют также вторая и третья гармоники, появление которых, очевидно, связано с ангармоническими искажениями формы автодинного сигнала. Если рассмотреть спектр второй гармоники, то можно заметить, что компоненты a_2, b_2, c_2, d_2 являются порождением компонентов a_1, \dots, d_1 первой гармоники. При этом различие по частоте между соседними гармониками a_2, \dots, d_2 в два раза больше, чем между их основными компонентами. Это хорошо видно на примере третьей гармоники, где точкам c_3 и d_3 соответствуют точки c_1 и d_1 первой гармоники. Отсюда следует, что более тонкая структура отражающего объекта проявляется в гармониках более высокого порядка спектра автодинной СБРЛ с ЧМ. Сигналы от расположенных поблизости отражателей, плохо различимые при обработке сигналов первой гармоники, будут лучше различаться при обработке второй или третьей гармоник.

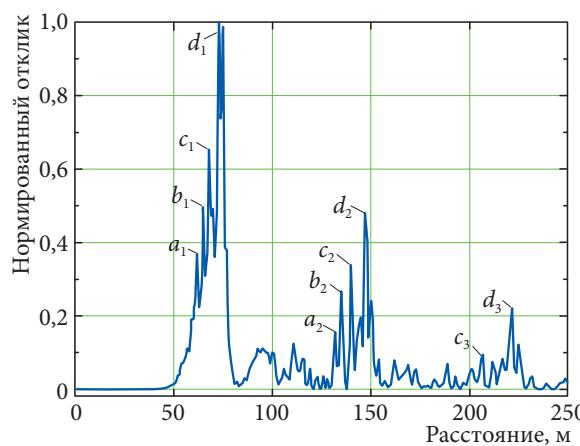


Рис. 10. Спектр автодинного сигнала, полученного от стены пятиэтажного здания

Fig. 10. The spectrum of an autodyne signal received from the wall of a five-story building

Если учесть, что в СБРЛ с линейной ЧМ непрерывного излучения ширина элементарного фильтра дискретного преобразования Фурье зависит только от полосы перестройки частоты и определяет максимальное разрешение объектов локации, то анализ гармоник автодинного сигнала более высокого порядка позволяет получить разрешение выше теоретического предела для СБРЛ с линейной ЧМ. С другой стороны, при решении задач обнаружения объектов локации в условиях «сильного» отраженного излучения наличие в спектре сигнала высших гармоник может быть причиной ложного срабатывания автодинной СБРЛ с ЧМ. Для исключения такой ситуации при цифровой обработке сигнала необходимо учитывать отмеченный здесь фактор.

7. Заключение

Выполнено численное моделирование формирования сигналов в автодинной СБРЛ с ЧМ в случае наличия нелинейности модуляционной характеристики СВЧ-генератора. Проведенный расчет позволяет сделать вывод, что нелинейность модуляционной характеристики генератора является одним из его важнейших параметров, поскольку даже небольшая нелинейность этой характеристики приводит к значительному изменению мгновенной частоты автодинного сигнала, а также искажению его формы и спектра. От степени линейности этой характеристики, ее стабильности зависят алгоритм обработки автодинного сигнала, погрешность измерения дальности и скорости, требуемая величина девиации частоты и целый ряд других параметров СБРЛ с ЧМ.

Предложен метод линеаризации перестроенной характеристики СВЧ-генератора путем квазистатической коррекции управляющего напряжения с использованием цифрового сигнального процессора. Описан также принцип цифровой обработки сигнала автодинной СБРЛ с ЧМ, избавляющий сигнал от сопутствующей составляющей паразитной амплитудной модуляции.

Экспериментально показано, что применение метода линеаризации модуляционной характеристики генератора и принципа цифровой обработки автодинного сигнала в СБРЛ с ЧМ позволяют решить задачу достижения предельно высоких показателей по точности и разрешающей способности при измерении дальности до объектов локации без усложнения СВЧ-части.

Полученные в настоящей работе результаты анализа сигналов развивают и дополняют результаты известных исследований, выполненных в работах [16–19], в части учета нелинейности модуляционной характеристики при расчете автодинного

отклика генератора. Выявленные закономерности формирования сигналов и предложенный метод линеаризации модуляционной характеристики в автодинных СБРЛ с ЧМ 8-мм диапазона имеют достаточно общий характер. Поэтому полученные результаты работы, как нам представляется, могут использоваться также при расчетах сигналов автодинных систем, выполненных на основе полупроводниковых лазерных модулей [25–27].

Список литературы

1. Usanov D.A., Skripal Al.V., Skripal An.V., Postelga A.E. A microwave autodyne meter of vibration parameters. *Instruments and Experimental Techniques*. 2004;47(5):689–693. DOI: 10.1023/B:INET.000043882.16801.3a
2. Alidoost S.A., Sadeghzade R., Fatemi R. Autodyne system with a single antenna. In: *11th Intern. Radar Symposium (IRS-2010)*. Lithuania, Vilnius. 2010. Vol. 2. P. 406–409.
3. Usanov D.A., Postelga A.E. Reconstruction of complicated movement of part of the human body using radio wave autodyne signal. *Biomedical Engineering*. 2011;45(1):6–8. DOI: 10.1007/s10527-011-9198-9
4. Mirsaitov F.N., Safonova E.V., Boloznev V.V. Microwave autodyne vibrosensor in aeroengine diagnostics. *European Frequency and Time Forum (EFTF)*. 2014. P. 140–143. DOI: 10.1109/EFTF.2014.7331447
5. Носков В.Я. Двухдиодный автодинный приемопередатчик. *Приборы и техника эксперимента*. 2015;(4):65–70. DOI: 10.7868/S0032816215030246 (На англ. яз.: DOI: 10.1134/S002044121503)
6. Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Применение двухдиодных автодинов в устройствах радиоволнового контроля размеров изделий. *Измерительная техника*. 2016;(7):24–28. (На англ. яз.: DOI: 10.1007/s11018-016-1035-9)
7. Kim S; Kim B.-H., Yook J.-G., Yun G.-H. Proximity vital sign sensor using self-oscillating mixer. *URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*. 2016. P. 1446–1448. DOI: 10.1109/URSIAP-RASC.2016.7601402
8. Ветрова Ю.В., Дорошенко А.А., Постельга А.Э., Усанов Д.А. Ди-станционный контроль движения поверхности объекта с использованием двухканального СВЧ-автодинного генератора. *Радиотехника и электроника*. 2019;64(4):387–395. DOI: 10.1134/S0033849419040119 (На англ. яз.: DOI: 10.1134/S1064226919040119)
9. Efanov A.A., Diskus C.G., Stelzer A., Thim H.W., Lubke K., Springer A.L. Development of a low-cost 35 GHz radar sensor. *Annals of Telecommunications*. 1997;52(3):219–223. DOI: 10.1007/BF02996047
10. Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016;(3):32–86.

11. Jefford P.A., Howes M.S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1985;31(8):613–624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559
12. Носков В.Я., Богатырев Е.В., Игнатков К.А.. Принцип построения бортового радиолокационного датчика для обнаружения быстродвижущихся целей. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2019;12:16–22.
13. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Smolskiy S.M. Signals of autodyne sensors with sinusoidal frequency modulation. *Radioengineering*, 2017;26(4):1182–1190. DOI: 10.13164/re.2017.1182
14. Noskov V.Ya., Galeev R.G., Bogatyrev E.V., Ignatkov K.A., Shaidurov K.D. Autodyne Sensor Signals with Amplitude-Frequency Modulation of Radiation. *Sensors*, 2020;20(24):7077. DOI: 10.3390/s20247077
15. Komarov I.V., Smolskiy S.M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood, MA: Artech House; 2003. 153 p.
16. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Smolskiy S.M. Signals of autodyne radars with frequency modulation according to symmetric saw-tooth law. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2016;75(17):1551–1566. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i17.40
17. Varavin A.V., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Popov I.V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2010;69(5):451–458. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v69.i5.80
18. Noskov V.Yu., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Smolskiy S.M. Peculiarities of signal formation of the autodyne short-range radar with linear frequency modulation. *Visnyk NTUU KPI Seriia – Radiotekhnika Radioaparatu buduvannia*. 2016;(67):50–57. DOI: 10.20535/RADAP.2016.67.50-57
19. Носков В.Я., Васильев А.С., Ермак Г.П., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Флуктуационные характеристики автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией. *Известия вузов. Радиоэлектроника*. 2017;60(3):154–165. DOI: 10.20535/S0021347017030049 (На англ. яз.: DOI: 10.3103/S0735272717030049)
20. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов. *Радиотехника*. 2012;(6):24–46.
21. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Autodyne signals in case of random delay time of the reflected radiation. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2013;72(16):1521–1536. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v72.i16.70
22. Усанов Д.А., Скрипаль Ал.В., Скриполь Ан.В. *Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов*. Саратов: Изд-во Саратовского университета; 2003. 308 с.
23. Комаров В.М., Плохих А.П., Андреева Т.М. Радиолокационные измерители высоты и наклонной дальности с непрерывным ча-

стотно-модулированным излучением. *Зарубежная радиоэлектроника*. 1991;(12):52–70.

24. Ermak G.P., Popov I.V., Vasiliev A.S., Varavin A.V., Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Radar sensors for hump yard and rail crossing applications. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2012;71(6):567–580. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v71.i6.80

25. Giuliani G., Norgia M., Donati S., Bosch T. Laser diode self-mixing technique for sensing applications (Review article). *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*. 2002;4(6):283–294. DOI: 10.1088/1464-4258/4/6/371

26. Sobolev V.S., Kashcheeva G.A. Self-mixing frequency-modulated laser interferometry. *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*. 2008;44(6):519–529. DOI: 10.3103/S8756699008060058

27. Usanov D.A., Skripal A.V., Astakhov E.I. Determination of nanovibration amplitudes using frequency-modulated semiconductor laser autodyne. *Quantum Electronics*. 2014;44(2):184–188. DOI: 10.1070/QE2014v044n02ABEH015176

References

1. Usanov D.A., Skripal Al.V., Skripal An.V., Postelga A.E. A microwave autodyne meter of vibration parameters. *Instruments and Experimental Techniques*. 2004;47(5):689–693. DOI: 10.1023/B:INET.000043882.16801.3a
2. Alidoost S.A., Sadeghzade R., Fatemi R. Autodyne system with a single antenna. In: *11th Intern. Radar Symposium (IRS-2010)*. Lithuania, Vilnius. 2010. Vol. 2, pp. 406–409.
3. Usanov D.A., Postelga A.E. Reconstruction of complicated movement of part of the human body using radio wave autodyne signal. *Biomedical Engineering*. 2011;45(1):6–8. DOI: 10.1007/s10527-011-9198-9
4. Mirsaitov F.N., Safonova E.V., Boloznev V.V. Microwave autodyne vibrosensor in aeroengine diagnostics. *European Frequency and Time Forum (EFTF)*. 2014. P. 140–143. DOI: 10.1109/EFTF.2014.7331447
5. Noskov V.Yu. A double-diode autodyne transceiver. *Instruments and Experimental Techniques*. 2015;58(4):505–509. DOI: 10.1134/S0020441215030240 (Russ.: DOI: 10.7868/S0032816215030246)
6. Noskov V.Yu., Ignatkov K.A., Chupakhin A.P. Application of two-diode autodynes in devices for radiowave control of product dimensions. *Measurement Techniques*. 2016;59(7):715–721. DOI: 10.1007/s11018-016-1035-9
7. Kim S; Kim B.-H., Yook J.-G., Yun G.-H. Proximity vital sign sensor using self-oscillating mixer. *URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*. 2016. P. 1446–1448. DOI: 10.1109/URSIAP-RASC.2016.7601402
8. Vetrova I.V., Doroshenko A.A., Postel'ga A.E., Usanov D.A. Remote control of the surface movement of an object using a two-channel SHF autodyne generator. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(4):409–416. DOI: 10.1134/S1064226919040119 (Russ.: DOI: 10.1134/S0033849419040119)

9. Efanov A.A., Diskus C.G., Stelzer A., Thim H.W., Lubke K., Springer A.L. Development of a low-cost 35 GHz radar sensor. *Annals of Telecommunications*. 1997;52(3):219–223. DOI: 10.1007/BF02996047
10. Noskov V.Ya., Varavin A.V., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Zakarlyuk N.M., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter wave ranges and their application. Part 9. autodyne radar applications. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2016;(3):32–86. (In Russ.)
11. Jefford P.A., Howes M.S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1985;31(8):613–624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559
12. Noskov V.Ya., Bogatyrev E.V., Ignatkov K.A. Principle of constructing an airborne radar sensor for detecting fast-moving targets. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2019;12:16–22. (In Russ.)
13. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Smolskiy S.M. Signals of autodyne sensors with sinusoidal frequency modulation. *Radioengineering*, 2017;26(4):1182–1190. DOI: 10.13164/re.2017.1182
14. Noskov V.Ya., Galeev R.G., Bogatyrev E.V., Ignatkov K.A., Shaidurov K.D. Autodyne Sensor Signals with Amplitude-Frequency Modulation of Radiation. *Sensors*, 2020;20(24):7077. DOI: 10.3390/s20247077
15. Komarov I.V., Smolskiy S.M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood, MA: Artech House; 2003. 153 p.
16. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Smolskiy S.M. Signals of autodyne radars with frequency modulation according to symmetric saw-tooth law. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2016;75(17):1551–1566. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i17.40
17. Varavin A.V., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Popov I.V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2010;69(5):451–458. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v69.i5.80
18. Noskov V.Yu., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Smolskiy S.M. Peculiarities of signal formation of the autodyne short-range radar with linear frequency modulation. *Visnyk NTUU KPI Seriia – Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia*. 2016;(67):50–57. DOI: 10.20535/RADAP.2016.67.50-57
19. Noskov V.Ya., Vasilev A.S., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupakhin A.P. Fluctuation characteristics of autodyne radars with frequency modulation. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2017;60(3):123–131. DOI: 10.3103/S0735272717030049 (Russ.: DOI: 10.20535/S0021347017030049)
20. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Autodyne characteristic dependence on the uhf oscillators inherent parameters. *Radioengineering*. 2012;(6):24–46. (In Russ.)
21. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Autodyne signals in case of random delay time of the reflected radiation. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2019;84(10):119–143. DOI: 10.3103/S0735272719100009

Engineering. 2013;72(16):1521–1536. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v72.i16.70

22. Usanov D.A., Skripal Al.V., Skripol An.V. *Semiconductor RF and Optical Autodyne Physics*. Saratov: Saratov University; 2003. 308 p. (In Russ.)

23. Komarov V.M., Plokikh A.P., Andreeva T.M. Radar height and inclined range meters with continuous frequency-modulated radiation. *Zarubezhnaya radioelektronika*. 1991;(12):52–70. (In Russ.)

24. Ermak G.P., Popov I.V., Vasiliev A.S., Varavin A.V., Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Radar sensors for hump yard and rail crossing applications. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2012;71(6):567–580. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v71.i6.80

25. Giuliani G., Norgia M., Donati S., Bosch T. Laser diode self-mixing technique for sensing applications (Review article). *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*. 2002;4(6):283–294. DOI: 10.1088/1464-4258/4/6/371

26. Sobolev V.S., Kashcheeva G.A. Self-mixing frequency-modulated laser interferometry. *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*. 2008;44(6):519–529. DOI: 10.3103/S8756699008060058

27. Usanov D.A., Skripal A.V., Astakhov E.I. Determination of nanovibration amplitudes using frequency-modulated semiconductor laser autodyne. *Quantum Electronics*. 2014;44(2):184–188. DOI: 10.1070/QE2014v04n02ABEH015176

Информация об авторах

Носков Владислав Яковлевич, доктор технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроники и телекоммуникаций» Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Богатырев Евгений Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехники» Сибирского федерального университета, г. Красноярск, Россия.

Игнатков Кирилл Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроники и телекоммуникаций», заместитель директора по науке Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Шайдуров Кирилл Дмитриевич, старший преподаватель департамента «Радиоэлектроники и связи» Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Information about the authors

Vladislav Ya. Noskov, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute

of Radio Electronics and Information Technologies – RTF Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Evgeniy V. Bogatyrev, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Engineering, Siberian Federal University, Technical Director of JSC NPP Radiosvyaz, Krasnoyarsk, Russia.

Kirill A. Ignatkov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Deputy Director for Science, Institute of Radio Electronics and Information Technology – RTF of the Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Kirill D. Shaydurov, Senior Lecturer of the Department of Radio Electronics and Communications, Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Поступила / Received: 09.06.2021

Принята в печать / Accepted: 27.06.2021

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2021.5.2.004

УДК 621.396

Обнаружение разрывов в фазовых измерениях одночастотных навигационных приемников при различной нестабильности опорных генераторов

А. С. Пустошилов✉, С. П. Царев

Сибирский Федеральный Университет, Россия, 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79

✉ alphasoft@inbox.ru**Аннотация**

Использование фазовых измерений позволяет существенно повысить точность решения различных задач с использованием измерительной информации навигационных приемников. Одна из проблем при использовании фазовых измерений – разрывы (скачки) в измерениях. Существующие алгоритмы поиска и компенсации разрывов в фазовых измерениях одночастотного навигационного приемника либо требует дополнительную информацию (например, допплеровские измерения), либо работают только в дифференциальном режиме, либо могут определять только большие разрывы. Цель исследования – разработка алгоритмов обнаружения малых разрывов в фазовых измерениях одночастотных приемников без использования дополнительной информации. Применяются методы фильтрация медленноменяющегося тренда в фазовых измерениях приемника с использованием полиномиальных или адаптивных базисов, а также модифицированные алгоритмы sparse recovery для оценки разрывов в разности кодовых и фазовых измерений. Алгоритм, применяемый для поиска разрывов в фазовых измерениях, зависит от качества опорного генератора навигационного приемника. Для приемников с опорным генератором с высокой стабильностью (с водородным стандартом частоты) достаточно использование полиномиальной фильтрации медленноменяющегося тренда, что позволяет непосредственно обнаруживать разрывы в фазовых измерениях с вероятностью, близкой к единице. Для навигационных приемников с опорным генератором с низкой стабильностью (приемники на кварцевом стандарте частоты) применение модифицированного алгоритма минимизации полной вариации с фильтрацией тренда к разности кодовых и фазовых одночастотных измерений позволяет обнаружить разрывы в 1 цикл на фоне шумовой составляющей сопоставимой величины с вероятностью 0,8. Результаты могут быть применены при разработке навигационных систем с одночастотными приемниками с низкими требованиями к стабильности опорного генератора, а также при апостериорной обработке измерений для коррекции фазовых измерений на этапе предобработки.

Ключевые слова

глобальные навигационные спутниковые системы, разрывы в фазовых измерениях, sparse recovery

Для цитирования

Пустошилов А. С., Царев С. П. Обнаружение разрывов в фазовых измерениях одночастотных навигационных приемников при различной нестабильности опорных генераторов. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):144–161. DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.004.

Detecting cycle slips in carrier-phase measurements of single frequency navigation receivers with different instabilities of reference oscillators

A. S. Pustoshilov✉, S. P. Tsarev

Siberian Federal University, 79 Svobodny Ave., Krasnoyarsk, 660041, Russia

✉ alphasoft@inbox.ru

Abstract

The use of carrier-phase measurements significantly increases the accuracy of solutions when using the measurements of navigation receivers. One of the problems in carrier-phase measurements is discontinuities (cycle slips) in the measurements. The existing algorithms of detection and compensation of cycle slips in carrier-phase measurements of a single-frequency navigation receiver either require additional information (for example, Doppler measurements), or operate only in differential mode, or can only detect large cycle slips. The purpose of the research is the development of algorithms for detecting small cycle slips in carrier-phase measurements of single-frequency receivers without using additional information. We use methods of filtering of the trend in the carrier-phase measurements using polynomial or adaptive bases, as well as modified sparse recovery algorithms to estimate cycle slips in the difference between code and carrier-phase measurements. The algorithm which is used to search cycle slips in carrier-phase measurements depends on the quality of the reference oscillator of the navigation receiver. For receivers with high-stability reference oscillators (e.g. active hydrogen maser), one can use polynomial filtering of the trend, the filtering result directly detects discontinuities in carrier-phase measurements with a probability close to unity. For navigation receivers with low-stability reference oscillators (quartz reference oscillators), a modified algorithm for minimization of the total variation with filtering of the trend applied to the difference between the code and carrier-phase single-frequency measurements detects discontinuities in 1 cycle slip against the background of the noise component of comparable magnitude with a probability of 0.8. The results may be applied in navigation systems with single-frequency receivers with low stability reference oscillators, as well as in a posteriori processing of

receivers' measurements to correct carrier-phase measurements on the preprocessing stage.

Keywords

global navigation satellite systems, cycle slips in carrier-phase measurements, sparse recovery

For citation

Pustoshilov A. S., Tsarev S. P. Detecting cycle slips in carrier-phase measurements of single frequency navigation receivers with different instabilities of reference oscillators. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):144–161. DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.004.

Введение

Использование фазовых измерений навигационных приемников ГНСС (глобальных навигационных спутниковых систем) позволяет существенно повысить точность решения навигационных задач. Для этого, в частности, необходимо обнаруживать и устранять (компенсировать) разрывы в фазовых измерениях. Для двухчастотных приемников обнаружение разрывов обычно выполняется комбинацией Мельбурна – Вуббена [1; 2]. Для недорогих одночастотных приемников, появившихся в последнее время на рынке, построение такой комбинации невозможно, и задача поиска разрывов для них обычно решается [3] либо с использованием доплеровских измерений [4], с использованием нескольких спутников [5], временными разностями высоких порядков [6] (при этом детектируются лишь большие разрывы), либо в режимах относительного позиционирования [7; 8]. В данной работе предлагаются алгоритмы, позволяющие с высокой достоверностью находить положения разрывов в фазовых одночастотных измерениях и их величину без дополнительной информации за счет применения алгоритмов полиномиальных и адаптивных аппроксимаций и современных алгоритмов семейства sparse recovery.

Постановка задачи

В данной работе предлагается рассматривать измерения $y(t_i)$ навигационного приемника (или их комбинацию – разность кодовых и фазовых измерений) как сумму трех составляющих:

$$y(t_i) = x(t_i) + s(t_i) + n(t_i), \quad (1)$$

где $x(t_i)$ – кусочно-постоянная функция разрывов в фазовых измерениях; $s(t_i)$ – медленноМеняющийся гладкий тренд; $n(t_i)$ – остаточный шум измерений.

Среди приемников, измерения которых доступны в сети IGS (International GNSS Service, [9]), можно выделить несколько

групп, различающихся как по шагу измерений (1-секундные, 30-секундные и др.), так и по показателям нестабильности опорного генератора, отвечающего за шкалу времени приемника. Как правило, используются либо “internal” (кварцевые) генераторы с относительно низкой стабильностью на небольших временных интервалах, либо внешние высокостабильные генераторы (водородные или другие атомные стандарты времени и частоты). Как будет показано ниже, для высокостабильных генераторов возможно надежное решение задачи детектирования и оценки величины разрывов непосредственно обработкой самого временного ряда фазовых измерений. Для низкостабильных генераторов остаточный шум фазовых измерений в нашей модели фильтрации (вызванный флуктуациями временной метки измерений) слишком велик и маскирует разрывы фазы. В этом случае мы предлагаем устраниć влияние шума опорного генератора взятием разности кодовых и фазовых измерений. При этом, разумеется, вносится большой шум самих кодовых измерений. Однако в широко распространенных приемниках этот шум по своим характеристикам позволяет применить для выделения компоненты $x(t_i)$ из анализируемой разности (1) кодовых и фазовых измерений методы sparse recovery. Тем самым мы рассматриваем две ситуации при анализе ряда измерительных данных приемников ГНСС:

Первая ситуация: шум опорного генератора мал (много меньше минимально возможной величины разрыва в фазовых измерениях). Задача выделения $x(t_i)$ в этом случае решается непосредственно для фазовых измерений. Используя стандартные модели и обозначения для фазовых измерений навигационных приемников (см., например, [10]), к медленненеменяющемуся гладкому тренду в фазовых измерениях $s(t_i)$ будем относить $\rho(t_i)$ – геометрическую дальность, $\omega(t_i)$ –ворот фазы, $\tau_{ion}(t_i)$ – ионосферные и $\tau_{mpono}(t_i)$ – тропосферные эффекты, $\Delta t_{Tракт НП(L)}$ – фазовую задержку в тракте навигационного приемника и $\Delta t_{Tракт НС(L)}$ – фазовую задержку в тракте навигационного спутника, медленные тренды в $\Delta t_{ШВ НП}(t_i)$ – часах (опорных генераторах) навигационного приемника (НП) и $\Delta t_{ШВ НС}(t_i)$ – навигационного спутника (НС), $\Delta t_{rel}(t_i)$ – релятивистские эффекты, N – фазовую неоднозначность:

$$s(t_i) = \rho(t_i) + c(\Delta t_{Tракт НП(L)}(t_i) - \Delta t_{Tракт НС(L)}(t_i)) + \\ + \lambda(N + \omega(t_i)) + c(\tau_{mpono}(t_i) - \tau_{ion}(t_i)) + \\ + c(\Delta t_{ШВ НП}(t_i) - \Delta t_{ШВ НС}(t_i) + \Delta t_{rel}(t_i)), \quad (2)$$

где t_i – момент измерений; c – скорость света; λ – длина волны на частоте несущей.

Функция $x(t_i)$ моделируется как кусочно-постоянная с разрывами, соответствующими по величине и положению (пока неизвестным) разрывам фазовых измерений. Она определена с точностью до некоторой постоянной.

Все остальные (малые по величине) быстро меняющиеся компоненты измерений записываются как шумовая составляющая $n(t_i)$.

Вторая ситуация: шум опорного генератора велик (сравним или больше минимально возможной величины разрыва в фазовых измерениях). Задача восстановления $x(t_i)$ формулируется для разности кодовых и фазовых измерений $y(t_i)$ для исключения влияния нестабильности стандарта частоты. Медленноменяющийся гладкий тренд $s(t_i)$ в этом случае равен:

$$s(t_i) = c(\Delta t_{\text{Тракт НП(Л)}}(t_i) - \Delta t_{\text{Тракт НС(Л)}}(t_i) - \Delta t_{\text{Тракт НП(С)}}(t_i) + \Delta t_{\text{Тракт НС(С)}}(t_i)) + 2 \cdot c \cdot \tau_{\text{ион}}(t_i) + \lambda(N + \omega(t_i)), \quad (3)$$

где t_i – момент измерений; c – скорость света в вакууме; λ – длина волн на частоте несущей; $\Delta t_{\text{Тракт НС(Л)}}$ – фазовая задержка в тракте навигационного спутника; $\Delta t_{\text{Тракт НС(С)}}$ – кодовая задержка в тракте навигационного спутника, $\Delta t_{\text{Тракт НП(Л)}}$ – фазовая задержка в тракте навигационного приемника; $\Delta t_{\text{Тракт НП(С)}}$ – кодовая задержка в тракте навигационного приемника; $\tau_{\text{ион}}(t_i)$ – задержка сигнала в ионосфере; N – фазовая неоднозначность; $\omega(t_i)$ – доворот фазы.

Компоненты $x(t_i)$ и $n(t_i)$ вводятся так же, как и в первой ситуации.

В обоих ситуациях задачу обнаружения и компенсации разрывов в фазовых измерениях можно сформулировать как задачу выделения кусочно-постоянной функции из аддитивной смеси этой функции с медленноменяющимся гладким трендом и шумом.

Предлагаемые алгоритмы

Оценка медленноменяющегося гладкого тренда при отсутствии разрывов

Оценка медленноменяющегося гладкого тренда временного ряда в случае отсутствия разрывной компоненты $x(t_i)$ может быть выполнена с помощью методов, разработанных ранее в [11–14]. Используя эти методы, подбираем подходящую степень полиномиального или адаптивного приближения анализаируемого временного ряда $y(t_i)$, чтобы добиться необходимой нам точности приближения (возможная величина разрыва кратна половине длины волны, тогда ошибка аппроксимации должна быть на порядок меньше, что соответствует 1 см). Представляя временные ряды измерений, тренда и пр. как обычные числовые векторы, получим оценку вектора тренда:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{M} \cdot \mathbf{M}^T \cdot \mathbf{y}, \quad (4)$$

где \mathbf{y} – вектор измерений ($\mathbf{y}_i = y(t_i)$); \mathbf{M} – прямоугольная матрица, образованная из некоторой ортонормированной системы векторов (отметим, что мы везде ниже используем ортонормированные, но не полные системы векторов, называя их для краткости базисами); $\hat{\mathbf{s}}$ – полученная оценка вектора тренда. При выборе полиномиальной аппроксимации набор значений дискретных ортонормированных полиномов Хана – Чебышева $ph_k(t_i)$ до подходящей степени d и дает основную матрицу:

$$\mathbf{M}_P = \begin{bmatrix} ph_0(t_0) & \cdots & ph_d(t_0) \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ ph_0(t_n) & \cdots & ph_d(t_n) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Отметим, что, чем меньше количество векторов в базисе, используемом для аппроксимации, тем устойчивее работа последующих шагов наших алгоритмов. Для уменьшения размера базиса (без ухудшения точности приближения) мы используем адаптивные ортонормированные базисы, их построение см. ниже.

В работе [14] рассматривался новый способ интерполяции орбиты навигационных спутников, что позволяет сократить число используемых для интерполяции точек, по сравнению с полиномиальными интерполяциями. Используя эту идею, построим адаптивный ортонормированный базис аппроксимации из временного ряда фазовых измерений следующим образом:

1. Формируется матрица \mathbf{G} , в столбцы которой записываются фазовые измерения некоторого приемника (например, для спутника R01) отрезками длительностью $w + 1$ со сдвигом по времени на величину Δ из некоторого достаточно длинного интервала наблюдений $[t_a, t_b]$, на котором отсутствовали разрывы фазы:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} Y_{R01}(t_a) & \cdots & Y_{R01}(t_{a+\Delta}) & \cdots & Y_{R01}(t_{b-w}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ Y_{R01}(t_{a+w}) & \cdots & Y_{R01}(t_{a+w+\Delta}) & \cdots & Y_{R01}(t_b) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

2. Находим сингулярное разложение \mathbf{G} (SVD в языке Julia [15]):

$$\mathbf{U}, \mathbf{S}, \mathbf{V} = SVD(\mathbf{G}). \quad (7)$$

3. Ортонормированный адаптивный базис и основная матрица \mathbf{M} формируется из столбцов \mathbf{U} :

$$\mathbf{M}_G = \begin{bmatrix} \mathbf{U}[1, 1] & \cdots & \mathbf{U}[1, d] \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \mathbf{U}[w+1, 1] & \cdots & \mathbf{U}[w+1, d] \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Количество столбцов d подбирается, исходя из требуемой точности приближения исходной матрицы измерений \mathbf{G} усеченными матрицами \mathbf{U} , \mathbf{S} , \mathbf{V} (стандартная процедура приближения матрицей малого ранга). Число d векторов аддитивного базиса при той же точности аппроксимации меньше, чем необходимое для той же точности число полиномов Хана – Чебышева, что приводит к повышению вероятности правильного обнаружения разрывов.

Фильтрация медленноменяющегося гладкого тренда

Далее мы строим линейный фильтр, прохождение через который зануляет медленноменяющийся тренд с необходимой точностью (около 1 сантиметра или менее). Используя полиномиальные или аддитивные аппроксимации, описанные выше, получим матрицу фильтра:

$$\mathbf{F} = \mathbf{I} - \mathbf{M} \cdot \mathbf{M}^T, \quad (9)$$

где \mathbf{M} – матрица ортонормированного базиса; \mathbf{I} – единичная матрица. Матрица \mathbf{M} будет играть основную роль в случае низкостабильных генераторов приемника (вторая ситуация).

Скользящее окно совместной оценки разрыва и тренда

Первый способ поиска разрывов в фазовых измерениях заключается в использовании скользящего окна с предполагаемым разрывом в середине. Для учета медленноменяющегося тренда вводится базис аппроксимации для этого тренда, для чего формируется матрица \mathbf{C} :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & ph_1(t_1) & \cdots & ph_d(t_1) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 1 & 0 & ph_1(t_i) & \cdots & ph_d(t_i) \\ 0 & 1 & ph_1(t_{i+1}) & \cdots & ph_d(t_{i+1}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 1 & ph_1(t_n) & \cdots & ph_d(t_n) \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где i – половина длины скользящего окна (момент предполагаемого разрыва); $n = 2i$ – длина скользящего окна; d – максимальная степень аппроксимирующего полинома в окне; $ph_k(t_i)$ – значения дискретного полинома Хана – Чебышева; k – его степень и t_i – моменты времени измерений. Аналогично строится \mathbf{C} при использовании аддитивных базисов. Для матрицы \mathbf{C} вычисляется псевдообратная матрица Мура – Пенроуза \mathbf{C}^+ .

По всему вектору измерений у проходим скользящим окном размером n , в каждом окне производится вычисление

$$\hat{\mathbf{c}}_j = \mathbf{C}^+ \cdot \mathbf{y}[j: j + 2i - 1], \quad (11)$$

вектора коэффициентов аппроксимации $\hat{\mathbf{c}}_j$, $\mathbf{y}[j: j + 2i - 1]$ – скользящее окно; j – положение начального отсчета в скользящем окне; $n = 2i$ – размер окна.

Оценки величины разрыва в середине окна записываем в вектор $\hat{\mathbf{d}}$:

$$\hat{\mathbf{d}}_{j+i} = \hat{\mathbf{c}}_j[2] - \hat{\mathbf{c}}_j[1], \quad (12)$$

где j – положение начального отсчета окна; i – половина длины окна.

Далее выполняется поиск положений и величин экстремумов в векторе $\hat{\mathbf{d}}$

Алгоритмы CRHATV-LP и CFATV-LP

В ситуации, когда приемник имеет низкостабильный опорный генератор и мы анализируем временной ряд разностей кодовых и фазовых измерений (вторая ситуация), особенно эффективными показали себя современные алгоритмы семейства sparse recovery, в частности, основанные на минимизации полной вариации (total variation) искомого вектора \mathbf{x} , т. е. величины:

$$TV(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{N-1} |\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_{i-1}|. \quad (13)$$

Общая идея подобных алгоритмов может быть упрощенно описана как нахождение разреженного (sparse) неизвестного вектора (в нашем случае это положения разрывов) с помощью решения некоторой задачи оптимизации с нелинейной целевой функцией и нелинейными дополнительными ограничениями. Sparse recovery (часто также называемая в несколько другом контексте compressive sensing) уже применялась в задачах обработки сигналов ГНСС [6; 16–20]. Отметим, что задача нахождения кусочно-постоянной функции в смеси с большим шумом очень популярна, подробно исследована и получила многочисленные применения в обработке изображений и временных рядов. В нашем случае ситуация существенно сложнее из-за присутствия гладкого, но очень большого по величине тренда. В имеющейся литературе этот случай редко рассматривается и наиболее подходящей к нашей задаче является работа [21].

В нашей работе алгоритмы, предложенные в [21], были усовершенствованы для повышения чувствительности при большом уровне шума. Для сведения рассматриваемой нами задачи к задаче нелинейной оптимизации в [21] использовалась регуляризованная норма в L_p :

$$TV(\mathbf{x}, p, \varepsilon) = \sum_{i=1}^{N-1} (|\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_{i-1}| + \varepsilon)^p, \quad (14)$$

где ε – маленькое положительное число порядка 10^{-6} . Тогда задача нахождения кусочно-постоянной функции разрывов \mathbf{x} в смеси у минимизацией полной вариации формулируется следующим образом:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}} TV(\mathbf{x}, p, \varepsilon) \\ \text{при условии } \|\mathbf{F} \cdot (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{x}})\|_2 \leq r \end{cases}, \quad (15)$$

где \mathbf{y} – вектор разности кодовых и фазовых измерений; \mathbf{F} – линейный фильтр, зануляющий медленноменяющийся тренд; r – остаточный уровень шума.

Наши усовершенствования предложенного в [21] алгоритма СРАТВ-LP решения задачи (15) заключаются в замене способа фильтрации тренда (матрица фильтра \mathbf{F}): алгоритм СРНАТВ-LP использует для построения \mathbf{F} базис полиномов Хана (что повысило точность и устойчивость алгоритма); второй новый алгоритм СFАТВ-LP использует для построения \mathbf{F} описанный выше ортонормированный адаптивный базис аппроксимации.

Все используемые нами алгоритмы были реализованы на языке Julia [15].

Результаты

Модельные эксперименты

Для отработки предложенных выше алгоритмов (вторая ситуация, большой шум) были смоделированы следующие компоненты измерений интервалами 3 часа:

- медленноменяющийся тренд в виде геометрической дальности (рассчитанной для навигационного спутника R01 на 1 февраля 2017 года для станции IGS KIR0) переведенной в циклы (для диапазона L1). Другие компоненты медленноменяющегося тренда (2), (3) не моделировались, т.к. они относительно малы;
- модельный разрыв – кусочно-постоянная функция с одним скачком величиной 1 цикл, с произвольным положением на интервале измерений;
- случайный квазибелый нормальный шум с нулевым средним и различной дисперсией.

Для набора статистики генерировалось 500 различных реализаций аддитивной смеси, длина одной реализации составляла 10 800 секунд (3 часа).

Эксперимент проводился для данных с шагом 1 секунду. Критерий «правильного» обнаружения разрыва был выбран следующий: обнаружение положения разрыва с отклонением от

истинного не более ± 10 секунд и оцененной алгоритмами величиной разрыва от 0,5 до 1,5 цикла.

В таблице 1 приведены вероятности правильного обнаружения положения и величины разрыва кусочно-постоянной функции алгоритмом CFATV-LP и алгоритмом скользящего окна с полиномиальным (П.) и адаптивным (А.) базисом с разной величиной окна (в секундах).

Таблица 1. Вероятность правильного обнаружения разрыва, %

Table 1. Probability of correct detection of cycle slips (in percents)

СКО шума	CFATV-LP	Алгоритмы скользящего окна					
		П. 300 с	А. 300 с	П. 600 с	А. 600 с	П. 900 с	А. 900 с
0.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
0.5	100.0	99.8	99.8	100.0	100.0	100.0	100.0
1.0	94.2	46.2	45.4	86.6	86.2	87.8	88.2
1.5	79.2	15.8	16.0	40.6	40.8	46.4	46.0
2.0	63.2	5.4	5.2	19.6	19.0	20.2	20.4
2.5	50.2	4.8	5.0	11.0	10.8	12.0	11.8
3.0	33.6	3.8	3.6	7.4	7.0	6.0	6.0

Как видно из данных табл. 1, точность обнаружения положения и величины разрыва при больших уровнях шума алгоритмом CFATV-LP существенно выше, чем у оконных алгоритмов.

Апробация на реальных данных

С официального архива IGS [22] были получены файлы с 1-секундными измерениями от высокоточных станций KIR0, REYK, OH3, YELL в формате RINEX 2.11. Были выделены следующие измерения и их комбинации (при наличии всех необходимых измерений) для спутников ГЛОНАСС:

- фазовые измерения на диапазонах L1 и L2;
- кодовые измерения на диапазонах L1 (C1) и L2 (C2);
- разности кодовых и фазовых измерений на диапазонах L1 (C1L1) и L2 (C2L2);
- разность фазовых измерений на диапазонах L1 и L2 (L1L2).

Станции OH3 и YELL подключены к водородным стандартам частоты, и в результате применения описанного выше фильтра, зануляющего медленно меняющийся тренд, становятся видны разрывы в фазовых измерениях. На рис. 1 показан пример исходных данных (верхний красный график) и результатов фильтрации в случае присутствия разрывов в фазовых измерениях (красные графики ниже). Также на каждом графике синим цветом показаны разности по времени между соседними измерениями. Размер базиса полиномиальной аппроксимации составлял 9.

Как видно на четвертом графике на рис. 1, в разности фазовых измерений L1L2 наблюдается разрыв величиной приблизительно 25 см, что соизмеримо с длиной волны на диапазоне L2. В результатах фильтрации фазовых измерений на диапазоне L2 (третий график) наблюдается разрыв величиной в 1 цикл (1 длина волны), что подтверждает возможность обнаружения разрывов в фазовых измерениях для высокостабильных опорных генераторов путем вычисления разностей после линейной фильтрации фазовых измерений. В диапазоне L1 разрывы отсутствуют (синий график разностей по времени всюду меньше

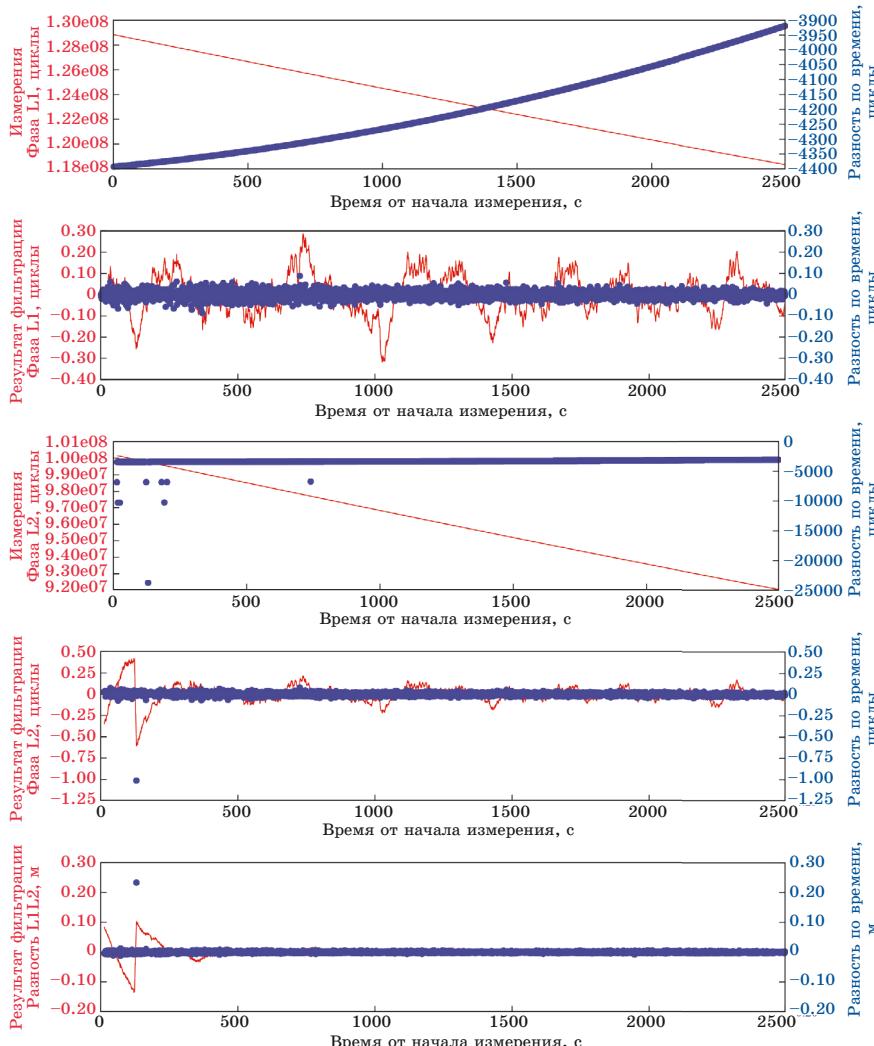


Рис. 1. Фазовые измерения со станции YELL и результаты фильтрации
Fig. 1. Carrier-phase measurements from YELL and filtering results

0.1 цикла). Отметим многочисленные большие выбросы на третьем графике разностей (синие точки), обусловленные пробелами ряда измерений. После полиномиальной фильтрации нашим алгоритмом эти артефакты пропадают.

Рассмотрим станции KIR0 и REYK, которые используют в качестве опорного генератора внутренний генератор приемника. Для исключения влияния шума опорного генератора будем рассматривать разности кодовых и фазовых измерений на частоте L1. Для апробации работы алгоритма CFATV-LP было выбрано 11 интервалов измерений длительностью от 4 000 до 8 000 секунд без разрывов фазовых измерений (проверка применением фильтрации к разности L1L2). Для увеличения числа экспериментов и набора статистики, эксперименты по обнаружению вносимого нами модельного разрыва в данных выполнялись на интервалах в 1 000 секунд, которые выделялись из отобранных интервалов со сдвигом 150 секунд, далее на каждом выбранном интервале добавлялись разрывы величиной от 1 до 5 циклов (величина разрыва в метрах равна произведению числа циклов на длину волны для данного диапазона), на каждую величину разрыва 25 раз моделировалось случайное (равномерно распределенное) положение разрыва. Таким образом было сформировано более 40 000 интервалов, в которых алгоритмом СРНАТВ-LP выполнялся поиск внесенного разрыва. В качестве критерия правильного обнаружения разрыва будем считать, что обнаружен только один разрыв, отклонение положения обнаруженного разрыва от моделируемого положения не более 60 секунд.

В силу разного уровня шума кодовых измерений на разных интервалах, отношение величины скачка (1 цикл) к СКО шума различно и отображено в первой колонке табл. 2.

Таблица 2. Вероятность правильного обнаружения разрыва, %
Table 2. Probability of correct detection of cycle slips (in percents)

Интервал значений отношения величины скачка к СКО шума	Процент правильного обнаружения
от 0,40 до 0,54	33,90
от 0,54 до 0,62	36,52
от 0,62 до 0,95	56,62
от 0,95 до 1,08	80,85
от 1,09 до 1,22	81,12
от 1,22 до 1,55	89,05
от 1,55 до 1,65	97,08
от 1,65 до 2,00	95,54
от 2,00 до 2,18	99,54
от 2,18 до 2,50	99,60
от 2,50 до 2,75	99,89
от 2,75 до 4,00	100,00

Как видно из данных табл. 2, алгоритм СРНАТВ-LP позволяет по разности фазовых и кодовых измерений с вероятностью более 0,8 правильно обнаруживать разрывы фазовых измерений в шуме, соизмеримом с величиной разрыва.

В реальных измерениях часто встречаются множественные разрывы фазовых измерений. На интервалах, отобранных для проведения моделирования одиночных разрывов фазовых измерений, выделялись интервалы длительностью 2 000 секунд со сдвигом 150 секунд. На каждом интервале формировалось от 2 до 5 разрывов величинами от -6 до 6 циклов. Было сформировано 1 000 интервалов с модельными разрывами фазы. По результатам применения алгоритма СРНАТВ-LP была проведена вычислена вероятность правильной идентификации разрывов. На рис. 2 показан пример такого обнаружения разрывов. Верхний график (единица измерений везде – метры) отображает синим модельные разрывы и красным сумму реальных данных и моделируемых разрывов, нижний (синим) – моделируемые и (красным) – восстановленные алгоритмом СРНАТВ-LP разрывы. На рис. 2 видно, что алгоритм СРНАТВ-LP позволяет восстанавливать множественные разрывы в фазовых измерениях при большом шуме в разности кодовых и фазовых измерений (низкостабильные опорные генераторы), хотя и возможна ошибка с положением и величинами обнаруженных разрывов. Общее число правильно обнаруженных множественных разрывов составляет приблизительно 70% для 1 000 экспериментов.

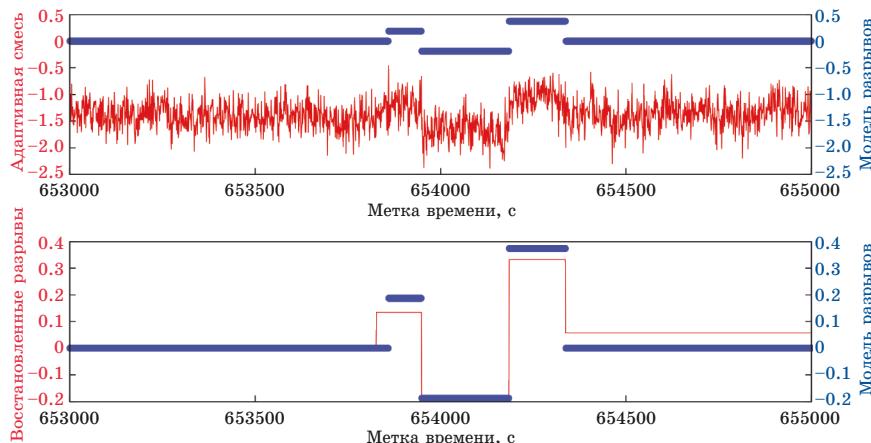


Рис. 2. Обнаружение множественных модельных разрывов в разности кодовых и фазовых измерений

Fig. 2. Detecting multiple modeled cycle slips in code and carrier-phase difference

Заключение

Для одночастотных навигационных приемников с высокостабильным опорным генератором поиск разрывов фазовых измерений может выполняться непосредственно по фазовым измерениям линейной фильтрацией и взятием временных разностей. Данный алгоритм устойчив к пропускам в измерениях.

Для одночастотных приемников с низкостабильным опорным генератором нахождение разрывов в разности кодовых и фазовых измерений может выполняться предложенными нами алгоритмами СРНАТВ-LP или СFАТВ-LP с вероятностью правильного обнаружения не менее 0,8 при отношении величины разрыва к СКО шума, близким к 1.

Благодарности

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (код научной темы FSRZ-2020-0011).

Acknowledgments

The research was carried out within the state assignment of Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (theme No. FSRZ-2020-0011).

Список литературы

1. Blewitt G. An automatic editing algorithm for GPS data. *Geophysical research letters*. 1990;17(3):199–202. DOI: 10.1029/GL017i003p00199
2. Безменов И.В., Блинов И.Ю., Наумов А.В., Пасынок С.Л. Алгоритм определения скачков в комбинации Мельбурна-Буббена, образованной из кодовых и фазовых данных измерений в глобальных навигационных спутниковых системах. *Измерительная техника*. 2019;(5):25–30. DOI: 10.32446/0368-1025it.2019-5-25-30 (На англ. яз.: DOI: 10.1007/s11018-019-01639-5)
3. Farooq S.Z., Yang D., Jin T., Ada E.N.J. Survey of Cycle Slip Detection & Correction Techniques for Single Frequency Receivers. In: *2018 IEEE 18th International Conference on Communication Technology (ICCT)*, 2018. P. 957–961. DOI: 10.1109/ICCT.2018.8599879
4. Cederholm P., Plausinaitis. D. Cycle Slip Detection in Single Frequency GPS Carrier Observations Using Expected Doppler Shift. *Nordic Journal of Surveying and Real Estate Research*. 2014;10(1):63–79. Available at: <https://journal.fi/njs/article/view/41462>
5. Zhao X., Niu Z., Li G., Shuai Q., Zhu B. A New Cycle Slip Detection and Repair Method Using a Single Receiver's Single Station B1 and L1 Frequencies in Ground-Based Positioning Systems. *Sensors*. 2020;20(2):346. DOI: 10.3390/s20020346
6. Rapoport, L.B., Compressive Sensing Approach for the Cycle Slips Detection, Isolation, and Correction. In: *Proceedings of the 27th*

International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2014), 2014, Tampa, Florida, September, 2014. P. 2602–2610.

7. Farooq S.Z., Yang D., Jin T., Ada E.N.J. CS detection and correction techniques for RTK positioning using single-frequency GNSS receivers: trends and comparison. *Radar Sonar & Navigation IET*. 2019;13(11):1857–1866. DOI: 10.1049/iet-rsn.2019.0084

8. Li B., Liu T., Nie L., Qin Y. Single-frequency GNSS cycle slip estimation with positional polynomial constraint. *Journal of Geodesy*. 2019;93(9):1781–1803. DOI: 10.1007/s00190-019-01281-7

9. Beutler G., Rothacher M., Schaer, S., Springer T.A., Kouba J., Neilan R.E. The International GPS Service (IGS): An interdisciplinary service in support of Earth sciences. *Advances in Space Research*. 1999;23(4):631–653.

10. Teunissen P., Montenbruck O. *Springer handbook of global navigation satellite systems*. Springer; 2017. 1272 p. DOI: 10.1007/978-3-319-42928-1

11. Пустошилов А.С. Метод обнаружения малых аномалий в финальных орбитах навигационных спутников ГЛОНАСС. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2019;(12):142–147. DOI: 10.18127/j20700784-201912-22

12. Tsarev S.P., Kytmanov A.A. *Discrete orthogonal polynomials as a tool for detection of small anomalies of time series: a case study of GPS final orbits*. Available at: <https://arxiv.org/abs/2004.00414> (Accessed: 01.06.2020)

13. *High degree least squares polynomial fitting using discrete orthogonal polynomials*. Available at: <https://github.com/sptsarev/high-deg-polynomial-fitting> (Accessed: 01.06.2020)

14. Пустошилов А.С., Царев С.П. Высокоточное восстановление орбит спутников глобальной навигационной спутниковой системы методом обучения по расширенным SP3-данным. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2017;(12):48–52.

15. *The Julia Programming Language*. Available at: <https://julialang.org/> (Accessed: 01.06.2020)

16. Li X., Eldar Y.C., Scaglione A. Low complexity acquisition of GPS signals. In: *2011 IEEE 12th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 2011. P. 56–60. DOI: 10.1109/SPAWC.2011.5990476

17. Chang C.L. Modified compressive sensing approach for GNSS signal reception in the presence of interference. *GPS Solutions*. 2016;20(2):201–213. DOI: 10.1007/s10291-014-0429-x

18. He G., Song M., He X., Hu Y. GPS Signal Acquisition Based on Compressive Sensing and Modified Greedy Acquisition Algorithm. *IEEE Access*. 2019;7:40445–40453. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2906682

19. He G., Song M., Zhang S., Song P., Shu X. Sparse GLONASS Signal Acquisition Based on Compressive Sensing and Multiple

Measurement Vectors. *Mathematical Problems in Engineering*. 2020. DOI: 10.1155/2020/9654120

20. Li D., Ma Z., Li W., Zhao J., Wei Z. BDS Cycle Slips Detection and Repair Based on Compressive Sensing. In: Sun J., Yang C., Guo S. (eds) *China Satellite Navigation Conference (CSNC) 2018 Proceedings*. Springer, Singapore; 2018. Vol. 2, p. 597–607. DOI: 10.1007/978-981-13-0014-1_49

21. Selesnick I.W., Arnold S., Dantham V.R. Polynomial Smoothing of Time Series With Additive Step Discontinuities. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2012;60(12):6305–6318. DOI: 10.1109/TSP.2012.2214219

22. *Crustal Dynamics Data Information System NASA's Archive of Space Geodesy Data* Available at: https://cddis.nasa.gov/Data_and_Derived_Products/CDDIS_Archive_Access.html (Accessed: 01.06.2020)

References

1. Blewitt G. An automatic editing algorithm for GPS data. *Geophysical research letters*. 1990;17(3):199–202. DOI: 10.1029/GL017i003p00199
2. Bezmenov I.V., Blinov I.Y., Naumov A.V., Pasynok S.L. An algorithm for cycle-slip detection in a melbourne–WBBENA combination formed of code and carrier phase GNSS measurements. *Measurement Techniques*. 2019;62(5):415–421. DOI: 10.1007/s11018-019-01639-5 (Russ.: DOI: 10.32446/0368-1025it.2019-5-25-30)
3. Farooq S.Z., Yang D., Jin T., Ada E.N.J. Survey of Cycle Slip Detection & Correction Techniques for Single Frequency Receivers. In: *2018 IEEE 18th International Conference on Communication Technology (ICCT)*, 2018, pp. 957–961. DOI: 10.1109/ICCT.2018.8599879
4. Cederholm P., Plausinaitis. D. Cycle Slip Detection in Single Frequency GPS Carrier Observations Using Expected Doppler Shift. *Nordic Journal of Surveying and Real Estate Research*. 2014;10(1):63–79. Available at: <https://journal.fi/njs/article/view/41462>
5. Zhao X., Niu Z., Li G., Shuai Q., Zhu B. A New Cycle Slip Detection and Repair Method Using a Single Receiver's Single Station B1 and L1 Frequencies in Ground-Based Positioning Systems. *Sensors*. 2020;20(2):346. DOI: 10.3390/s20020346
6. Rapoport, L.B., Compressive Sensing Approach for the Cycle Slips Detection, Isolation, and Correction. In: *Proceedings of the 27th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2014)*, 2014, Tampa, Florida, September, 2014, pp. 2602–2610.
7. Farooq S.Z., Yang D., Jin T., Ada E.N.J. CS detection and correction techniques for RTK positioning using single-frequency GNSS receivers: trends and comparison, *Radar Sonar & Navigation IET*. 2019;13(11):1857–1866. DOI: 10.1049/iet-rsn.2019.0084
8. Li B., Liu T., Nie L., Qin Y. Single-frequency GNSS cycle slip estimation with positional polynomial constraint. *Journal of Geodesy*. 2019;93(9):1781–1803. DOI: 10.1007/s00190-019-01281-7

9. Beutler G., Rothacher M., Schaer, S., Springer T.A., Kouba J., Neilan R.E. The International GPS Service (IGS): An interdisciplinary service in support of Earth sciences. *Advances in Space Research*. 1999;23(4):631–653.
10. Teunissen P., Montenbruck O. *Springer handbook of global navigation satellite systems*. Springer; 2017. 1272 p. DOI: 10.1007/978-3-319-42928-1
11. Pustoshilov A.S. Method for detection of small anomalies in final orbits of GLONASS navigation satellites. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2019;(12):142–147. (In Russ.) DOI: 10.18127/j20700784-201912-22
12. Tsarev S.P., Kytmanov A.A. *Discrete orthogonal polynomials as a tool for detection of small anomalies of time series: a case study of GPS final orbits*. Available at: <https://arxiv.org/abs/2004.00414> (Accessed: 01.06.2020)
13. *High degree least squares polynomial fitting using discrete orthogonal polynomials*. Available at: <https://github.com/sptsarev/high-deg-polynomial-fitting> (Accessed: 01.06.2020)
14. Pustoshilov A.S., Tsarev S.P. High-precision interpolation of the gnss satellites orbits by machine learning on extended SP3-data. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2017;(12):48–52. (In Russ.)
15. *The Julia Programming Language*. Available at: <https://julialang.org/> (Accessed: 01.06.2020)
16. Li X., Eldar Y.C., Scaglione A. Low complexity acquisition of GPS signals. In: *2011 IEEE 12th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 2011, pp. 56–60. DOI: 10.1109/SPAWC.2011.5990476
17. Chang C.L. Modified compressive sensing approach for GNSS signal reception in the presence of interference. *GPS Solutions*. 2016;20(2):201–213. DOI: 10.1007/s10291-014-0429-x
18. He G., Song M., He X., Hu Y. GPS Signal Acquisition Based on Compressive Sensing and Modified Greedy Acquisition Algorithm. *IEEE Access*. 2019;7:40445–40453. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2906682
19. He G., Song M., Zhang S., Song P., Shu X. Sparse GLONASS Signal Acquisition Based on Compressive Sensing and Multiple Measurement Vectors. *Mathematical Problems in Engineering*. 2020. DOI: 10.1155/2020/9654120
20. Li D., Ma Z., Li W., Zhao J., Wei Z. BDS Cycle Slips Detection and Repair Based on Compressive Sensing. In: Sun J., Yang C., Guo S. (eds) *China Satellite Navigation Conference (CSNC) 2018 Proceedings*. Springer, Singapore; 2018. Vol. 2, pp. 597–607. DOI: 10.1007/978-981-13-0014-1_49
21. Selesnick I.W., Arnold S., Dantham V.R. Polynomial Smoothing of Time Series With Additive Step Discontinuities. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2012;60(12):6305–6318. DOI: 10.1109/TSP.2012.2214219

22. *Crustal Dynamics Data Information System NASA's Archive of Space Geodesy Data* Available at: https://cddis.nasa.gov/Data_and_Derived_Products/CDDIS_Archive_Access.html (Accessed: 01.06.2020)

Информация об авторах

Пустошилов Александр Сергеевич, старший преподаватель, Институт инженерной физики и радиоэлектроники, Сибирский федеральный университет, г. Красноярск, Россия.

Царев Сергей Петрович, доктор физико-математических наук, профессор, Институт инженерной физики и радиоэлектроники, Сибирский федеральный университет, г. Красноярск, Россия.

Information about the authors

Alexander S. Pustoshilov, Senior Lecturer, School of Engineering Physics and Radioelectronics, Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia.

Sergey P. Tsarev – D.Sc., Professor, School of Engineering Physics and Radioelectronics, Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia.

Поступила / Received: 29.06.2021

Принята в печать / Accepted: 12.07.2021

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2021.5.2.005

УДК 621.396.968

Методический подход к снижению локальной радиолокационной заметности объектов при заданных частотно-угловых условиях наблюдения

А. А. Казанцев , **Б. А. Самородов**, **А. М. Терентьев**

Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского, Россия,
197198, г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, 13.

 alexandraleandrkazantsev@gmail.com

Аннотация

Показана целесообразность использования методов спектрального оценивания для оценки локальной радиолокационной заметности (РЛЗ) объектов при заданных частотно-угловых условиях наблюдения. Разработан методический подход к снижению локальной РЛЗ объектов при их заданных габаритных размерах. Сущность разработанного подхода заключается в параметрической оптимизации геометрической формы объектов в локальной области с целью удовлетворения требованиям по локальной РЛЗ и объему полезной нагрузки.

Ключевые слова

радиолокационная заметность, радиолокационный дальностный портрет, эффективная поверхность рассеяния, обработка сигналов, спектральное оценивание

Для цитирования

Казанцев А. А., Самородов Б. А., Терентьев А. М. Методический подход к снижению локальной радиолокационной заметности объектов при заданных частотно-угловых условиях наблюдения. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):162–178. DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.005.

Methodological approach to reducing the radar cross section of local scatterer under given frequency-angular observation conditions

А. А. Kazantsev , **Б. А. Samorodov**, **А. М. Terentev**

Mozhaisky space military academy, 13 Zhdanovsky Str., St. Petersburg,
197198, Russia

 alexandraleandrkazantsev@gmail.com

Abstract

This paper focuses on application of spectral estimation methods for scattering center's radar cross section estimation and reduction under given frequency-angular observation conditions. A methodological approach has been developed to reduce the local center's radar cross

section with given object overall dimensions. The developed methodological approach is based on parametric optimization of object geometry, firstly, to reduce the local scatterer radar cross section and, secondly, to maximize object payload. The problem overview is presented in the introduction. The first section is devoted to mathematical formulation of the problem. The following section includes the comparison analysis of the different types of geometrical shapes. As a result, the object with exponential profile is chosen as the best one due to the ability to manage rear vertex local scatterer amplitude by changing the curvature parameter. In the third section the optimal curvature parameter value of the exponential profile is justified for the given object overall dimensions and frequency-angular observation conditions. It is demonstrated that the main characteristic to analysis is two-dimension functional dependence of the local scatterer mean radar cross section from geometrical parameter and angle of observation. It is proved that this mentioned dependence may be received by the implementation such well-known spectral estimation method as CLEAN to the object sinogram. The recognition range is calculated for two different hypothetical radars to assert the efficiency. It is offered in the conclusion to complicate the developed approach with radio absorption materials implementation as the direction of the future investigations.

Keywords

stealth, range profile, radar signature, radar cross section, signal processing, spectral estimation, CLEAN

For citation

Kazantsev A. A., Samorodov B. A., Terentev A. M. Methodological approach to reducing the radar cross section of local scatterer under given frequency-angular observation conditions. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):162–178. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.005.

Введение

В настоящее время при рассмотрении вопросов РЛЗ объектов обычно говорят о так называемой общей (интегральной) заметности объекта [1–4], которая характеризуется таким показателем, как эффективная поверхность (площадь) рассеяния (ЭПР) и выражается в единицах измерения ЭПР – квадратных метрах. Исходя из определения, ЭПР является узкополосной радиолокационной характеристикой (РЛХ) всего объекта в целом для заданных значений частоты, ракурса наблюдения и поляризаций электромагнитного поля на излучение и прием [1–4]. Фиксированное значение частоты зондирующего монохроматического сигнала, для которого определяется значение ЭПР объекта означает, что радиолокатор не обладает возможностью пространственного разрешения объекта и обуславливает интегральный смысл канонического понятия ЭПР. Снижение интегральной ЭПР добиваются двумя путями [5]: за счет применения радиопоглощающих материалов и покрытий и за счет изменения ге-

ометрической формы объекта для заданных частотно-угловых условий наблюдения. При этом изменению геометрической формы подвергаются те элементы конструкции, которые вносят значительный вклад в величину его интегральной ЭПР.

Однако в задачах идентификации, распознавания (классификации), когда радиолокатор обладает высоким пространственным разрешением, позволяющим наблюдать объект как распределенную цель, принципиальную значимость приобретает локальная (дифференциальная) РЛЗ объекта. В этих случаях снижение локальной РЛЗ может позволить исказить пространственную сигнатуру объекта в целях устранения устойчивого информативного демаскирующего признака.

Математическая постановка задачи

Известно, что технической характеристикой радиолокационной станции (РЛС), определяющей ее разрешающую способность по радиальной координате портретной системы координат $\Delta x_{\text{п}}$, является ширина частотной полосы зондирующего сигнала $F = |f_{\text{к}} - f_{\text{п}}|$:

$$\Delta x_{\text{п}} = \frac{c}{F}, \quad (1)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве.

Пусть РЛС с высоким пространственным разрешением решает задачу распознавания объекта на интервале наблюдения $t \in [t_{\text{п}}, t_{\text{к}}]$ на основе оценки такого признака, как его радиолокационная длина (РЛД) $\hat{L}_x(\psi(t))$, где $\psi(t)$ – ракурс наблюдения объекта, зависящий от времени (рис. 1). При этом предполагается, что благодаря высокому пространственному разрешению истинный видимый радиальный размер объекта L_x на всем участке наблюдения превышает элемент разрешения по радиальной координате $L_x > \Delta x_{\text{п}}$.

На рис. 1а приведена геометрия радиолокационного наблюдения для двух крайних моментов времени: $t_{\text{п}}$ – начального и $t_{\text{к}}$ – конечного. На рис. 1а видно, что РЛД объекта зависит от ракурса наблюдения $\psi(t)$, который, в свою очередь, определяется геометрией взаимного расположения РЛС и объекта, изменяющейся вследствие движения объекта локации. В общем случае значение ракурса наблюдения объекта определяется ориентацией линии визирования «радар – объект», которую принято характеризовать парой сферических углов θ_c и φ_c в строительной сферической системе координат объекта. Для упрощения в настоящем исследовании рассматриваются осесимметричные объекты, для которых справедливо допущение: $\psi(\theta_c(t), \varphi_c(t)) = \psi(\theta_c(t)) = \psi(t)$.

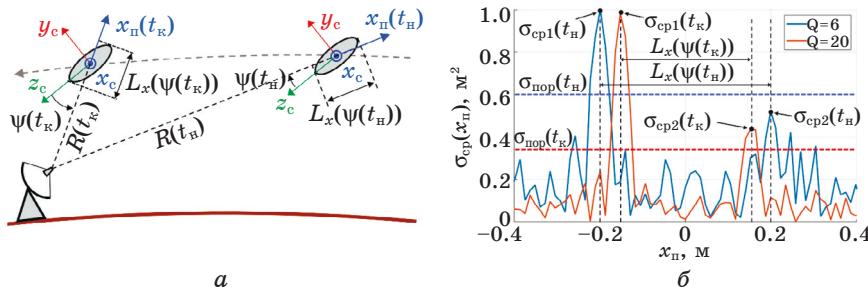


Рис. 1. Особенности решения задачи распознавания по признаку радиолокационной длины:
а – геометрия наблюдения; б – радиолокационные дальностные портреты

Fig. 1. Features of the recognition problem solution based on the object's radial length estimation:
a) observation geometry; b) radar range profiles

На рис. 1б показаны радиолокационные дальностные портреты (РЛДП) гипотетической двухточечной цели с соотношением амплитуд локальных центров рассеяния (ЛЦР) два к одному для двух указанных моментов времени: $\sigma_{cp}(x_n, t_h)$ и $\sigma_{cp}(x_n, t_k)$. Для удобства под РЛДП понимается квадрат модуля слаженной импульсной характеристики $\dot{S}(x_n)$ [6], нормированный к ширине полосы зондирующего сигнала, то есть зависимость среднего значения локальной (дифференциальной) ЭПР от радиальной координаты:

$$\sigma_{cp}(x_n) = \frac{1}{F} \cdot |\dot{S}(x_n)|^2. \quad (2)$$

Локальный характер ЭПР обусловлен тем, что частотная характеристика рассеяния $\dot{S}(f)$, представляющая собой зависимость комплексного коэффициента рассеяния от частоты, и слаженная импульсная характеристика $\dot{S}(x_n)$, представляющая собой радиальную плотность распределения комплексного коэффициента рассеяния [6], связаны преобразованием Фурье:

$$\dot{S}(f) = F_x^1 \{ \dot{S}(x_n) \}, \quad \dot{S}(x_n) = F_f^{-1} \{ \dot{S}(f) \}, \quad (3)$$

где $F_x^1 \{ \cdot \}$ и $F_f^{-1} \{ \cdot \}$ – операторы одномерных прямого и обратного преобразований Фурье по аргументам x_n и f . В результате перехода от f к x_n теряется разрешение по f и приобретается разрешение по x_n и наоборот.

На рис. 1б видно, что для начального момента времени t_h , вследствие низкого отношения сигнал/шум, адаптивное значение порога обнаружения не позволяет обнаружить отклик от тыльной части объекта, а значит, невозможно определить его РЛД. Для удобства целесообразно считать, что при достаточно высоком локальном отношении сигнал/шум $Q_2 \geq 13$ дБ, когда на РЛДП обнаруживаются два локальных центра рассеяния (ЛЦР), позво-

ляющие достоверно определить РЛД объекта, задача распознавания решается с вероятностью близкой к единице $P_{\text{расп}}(t) \geq P_{\text{расп}}^{\text{тр}}$. В противном случае, когда $Q_2 < 13$ дБ, будем считать, что признак РЛД не может считаться устойчивым и $P_{\text{расп}}(t) < P_{\text{расп}}^{\text{тр}}$:

$$\begin{cases} P_{\text{расп}} \geq P_{\text{расп}}^{\text{тр}}, & \text{при } Q_2 \geq 13 \text{ дБ} \\ P_{\text{расп}} < P_{\text{расп}}^{\text{тр}}, & \text{при } Q_2 < 13 \text{ дБ} \end{cases}. \quad (4)$$

С учетом вышесказанного, задача снижения локальной РЛЗ для заданных частотно-угловых условий наблюдения должна заключаться в снижении уровня ЭПР наименее интенсивного (второго) ЛЦР, обусловленного рассеянием на тыльной части объекта, и может быть сформулирована следующим образом:

$$\sigma_{\text{cp2}}(\psi) < \sigma_{\text{cp2}}^{\text{тр}}, \quad f \in [f_{\text{н}}, f_{\text{к}}] \quad \psi \in [\psi_{\text{н}}, \psi_{\text{к}}], \quad (5)$$

где $\sigma_{\text{cp2}}(\psi)$ – средняя по полосе частот $f \in [f_{\text{н}}, f_{\text{к}}]$ ЭПР тыльного ЛЦР; $\sigma_{\text{cp2}}^{\text{тр}}$ – требуемая величина среднего значения локальной ЭПР, которая, исходя из уравнения радиолокации, связана с требуемым рубежом распознавания $R_{\text{расп}}$:

$$\sigma_{\text{cp2}}^{\text{тр}}(R_{\text{расп}}) = Q_2^{\text{н}} \cdot \frac{(4\pi)^3 \cdot T_s \cdot k_B \cdot (R_{\text{расп}})^4}{P_t \cdot G^2 \cdot (\lambda_c)^2 \cdot \tau \cdot L}, \quad (6)$$

где $Q_2^{\text{н}}$ – пороговое отношение сигнал/шум для второго (тыльного) ЛЦР; T_s – шумовая температура системы; k_B – постоянная Больцмана; $R_{\text{расп}}$ – требуемая дальность (рубеж) распознавания; P_t – излучаемая РЛС мощность; G – коэффициент усиления антенны РЛС; λ_c – центральная длина волн РЛС; τ – длительность зондирующего сигнала; L – суммарные потери.

Как было отмечено во введении, существует два общеизвестных пути снижения РЛЗ, в рамках разработанного методического подхода, о котором речь пойдет далее, рассматривается так называемая глубокая stealth-технология, заключающаяся в управлении геометрической формой объекта, которая по необходимости может быть дополнена элементами обычной stealth-технологии [5].

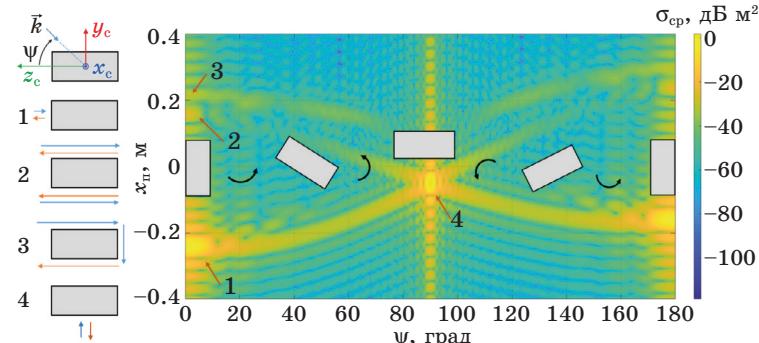
Сравнительный анализ вариантов геометрической формы

Для определенности будем считать, что на интервале наблюдения $t \in [t_{\text{н}}, t_{\text{к}}]$ ракурс изменяется не более чем на $|\psi(t)| \leq \psi_{\text{макс}} = 60^\circ$ относительно нулевого (носового) ракурса визирования, а ширина полосы зондирующего сигнала составляет $F = 4$ ГГц. Очевидно, что одним из путей снижения РЛЗ объекта является минимизация его габаритных размеров, в особенности поперечного размера L_y , однако уменьшение габаритов естественным образом влечет за собой снижение объема полезной нагрузки объекта. Для объекта с осевой симметрией и с заданными габаритными разме-

рами максимальным объемом полезной нагрузки обладает тело цилиндрической формы. Для того чтобы выполнялось вышеупомянутое условие $L_x > \Delta x_{\pi}$, рассмотрим объект цилиндрической формы со следующими габаритными (геометрическими) параметрами: длина $L_z = 0,4$ м, диаметр $L_y = 0,1$ м. Объем полезной нагрузки такого тела равен: $V_{цил} = L_z \pi (L_y/2)^2 \approx 3 \cdot 10^{-3}$ м³. Легко показать, что РЛД такого объекта будет превышать элемент разрешения по радиальной координате $L_x > \Delta x_{\pi}$ для любого возможного ракурса наблюдения $|\psi(t)| \leq 60^\circ$:

$$\Delta x_{\pi} = \frac{c}{F} = 3,75 \text{ см} < L_x(\psi(t)) = L_z \cdot \cos(\psi(t)) = 20 \text{ см}, \quad \psi = \psi_{\max}. \quad (7)$$

Выражение (7) также означает, что для объекта с выбранными геометрическими параметрами фронтальный и тыльный ЛЦР разрешаются на всем интервале локации для любого ракурса наблюдения ($0 \pm 60^\circ$). Фронтальная и задняя части объекта являются наиболее интенсивными источниками обратного рассеяния, на которых существенным образом нарушаются граничные условия при падении на них зондирующей электромагнитной волны, излучаемой РЛС. На рис. 2 справа приведена синограмма цилиндрического объекта, рассчитанная методом моментов и иллюстрирующая характерные механизмы рассеяния. Условия расчета синограммы: диапазон частот $f \in [7 \dots 11]$ ГГц, диапазон ракурсов $\psi \in [0 \dots 180]$ град., поляризация линейная вертикальная (плоскость вращения объекта перпендикулярна плоскости поляризации зондирующей волны). На рис. 2 слева показаны 4 механизма рассеяния, а также ориентация объекта в строительной системе координат.



- 1 – зеркальное рассеяние фронтальным основанием цилиндра (диском);
- 2 – дифракция на кромке тыльного основания (кромкой диска);
- 3 – двойная дифракция на задней кромке тыльного основания;
- 4 – зеркальное рассеяние на образующей цилиндра

Рис. 2. Синограмма и механизмы рассеяния объекта цилиндрической формы

Fig. 2. Sinogram and scattering mechanisms of the cylindrical object

На рис. 2 видно, что уровень наименее интенсивного тыльного ЛЦР, проявляющегося в заданном угловом секторе $\psi \in [0 \dots 60]$ град и обусловленного вторым или третьим механизмами рассеяния, составляет порядка $\sigma_{\text{cp2}} = -30 \text{ дБ м}^2$. Для снижения вероятности определения РЛД необходимо максимально минимизировать проявление второго и третьего механизмов рассеяния.

Для снижения уровня интенсивности тыльного ЛЦР $\sigma_{\text{cp2}} \downarrow$ были рассмотрены несколько геометрических профилей, однозначным образом определяющие геометрическую форму осесимметричного объекта (рис. 3), с учетом заданной пары габаритных параметров L_z, L_y .

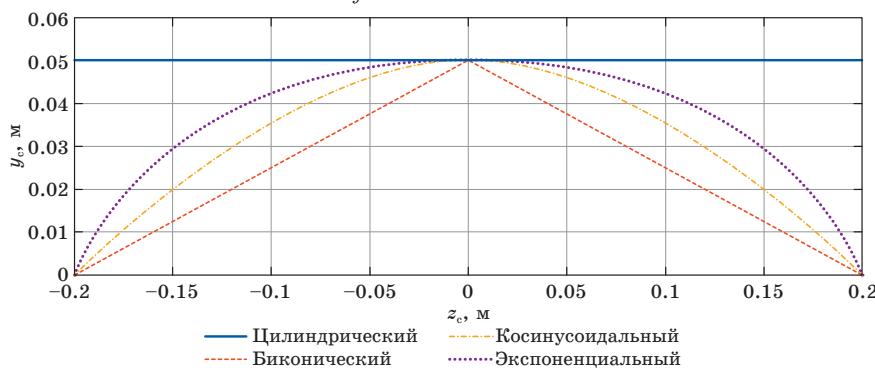


Рис. 3. Варианты геометрического профиля объекта

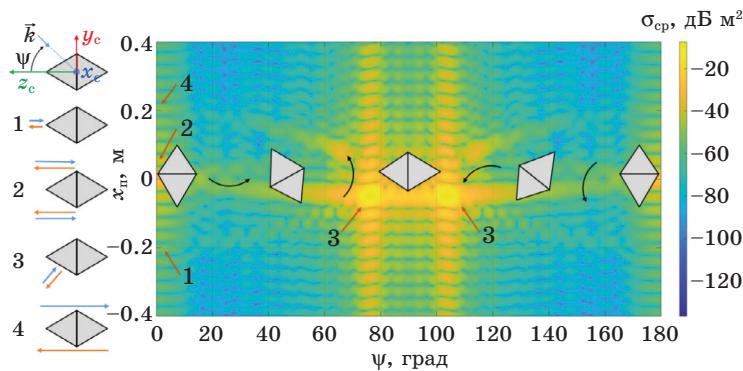
Fig. 3. Different types of object geometric profile

Как видно на рис. 3, минимальным объемом обладает объект с биконическим профилем $V_{\text{бик}} \approx 1 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3$, описывающийся выражением:

$$y_c(z_c) = \frac{L_y}{2} \left(1 - \frac{2|z_c|}{L_z} \right), \quad z_c \in \left[-\frac{L_z}{2}; \frac{L_z}{2} \right]. \quad (8)$$

На рис. 4 представлены механизмы рассеяния и РЛХ объекта биконической формы. Условия расчета аналогичны условиям расчета цилиндрического тела. На рис. 4 слева показаны механизмы рассеяния и ориентация объекта.

У объекта данного профиля имеются два существенных недостатка: отсутствие возможности гибкого варьирования объемом при заданных габаритных размерах, а также наличие дополнительного высокointенсивного ($\sigma_{\text{cp2}} = -30 \text{ дБ м}^2$) демаскирующего ЛЦР, обусловленного стыком двух конических поверхностей, проявляющегося при заданных ракурсах наблюдения. На основании вышесказанного дальнейшее рассмотрение объекта биконической формы не представляется целесообразным.



- 1 – дифракция на фронтальной вершине биконуса;
 2 – дифракция на кромке биконуса;
 3 – зеркальное рассеяние на образующих конических поверхностей;
 4 – дифракция на задней вершине биконуса

Рис. 4. Синограмма и механизмы рассеяния объекта биконической формы

Fig. 4. Sinogram and scattering mechanisms of the biconical object

Более перспективными вариантами геометрической формы при решении задачи снижения РЛЗ тыльной части объекта выглядят варианты построения тела вращения без резких изломов профиля поверхности.

Косинусоидальный профиль аналитически описывается выражением (9):

$$y_c(z_c) = \frac{L_y}{2} \cos\left(\frac{\pi}{L_z} z_c\right), \quad z_c \in \left[-\frac{L_z}{2}; \frac{L_z}{2}\right]. \quad (9)$$

На рис. 5 представлены механизмы рассеяния и РЛХ объекта с косинусоидальным профилем. Объем полезной нагрузки объекта составляет $V_{\text{кос}} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3$. Условия расчета синограммы тела с косинусоидальным профилем аналогичны условиям расчета цилиндра и биконического тела. На рис. 5 слева проиллюстрированы механизмы рассеяния, а также ориентация объекта в строительной системе координат.

На рис. 5 видно, что объект с косинусоидальным профилем при заданных габаритных размерах позволяет снизить уровень интенсивности тыльного ЛЦР до $\sigma_{\text{cp}2} = -40 \text{ dB m}^2$, а также получить РЛДП в заданном угловом секторе наблюдения без дополнительного демаскирующего ЛЦР. Однако данный вариант геометрического профиля имеет схожий недостаток с рассмотренными ранее – невозможностью гибкого изменения объема полезной нагрузки при заданных габаритных размерах объекта.

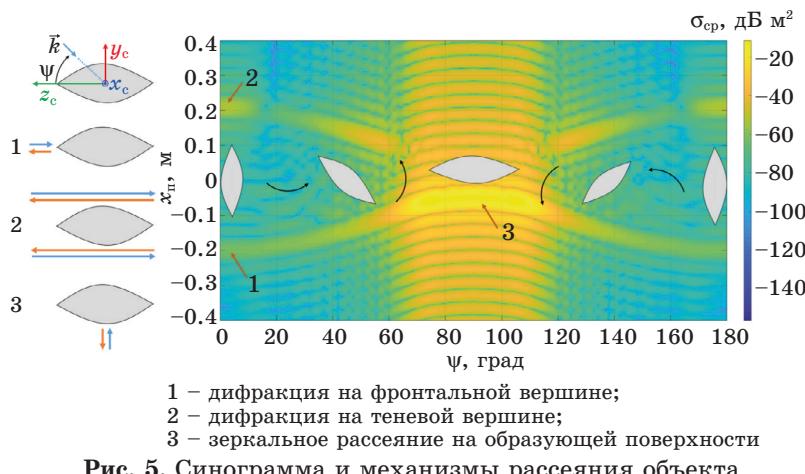


Рис. 5. Синограмма и механизмы рассеяния объекта косинусоидальной формы

Fig. 5. Sinogram and scattering mechanisms of the cosinusoidal object

Для заданных ограничений по габаритам объект с экспоненциальным профилем будет описываться следующим выражением:

$$y_c(z_c) = \frac{L_y}{2} \cdot \frac{\exp(-kx^2) - \exp(-k(L_z/2)^2)}{1 - \exp(k(L_z/2)^2)}, \quad z_c \in \left[-\frac{L_z}{2}; \frac{L_z}{2}\right], \quad (10)$$

где k – параметр, характеризующий крутизну экспоненциального профиля объекта.

Вопрос РЛЗ объекта с экспоненциальным профилем требует более детального рассмотрения по причине возможности управления уровнем локальной ЭПР тыльного ЛЦР за счет изменения параметра k .

Обоснование оптимального значения параметра кривизны экспоненциального профиля

Для определения оптимального значения параметра кривизны экспоненциального профиля была разработана параметризованная электродинамическая модель, для которой параметр кривизны профиля k принимал дискретные значения в диапазоне $-50 \dots 50$ с шагом $dk = 10$. Анализ параметризованной электродинамической модели показал, что для k , принимающего значения больше 50, численный расчет РЛХ с использованием метода моментов не представляется возможным вследствие возникновения проблем с разбиением тела на элементы поверхности сетки из-за резкого скачка производной в области тыльной (фронтальной) вершины. Для k , принимающего значения меньше -50 , расчет РЛХ является не целесообразным вследствие приближе-

ния профиля к цилиндрическому. На рис. 6 представлены экспоненциальные профили и электродинамические САЕ-модели для двух крайних значений параметров кривизны $k = 50$ и $k = -50$.

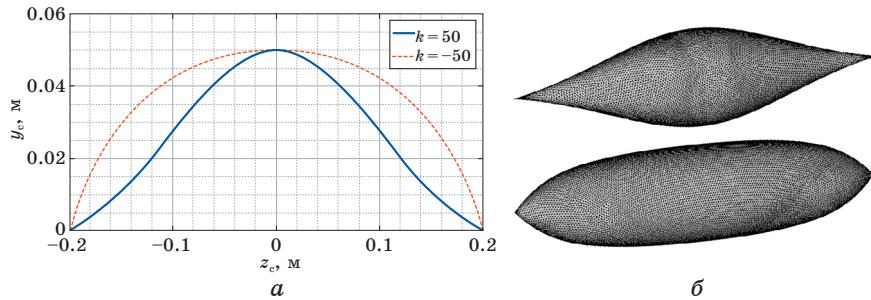


Рис. 6. Параметрическая модель объекта с экспоненциальным профилем для двух крайних значений параметра кривизны:
a) – функции профиля; b) – САЕ-модели

Fig. 6. Parametric model of an object with an exponential profile for two extreme values of the curvature parameter:
a) profile functions; b) CAE-models

Необходимо отметить, что при $k = 0$ выражение (10) стремится к неопределенности вида $y_c(z_c) = [0/0]$, очевидно, что данное значение кривизны экспоненциального профиля должно соответствовать вполне определенной геометрической форме, что также показывает рис. 6. Для разрешения указанной неопределенности и нахождения аналитического выражения, характеризующего форму объекта при $k = 0$, целесообразно переписать выражение (10), используя следующую замену переменной: $(L_z/2)^2 = L_z'$.

$$y_c(z_c) = \frac{L_y}{2} \lim_{k \rightarrow 0} \left[\frac{\exp(-kz_c^2) - \exp(-kL_z')}{1 - \exp(-kL_z')} \right]. \quad (11)$$

Для упрощения данного выражения в числителе целесообразно вынести за скобки общий множитель $\exp(-kL_z')$. Выражение примет вид:

$$y_c(z_c) = \frac{L_y}{2} \lim_{k \rightarrow 0} \left[\frac{\exp(-kL_z') \cdot \left((\exp(-kL_z'))^{\frac{z_c^2}{L_z'} - 1} - 1 \right)}{-(\exp(-kL_z') - 1)} \right]. \quad (12)$$

Тогда, используя эквивалентность вида $\exp(x) - 1 \sim x$, выражение (6) может быть преобразовано следующим образом:

$$y_c(z_c) = \frac{L_y}{2} \lim_{k \rightarrow 0} \left[\frac{\exp(-kL_z') \cdot \left(-kL_z' \left(\frac{z_c^2}{L_z'} - 1 \right) \right)}{kL_z'} \right]. \quad (13)$$

Очевидно, что при $k \rightarrow 0$ экспоненциальный множитель за скобками стремится к единичному значению $\exp(-kL_z') \rightarrow 1$, тогда (13) примет вид:

$$y_c(z_c) = \frac{L_y}{2} \cdot \lim_{k \rightarrow 0} \left[\frac{-kL_z' \left(\frac{z_c^2}{L_z'} - 1 \right)}{kL_z'} \right] = -\frac{L_y}{2} \cdot \frac{z_c^2}{L_z'} + \frac{L_y}{2}. \quad (14)$$

Сделав обратную замену $L_z' = (L_z/2)^2$, выражение (14) примет окончательный вид:

$$y_c(z_c) = \frac{2L_y}{L_z^2} z_c^2 + \frac{L_y}{2}. \quad (15)$$

Выражения (15) показывает, что экспоненциальный профиль (10) при $k \rightarrow 0$ приобретает параболическую форму с параметром крутизны квадратичной функции $2L_y/L_z^2$ и параметром сдвига $L_y/2$. Тогда для определения оптимального значения параметра кривизны экспоненциального профиля методом параметрического итерационного поиска при $k = 0$ экспоненциальная САЕ-модель объекта должна быть заменена параболической с указанными геометрическими параметрами.

Для всего множества дискретных значений k были рассчитаны РЛХ с использованием метода моментов. Синограмма для заданного значения k имеет вид, аналогичный представленному на рис. 5. На рис. 7 представлен набор РЛДП объекта с экспоненциальным профилем для $k \in [-50 \dots 50]$ с шагом $dk = 10$, при ракурсе наблюдения $\psi = 0$ градусов.

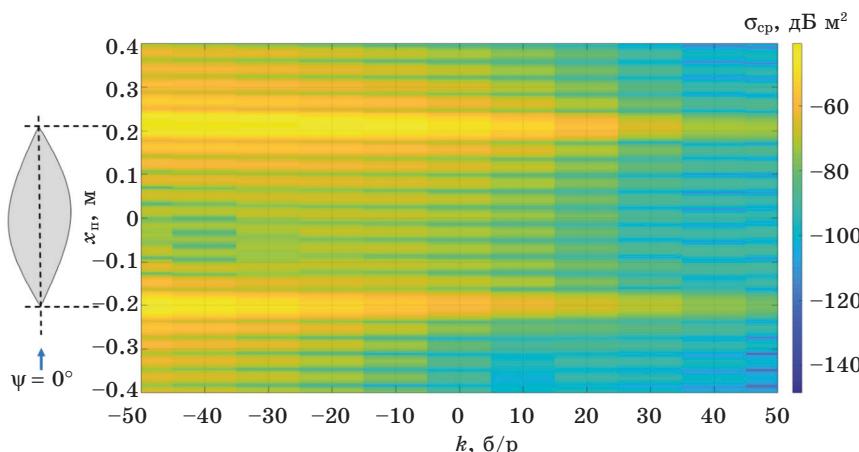


Рис. 7. Набор РЛДП объекта с экспоненциальным профилем для различных значений параметра кривизны k

Fig. 7. Set of radar range profiles of the object with the exponential profile for different values of the curvature parameter k

Для оценки интенсивности рассеяния на задней вершине объекта с экспоненциальным профилем использовался модифицированный алгоритм CLEAN [7; 8]. Сущность алгоритма CLEAN заключается в последовательном поиске и экстракции откликов точечных отражателей из анализируемого РЛДП в предположении частотной независимости их характеристик рассеяния. При этом анализируемой характеристикой являлось множество РЛДП, зависящих от ракурса наблюдения ψ и параметра кривизны k экспоненциального профиля $\sigma_{cp}(x_n, \psi, k)$. Таким образом, извлеченные с помощью модифицированного алгоритма CLEAN значения позволили построить двумерную зависимость среднего значения ЭПР тыльной вершины объекта с экспоненциальным профилем от указанных аргументов $\sigma_{cp2}(\psi, k)$. Полученная зависимость представлена на рис. 8.

Необходимо отметить, что справедливым является подход, подразумевающий интегрирование представленной зависимости $\sigma_{cp2}(\psi, k)$ по ракурсу наблюдения ψ с последующей нормировкой к диапазону ее изменения $\Psi = \psi_k - \psi_n$, направленный на получение среднего в полосе частот F и угловой апертуре значения ЭПР ЛЦР:

$$\sigma_{cp2}(k) = \frac{1}{\Psi} \int_{\psi_n}^{\psi_k} \sigma_{cp2}(\psi, k) d\psi. \quad (16)$$

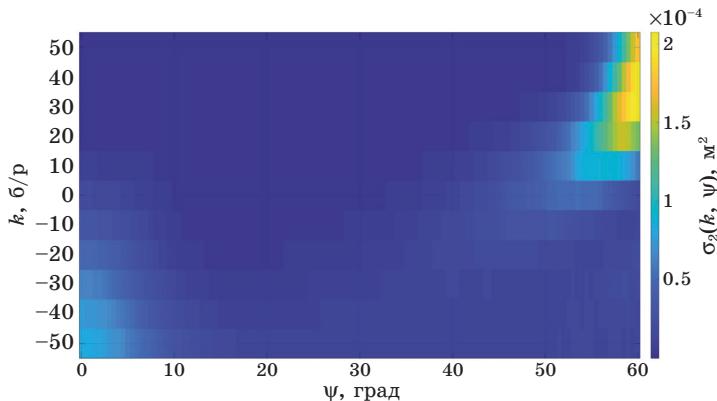


Рис. 8. Зависимость средней ЭПР тыльной вершины объекта с экспоненциальным профилем от параметра кривизны и ракурса наблюдения

Fig. 8. Dependence of the rear vertex average radar cross section of the object with exponential profile on the curvature parameter and the observation angle

Однако в силу детерминированного характера рассеяния наиболее рациональным представляется функциональный анализ зависимости $\sigma_{cp2}(\psi, k)$. Так, на представленной на рис. 8

зависимости выделяются две ярко выраженные области интенсивного рассеяния. Первая область имеет локальный экстремум при $k = -50$, $\psi = 0^\circ$ и имеет размер области определения: $k \in [-50 \dots 0]$ и $\psi \in [0^\circ \dots 10^\circ]$, вторая имеет локальный экстремум при $k = 40$, $\psi = 60^\circ$ и размер области определения: $k \in [0 \dots 50]$ и $\psi \in [50^\circ \dots 60^\circ]$. Данное поведение зависимости связано с двумя эффектами. Во-первых, при увеличении параметра кривизны $\uparrow k$ интенсивность дифракции на тыльной вершине снижается пропорционально степени ее заостренности, а во-вторых, увеличение параметра $\uparrow k$ приводит к возникновению влияния зеркального механизма рассеяния (см. рис. 5), так как форма объекта стремится к кнопочной. В то же самое время на полученной зависимости наблюдается зона минимальной интенсивности рассеяния: $k \in [20 \dots 50]$ и $\psi \in [0^\circ \dots 40^\circ]$.

Исходя из результатов анализа полученной зависимости, для решения задачи снижения локальной РЛЗ $\downarrow \sigma_{\text{cp2}}$, целесообразным представляется выбор параметра кривизны экспоненциального профиля в пределах $k \in [30 \dots 50]$, а также стабилизация положения объекта относительно наблюдающей его РЛС в пределах углового сектора $|\psi| \leq 50^\circ$. Однако повышение параметра кривизны профиля $\uparrow k$ неизбежно приводит снижению объема полезной нагрузки объекта $\downarrow V_{\text{ек}}(k)$. Поэтому в общем случае выбор определенного значения параметра кривизны может быть сделан по итогам решения оптимизационной задачи.

Для определения оптимального значения коэффициента кривизны экспоненциального профиля $k_{\text{опт}}$ необходимо рассчитать две зависимости: объема $V_{\text{ек}}(k)$ и отношения сигнал/шум $Q_2(k)$. При этом для получения $Q_2(k)$ необходимо использовать выражение (6) и интегральный показатель, рассчитываемый с использованием выражения (16) и характеризующий локальную заметность тыльного ЛЦР в заданных полосе частот $f \in [f_{\text{n}}, f_{\text{k}}]$ и диапазоне (секторе) углов наблюдения $\psi \in [\psi_{\text{n}}, \psi_{\text{k}}]$. Пример графического решения оптимизационной задачи, в котором для получения зависимости $Q_2(k)$ использовались технические характеристики одной (№ 1) из двух гипотетических РЛС (табл. 1), представлен на рис. 9.

Таблица 1. Технические характеристики РЛС
Table 1. Technical characteristics of the radars

№ п/п	Q_2^{n} , б/п	P_t , Вт	G , б/п	λ_c , м	T_s , К	τ , с	L , б/п
1	20	10^6	$2 \cdot 10^6$	0,03	450	10^{-4}	0,2
2	20	$0,25 \cdot 10^6$	10^5	0,03	450	10^{-4}	0,2

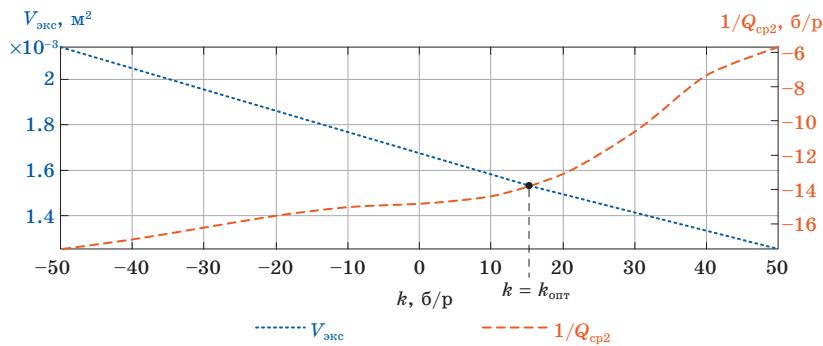


Рис. 9. Пример графического решения задачи по нахождению оптимального значения параметра кривизны экспоненциального профиля

Fig. 9. Graphical solution example for the exponential profile's curvature parameter optimum value search task

Как видно на рис. 9, результатом решения оптимизационной задачи является значение параметра кривизны экспоненциального профиля, равное $k_{\text{опт}} = 15$. Полученное значение соответствует объему тела с экспоненциальным профилем $V_{\text{экс}} = 1,55 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3$ при заданных габаритных параметрах $L_z = 0,4 \text{ м}$, $L_y = 0,1 \text{ м}$.

В табл. 2 в качестве показателей локальной РЛЗ представлены результаты расчета рубежей распознавания $R_{\text{расп}}$, полученные на основе выражения (6), для двух гипотетических РЛС (см. табл. 1) и различных видов геометрического профиля объекта локации.

Таблица 2. Результаты расчета рубежей распознавания

Table 2. Recognition range calculation results

№ п/п	Вид профиля	$V, \text{м}^3$	$\sigma_{\text{ср2}}, \text{м}^2$	$R_{\text{расп}} \text{ для РЛС № 1, км}$	$R_{\text{расп}} \text{ для РЛС № 2, км}$
1	Цилиндрический	$3 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-4}$	70	436
2	Биконический	$1 \cdot 10^{-3}$	$4,6 \cdot 10^{-5}$	52	330
3	Косинусоидальный	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$8,6 \cdot 10^{-6}$	34	217
4	Экспоненциальный, $k = -50$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-5}$	41	258
5	Экспоненциальный, $k = 0$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$9,6 \cdot 10^{-6}$	35	223
6	Экспоненциальный, $k = 15$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$8,5 \cdot 10^{-6}$	34	217
7	Экспоненциальный, $k = 50$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-6}$	20	130

Данные, представленные в табл. 2, показывают существование прямой связи между средней ЭПР ЛЦР $\sigma_{\text{ср2}}$ и объемом полезной нагрузки V , которая согласуется с теоремой «О среднем значении ЭПР» [4], однако, в данном случае объясняется иначе, так как речь идет о локальной характеристике рассеяния объекта. В частности, при увеличении параметра кривизны $\uparrow k$ интенсивность дифракции на тыльной вершине снижается пропорционально степени ее заостренности, то есть прямо пропорционально величине скачка производной от функции поверхности объекта в окрестности тыльной вершины объекта.

Заключение

В результате проведенных исследований показана целесообразность использования методов спектрального оценивания для оценки локальной РЛЗ объекта при заданных частотно-угловых условиях наблюдения.

Разработан методический подход по снижению локальной РЛЗ объекта с заданными габаритными размерами. Сущность разработанного подхода заключается в параметрической оптимизации геометрической формы объекта в локальной области с целью удовлетворения требованиям по локальной РЛЗ и объему полезной нагрузки. Показано, что для снижения локальной РЛЗ при заданных частотно-угловых условиях наблюдения необходимо проводить функциональный анализ двумерной параметрической характеристики рассеяния ЛЦР (см. рис. 8), которая представляет собой зависимость среднего по частоте значения ЭПР заданного ЛЦР от ракурса наблюдения и параметра геометрической формы объекта локации. Дальнейшие исследования в данной области могут быть посвящены дополнению разработанного методического подхода, основанного на глубокой stealth-технологии, элементами обычной stealth-технологии, то есть применением радиопоглощающих материалов и покрытий [9–11].

Список литературы

1. Skolnik M. *Radar Handbook*. 3rd ed. McGraw-Hill Education; 2008. 1328. p.
2. Ruck G. *Radar Cross Section Handbook*. Peninsula Pub; 1989. 496 p.
3. Knott E., Shaeffer J., Tuley M. *Radar Cross Section*. 2nd ed. SciTech Publishing; 2004. 637 p.
4. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Советское радио; 1975. 248 с.

5. Штагер Е.А. *Физические основы стелс-технологии*. СПб.: ООО «Издательство ВВМ»; 2013. 276 с.
6. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. *Основы сверхширокополосных измерений*. М.: Радио и связь; 1989. 192 с.
7. Stoica P., Moses R. *Spectral Analysis of Signals*. Prentice Hall; 2004. 427 p.
8. Ozdemir C. *Inverse Synthetic Radar Imaging with MATLAB Algorithms*. Wiley; 2012. 383 p.
9. Zeng H., Zhao X., Su Q., Zhang Y., Li H. Fast coating analysis and modeling for RCS reduction of aircraft. *Chinese Journal of Aeronautics*. 2019;32(6):1481–1487. DOI: 10.1016/j.cja.2018.11.001
10. Andrade L., Santos L., Gama A. Analysis of radar cross section reduction of fighter aircraft by means of computer simulation. *Journal of Aerospace Technology and Management*. 2014;6(2):177–182. DOI: 10.5028/jatm.v6i2.259
11. Liu S., Guo L., Pan W., Chen W., Xiao Y. PO calculation for reduction in radar cross section of hypersonic targets using RAM. *Physics of Plasmas*. 2018;25(6):062105. DOI: 10.1063/1.5030194

References

1. Skolnik M. *Radar Handbook*. 3rd ed. McGraw-Hill Education; 2008. 1328. p.
2. Ruck G. *Radar Cross Section Handbook*. Peninsula Pub; 1989. 496 p.
3. Knott E., Shaaffer J., Tuley M. *Radar Cross Section*. 2nd ed. SciTech Publishing; 2004. 637 p.
4. Kobak V.O. *Radar Scatterers*. Moscow: Sovetskoe radio; 1975. 248 p. (In Russ.)
5. Shtager E.A. *Physical Foundations of Stealth Technology*. St. Petersburg: VVM; 2013. 276 p. (In Russ.)
6. Astanin L.Yu., Kostylev A.A. *Basis of ultrawideband radar measurements*. Moscow: Radio i svyaz; 1989. 192 p. (In Russ.)
7. Stoica P., Moses R. *Spectral Analysis of Signals*. Prentice Hall; 2004. 427 p.
8. Ozdemir C. *Inverse Synthetic Radar Imaging with MATLAB Algorithms*. Wiley; 2012. 383 p.
9. Zeng H., Zhao X., Su Q., Zhang Y., Li H. Fast coating analysis and modeling for RCS reduction of aircraft. *Chinese Journal of Aeronautics*. 2019;32(6):1481–1487. DOI: 10.1016/j.cja.2018.11.001
10. Andrade L., Santos L., Gama A. Analysis of radar cross section reduction of fighter aircraft by means of computer simulation. *Journal of Aerospace Technology and Management*. 2014;6(2):177–182. DOI: 10.5028/jatm.v6i2.259
11. Liu S., Guo L., Pan W., Chen W., Xiao Y. PO calculation for reduction in radar cross section of hypersonic targets using RAM. *Physics of Plasmas*. 2018;25(6):062105. DOI: 10.1063/1.5030194

Информация об авторах

Казанцев Александр Александрович, кандидат технических наук, начальник отдела Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия.

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

Терентьев Алексей Михайлович, начальник лаборатории Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия.

Information about the authors

Alexandr A. Kazantsev, Candidate of Technical Sciences, Head of Department, Mozhaysky Space-Military Academy, St. Petersburg, Russia

Boris A. Samorodov, Senior Researcher of Laboratory, Mozhaysky Space-Military Academy, St. Petersburg, Russia

Alexey M. Terentev, Head of Laboratory, Mozhaysky Space-Military Academy, St. Petersburg, Russia

Поступила / Received: 12.07.2021

Принята в печать / Accepted: 20.07.2021

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]).

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 (urj@urfu.ru). Статья считается принятой в случае получения ответного сообщения/письма с подтверждением.

Статья принимается в форматах, читаемых MS Word. Объем статьи должен составлять от 0.5 до 1.5 авт. л.

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 или 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 ин-

формативно. 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 (*а*, *б* 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 пр., 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.

Информация 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.

Publication Ethics

General

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

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

- confidentiality (non-disclosure of the authors' and the reviewers' personal information and other information obtained within the professional interaction);
- making editorial correction in papers by agreement with authors.

Responsibilities and ethics of editors

The editorial board should:

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

Author's responsibilities and ethics

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

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

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

- compliance of the materials with the ethics and legal standards including copyright protection laws (in particular, the materials protected by the copyright including tables, digits or long quotations can be reproduced only by the owner's permission);
- research originality and scientific novelty;
- researchers should use best endeavors to describe the work performance methodology clear and definitely in such way that their results can be approved by other researchers, if required;
- impartial discussion of the research importance;
- acknowledgement of other persons' contributions, mandatory references to the deliberations used for the benefit of submitted materials;

- presentation of all major contributors to the research as coauthors;
- informing about significant errors or inaccuracies, if any, found in the publication and interacting with the editorial staff with the purpose of the quickest error correction or removal of the publication;
- no adoptions without proper references to primary sources (plagiarism).

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

Responsibilities and ethics of authors

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

- to review only those manuscripts which the reviewer has sufficient knowledge to judge;
- to prepare a review in time based on the constructive approach;
- to maintain confidentiality;
- to be impartial preparing a review;
- to inform the editor in case the materials have been published earlier in this or another publication;
- to inform the editor and, if required, to pass the manuscript to another reviewer in case of potential conflict of interests (existing of financial, organizational or other relations between the reviewer and the author);

- the review contents should not be influenced by the manuscript origin, the authors' nationality, sex, religion or political commitments;
- not to use the information obtained within the reviewing process for the personal purposes and in the interests of other persons.

Privacy

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

Disclosure and conflict of interest policy

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

Публикационная этика

Общие положения

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

- отклонение рукописи статьи при выявлении плагиата — опубликованных ранее материалов других авторов без ссылки на первоисточники; проверка осуществляется с помощью системы «Антиплагиат»;
- конфиденциальность (неразглашение персональных данных авторов и рецензентов и прочей информации, полученной в ходе профессионального взаимодействия);
- внесение в статью редакционных правок после согласования с авторами.

Ответственность и этические принципы сотрудников редакции

Редакция журнала:

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

Ответственность и этические принципы авторов

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

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

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

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

Авторам необходимо придерживаться следующих этических принципов:

- соответствие материалов этическим и юридическим нормам, в т. ч. законодательству о защите авторских прав (в частности, материалы, защищенные авторским правом, в т. ч. таблицы, цифры или крупные цитаты, могут воспроизводиться только с разрешения их владельцев);
- оригинальность и научная новизна исследований;

- достоверность полученных результатов;
- четкость в описании методологии выполнения работ, чтобы их результаты могли быть подтверждены при необходимости другими исследователями;
- объективное обсуждение значимости исследований;
- признание вклада других лиц, обязательное наличие библиографических ссылок на использованные работы;
- представление в качестве соавторов всех участников, внесших существенный вклад в исследование;
- информирование об обнаружении ошибок или неточностей в публикации и взаимодействие с редакцией с целью скончного исправления ошибок или изъятия публикации;
- отсутствие в статье заимствований без ссылок на первоисточники (плагиата).

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

Ответственность и этические принципы рецензентов

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

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

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

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

Рецензент обязан руководствоваться следующими этическими принципами:

- осуществлять рецензирование только тех рукописей, для оценки которых он обладает достаточными знаниями;
- готовить рецензию своевременно на основе конструктивного подхода;
- соблюдать конфиденциальность;

- при составлении рецензии быть объективным;
- предупредить редактора о материалах, опубликованных ранее в данном или другом издании, при их наличии;
- предупредить редактора и, если необходимо, передать статью другому рецензенту в случае потенциального конфликта интересов (финансовых, организационных или других отношений между рецензентом и автором);
- не использовать информацию, полученную при рецензировании, в личных целях или интересах иных лиц.

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

Приватность

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

Политика раскрытия и конфликты интересов

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

Правила оформления статьи

Article Submission Guidelines

УДК 000.000

Название статьи

И. О. Фамилия автора¹

¹ Место работы, город, страна
e-mail

Аннотация

Аннотация должна содержать не более 300 слов и представлять основную идею статьи.

Ключевые слова

От трех до восьми слов или устоявшихся словосочетаний. Рекомендуется использовать таксономию IEEE.

Paper Title

Author Name¹

Author Affiliation, City, Country
e-mail address

Abstract

The abstract should contain no more than 300 words and represent the main idea of the article.

Keywords

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

Введение (Introduction)

В введении необходимо представить основную идею работы, описать исследования, которые были проведены. И дать понять читателю, о чем пойдет речь в основной части статьи.

Introduction contains the main idea of the article and the description of the completed research. Introduction outlines the concept of the main part of the paper.

Заголовок 1 (Heading 1)

Рисунки должны иметь подписи на русском и английском языке.



Рис. 1. Название рисунка
Fig. 1. Example of a figure caption

Figure captions should be below the figures; table heads should appear above the tables. Insert figures and tables after they are cited in the text. Use the abbreviation “Fig. 1”, even at the beginning of a sentence.

Заголовок 2 (Heading 2)

Название таблицы указывается на русском и английском языках. В конце таблицы необходимо указать источник, в противном случае вы являетесь автором таблицы.

Table heads are in Russian and English. The source of the table is indicated after the table, otherwise you are the author of the table.

Таблица 1. Заголовок таблицы

Table 1. Table head

Source/источник:

Заголовок 3 (Heading 3)

Формулы должны быть набраны шрифтами Times New Roman и/или Symbol. Нельзя использовать встроенный редактор формул редактора Word версий 2010 и выше, так как он использует нестандартный математический шрифт. Используйте простой набор математических выражений в строку или редакторы MathType или MS Equation. Для создания многоуровневых формул используйте редакторы формул MathType или MS Equation.

Нумеруйте формулы последовательно. Нумерация выполняется с выравниванием по правому краю.

Названия переменных: латинские буквы наклонные, русские буквы прямые: $U_{\text{ном}}$. Названия функций и операторы: прямые латинские буквы: $pi = di/dt$. Греческие буквы всегда прямые.

Помните, что формулы включаются в текст с использованием знаков препинания, например, следующая за этим текстом формула должна завершиться точкой, так как это будет конец предложения:

$$a + b = \gamma. \quad (1)$$

Удостоверьтесь, что все переменные, используемые в формуле, были определены до или сразу после формулы. Ссылаясь на формулу, пишите «... в (1)...», но не «... в уравнении (1)...», за исключением начала предложения: «Уравнение (1)...».

Несколько распространенных ошибок

- Не используйте букву «о» вместо «0» (нуля), и наоборот: « μ_0 », но не « μ_o ».
- Все греческие буквы в формулах должны быть прямые, хотя по умолчанию редакторы формул считают иначе.
- Запятые, точки и т. д. ставятся вплотную к словам, после этих знаков обязательно ставится пробел: «Запятые, точки...», но не «Запятые ,точки..»
- Тире ставится одновременным нажатием клавиш ALT + SHIFT + «–» (на дополнительной цифровой клавиатуре). Не используйте дефис, или короткое тире, или минус вместо тире.

The equations are an exception to the prescribed specifications of this template. You will need to determine whether or not your equation should be typed using either the Times New Roman or the Symbol font (please no other font). To create multilevelled

equations, it may be necessary to treat the equation as a graphic and insert it into the text after your paper is styled.

Number equations consecutively. Equation numbers, within parentheses, are to position flush right, as in (1), using a right tab stop.

To make your equations more compact, you may use the solidus (/), the exp function, or appropriate exponents. Italicize Roman symbols for quantities and variables, but not Greek symbols. Use a long dash rather than a hyphen for a minus sign. Punctuate equations with commas or periods when they are part of a sentence, as in

$$\alpha + \beta = \phi. \quad (1)$$

Note that the equation is centered using a center tab stop. Be sure that the symbols in your equation have been defined before or immediately following the equation. Use “(1),” not “Eq. (1)” or “equation (1),” except at the beginning of a sentence: “Equation (1) is ...”

Some Common Mistakes

- The word “data” is plural, not singular.
- The subscript for the permeability of vacuum m_0 , and other common scientific constants, is zero with subscript formatting, not a lowercase letter “o”.
- In American English, commas, semi-/colons, periods, question and exclamation marks are located within quotation marks only when a complete thought or name is cited, such as a title or full quotation. When quotation marks are used, instead of a bold or italic typeface, to highlight a word or phrase, punctuation should appear outside of the quotation marks. A parenthetical phrase or statement at the end of a sentence is punctuated outside of the closing parenthesis (like this). (A parenthetical sentence is punctuated within the parentheses.)
- A graph within a graph is an “inset,” not an “insert.” The word alternatively is preferred to the word “alternately” (unless you really mean something that alternates).
- Do not use the word “essentially” to mean “approximately” or “effectively”.
- In your paper title, if the words “that uses” can accurately replace the word using, capitalize the “u”; if not, keep using lower-cased.

- Be aware of the different meanings of the homophones “affect” and “effect,” “complement” and “compliment,” “discreet” and “discrete,” “principal” and “principle”.
- Do not confuse “imply” and “infer”.
- The prefix “non” is not a word; it should be joined to the word it modifies, usually without a hyphen.
- There is no period after the “et” in the Latin abbreviation “et al.”.
- The abbreviation “i. e.” means “that is,” and the abbreviation “e.g.” means “for example”.

Заключение (Conclusion)

В заключении должны быть сформулированы основные выводы по работе.

Conclusion contains the main outputs of the research/paper.

Благодарности (Acknowledgment)

Здесь можно расположить благодарности, в том числе указать гранты и другие виды спонсорства, которые способствовали проведению исследований по теме публикации.

Here you can place the gratitude, including grants and other types of sponsorship that contributed to the research on the topic of publication.

The preferred spelling of the word “acknowledgment” in America is without an “e” after the “g.” Avoid the stilted expression “one of us (R. B. G.) thanks ...”. Instead, try “R. B. G. thanks...”. Put sponsor acknowledgments in the unnumbered footnote on the first page.

Список литературы/References

Библиографический список нумеруется. При цитировании номер ссылки включается в текст в квадратных скобках. Помните, что знаки препинания следуют после скобки: [1]. Ссылка делается без пояснений вида «... в статье [3]...», за исключением случая, когда она стоит в начале предложения: «Статья [4] содержит...»

The Reference list is numbered. When quoting, the reference number is included in the text in square brackets. Note that punctuation marks come before the parentheses [1]. The

reference is made without explanation (“... in the article/paper [3]...”), except when it is at the beginning of a sentence: “The article/paper [4] ...”.

Информация об авторе

Фамилия Имя Отчество, научная степень, должность, место работы, e-mail, город, страна.

Information about the author

Full name, academic degree, position, place of work, e-mail, City, Country.

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

2021, Vol. 5, No. 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: urj@urfu.ru
Website: <https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Format 70x100 1/16. Circulation 500 cop.

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

Price is free

УРАЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2021, Т. 5, № 2

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

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

Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-69790 от 18.05.2017

Включен в Объединенный каталог «Пресса России».
Индекс 33049

Адрес редакции:

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

Формат 70x100 1/16. Тираж 500 экз. Уч.-изд. л. 7,25.
Дата выхода в свет 27.07.2021. Заказ 326.

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

Цена свободная



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING