

ISSN 2588-0454  
ISSNe 2588-0462

# URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

VOL. 5, № 3  
**2021**



## **Ural Radio Engineering Journal**

**2021, Vol. 5, No. 3**

---

Scientific and Technical Journal

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

The articles are published in Russian and English

Issued in Russia

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



## **Ural Radio Engineering Journal**

**2021, Т. 5, № 3**

---

Научно-технический журнал

Журнал основан в 2017 г.  
Выходит четыре раза в год

Статьи публикуются на русском и английском языках

Издается в России

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

## **Ural Radio Engineering Journal**

**2021, Vol. 5, No. 3**

### **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*, Academy of Jakub from Paradyż, Gorzyw Wielkopolski, Poland

*Vladimir V. Sazonov*, Free Explorer, 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, № 3**

### **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 радиоэлектроники, Томск, Россия

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

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

*Гимпилевич Юрий Борисович*, Севастопольский государственный  
университет, Севастополь, Россия

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

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

*Доросинский Леонид Григорьевич*, Уральский федеральный  
университет, Екатеринбург, Россия

*Иванов Вячеслав Элизбарович*, Уральский федеральный  
университет, Екатеринбург, Россия

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

*Клемте Рейнхард*, Оклендский технологический университет,  
Окленд, Новая Зеландия

*Коберниченко Виктор Григорьевич*, Уральский федеральный  
университет, Екатеринбург, Россия

*Носков Владислав Яковлевич*, Уральский федеральный университет,  
Екатеринбург, Россия

*Очин Евгений*, Академия им. Якуба Парадижа, Гожов  
Великопольский, Польша

*Сазонов Владимир Васильевич*, свободный исследователь,  
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. 3****CONTENTS**

<i>Berdyugin A.I., Badin A.V., Gursky R.P., Trofimov E.A., Kuleshov G.E.</i> Terahertz Scanning Reflectometer for Structure Visualization of Polymer Constructions in Additive Manufacturing .....	207
<i>Fomin D.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N.</i> Frequency-tunable device based on a multilayer strip-slot transition and its application for measuring the dielectric properties of materials .....	225
<i>Sosnovsky A.V.</i> Investigation and modification of the inversed vortex phase field method for phase unwrapping .....	239
<i>Vinogradova N.S., Dorosinsky L.G.</i> Recognition of radar images generated by synthetic aperture radar systems .....	258
<i>Korenev A.V., Goshin G.G.</i> Accounting of the parasitic effects during measurement of the effective permittivity using the quarter-wavelength resonator method .....	272
<i>Noskov V.Ya., Bogatyrev E.V., Ignatkov K.A., Chernyh O.A., Shaidurov K.D.</i> Method for increasing noise resistance of radar sensors with frequency selection .....	284
Publication Requirements for Articles Submitted to <i>Ural Radio Engineering Journal</i> .....	305
Publication Ethics .....	311
Article Submission Guidelines .....	319

**Ural Radio Engineering Journal****2021, Т. 5, № 3****СОДЕРЖАНИЕ**

<i>Бердюгин А.И., Бадын А.В., Гурский Р.П., Кулешов Е.А., Трофимов Г.Е.</i> Терагерцовый сканирующий рефлектометр для визуализации строения полимерных конструкций в аддитивном производстве .....	207
<i>Фомин Д.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н.</i> Частотно-перестраиваемое устройство на основе многослойного полосково-щелевого перехода и его применение для измерения диэлектрических свойств материалов .....	225
<i>Сосновский А.В.</i> Исследование и модификация метода формирования встречного вихревого поля для развертывания фазы .....	239
<i>Виноградова Н.С., Доросинский Л.Г.</i> Распознавание радиолокационных изображений, формируемых радиолокационными системами с синтезированной апертурой .....	258
<i>Коренев А.В., Гошин Г.Г.</i> Учет паразитных эффектов при измерении эффективной диэлектрической проницаемости методом четвертьволнового резонатора ...	272
<i>Носков В.Я., Богатырев Е.В., Игнатков К.А., Черных О.А., Шайдуров К.Д.</i> Метод повышения помехоустойчивости радиолокационных датчиков с переключением частоты .....	284
Требования к статьям, публикуемым в журнале <i>Ural Radio Engineering Journal</i> .....	308
Публикационная этика .....	315
Правила оформления статьи .....	319

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2021.5.3.001

УДК 621.317.328

## Терагерцовый сканирующий рефлектометр для визуализации строения полимерных конструкций в аддитивном производстве

А. И. Бердюгин, А. В. Бадын , Р. П. Гурский,  
Е. А. Трофимов, Г. Е. Кулешов

Национальный исследовательский Томский государственный университет,  
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36  
 thzlab@mail.ru

### Аннотация

Представлены результаты разработки и практического применения в аддитивном производстве системы рефлектометрии объектов в терагерцовом диапазоне частот для анализа структуры. Для непрерывной генерации электромагнитного излучения применялась лампа обратной волны, в качестве детектора использовался акустооптический преобразователь (Ячейка Голея). Управление рефлектометром реализовано с персонального компьютера через модуль ввода-вывода L-card E154 и штатный цифро-аналоговый преобразователь спектрометра СТД-21. Тестирование системы произведено на частоте 874 ГГц на образце композиционной конструкции, изготовленной методом 3D-печати.

### Ключевые слова

рефлектометр, терагерцовое излучение, имиджинг, визуализация, неоднородный объект

### Для цитирования

Бердюгин А. И., Бадын А. В., Гурский Р. П., Трофимов Е. А., Кулешов Г. Е. Терагерцовый сканирующий рефлектометр для визуализации строения полимерных конструкций в аддитивном производстве. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):207–224. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.001.

## Terahertz Scanning Reflectometer for Structure Visualization of Polymer Constructions in Additive Manufacturing

A. I. Berdyugin, A. V. Badin , R. P. Gursky, E. A. Trofimov,  
G. E. Kuleshov

National Research Tomsk State University, 36 Lenin Ave., Tomsk,  
634050, Russia  
 thzlab@mail.ru

### Abstract

The results of the development and practical application of a quasi-optical system for reflectometry of objects in the terahertz frequency range for analyzing the structure in additive manufacturing of objects

are presented. A backward-wave oscillator is used for continuous generation of electromagnetic radiation; an acousto-optic converter (Golay cell) is applied as a detector. The reflectometer is controlled by personal computer through the L-card E154 input-output module and the standard digital-to-analog converter of the STD-21 spectrometer. The system is tested at the frequency of 874 GHz on the 3D-printed composite structure sample. Our paper is terahertz reflectometer with a source of continuous monochromatic electromagnetic radiation based on a backward wave oscillator is presented. The purpose of this work in creating a scanning THz reflectometer is considered to have been achieved. At the same time, the following tasks are solved: a quasi-optical scheme of the reflectometer is selected and assembled; the hardware part of the system (all mechanisms and components) is implemented; a program for controlling the radiation intensity registration system is adapted for this task; the test sample is manufactured using 3D printing technology, the THz reflectometer is tested. The obtained practical results of registration of the two-dimensional distribution of the reflection coefficient show that the use of THz radiation is promising for visualizing the structure of structures obtained by additive technology. Further development of the project is planned by changing the construction of the positioning mechanism, which will provide micrometric calibration of the sample holder relative to the diaphragm. The use of the quasi-optical scheme of the two-beam interferometer for recording the phase distribution and amplitude of reflected THz radiation will allow obtaining information about the spatial location of defects (inhomogeneities) of products obtained by additive technology.

### Keywords

reflectometer, terahertz radiation, imaging, visualization, inhomogeneous object

### For citation

Berdyugin A. I., Badin A. V., Gursky R. P., Trofimov E. A., Kuleshov G. E. Terahertz Scanning Reflectometer for Structure Visualization of Polymer Constructions in Additive Manufacturing. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):207–224. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.001.

### Введение

Визуализация электрофизических свойств материалов на сегодняшний день осуществляется посредством методов, где в качестве инструмента воздействия с исследуемым объектом используются рентгеновское излучение [1], излучение видимого диапазона частот [2], ультразвук [3] и терагерцовое (ТГц) излучение [4]. Большие достижения в применении ТГц-излучения получены при исследовании наноразмерных объектов, выполняемые с помощью лазерной эмиссионной микроскопии [5]. Подобный интерес обусловлен прежде всего тем, что квант ТГц-излучения не является ионизирующим [6]. Важными аспектами при

проводении экспериментальных исследований являются простота построения систем визуализации и относительная дешевизна компонентов в сравнении с техникой рентгеновского диапазона; безопасность для биологических объектов [7].

ТГц-диапазон частот расположен в промежутке между микроволновым и инфракрасным участком электромагнитного спектра в диапазоне частот 0,1–10 ТГц. Излучение ТГц-диапазона обладает рядом уникальных свойств. Так, многие молекулы имеют спектр поглощения или рассеяния в ТГц-диапазоне, а это означает, что ТГц-излучение можно использовать в качестве неионизирующей альтернативы использованию рентгеновского излучения для создания изображений внутреннего строения объекта. Кроме того, излучение ТГц-диапазона частот обладает высокой проникающей способностью через тонкие диэлектрические среды [8].

Интенсивное развитие аддитивного производства за последнее десятилетие привело к упрощению автоматизированного процесса создания элементной базы сверхвысокочастотной (СВЧ) и крайне высокочастотной (КВЧ) техники. Одним из самых распространенных сегодня методов 3D-печати является послойное наплавление композиционных полимеров с модифицированными электрофизическими свойствами. Это позволило производить аддитивной технологией СВЧ- и КВЧ-конструкции (антенны [9, 10], волноводы [11, 12], фильтры [13, 14], поляризаторы [15], аттенюаторы [16], поглотители [17, 18]). Как правило, материалом для таких конструкций служит полимер с углеродными наноразмерными включениями (высокодисперсный углерод, нанотрубки, графит, графен). Для анализа внутренней структуры конструкций после процесса 3D-печати представляет интерес использовать рефлектометрию ТГц-диапазона.

Импульсная ТГц спектроскопия с разрешением во времени (THz time-domain spectroscopy) сегодня чаще всего используется для исследования внутренней структуры материалов [19–21]. Отраженный от объекта ТГц-импульс несет избыточный объем информации как о спектральных особенностях, так и о его внутренней структуре, однако процессы многократного рассеяния и дифракции на внутренней структуре образца затрудняют обработку результатов и не позволяют сделать однозначный вывод о его внутреннем строении [22]. В отличие от импульсных источников ТГц-излучения, применяемых в спектрометрах с временным разрешением, для визуализации распределения отраженного излучения от исследуемых объектов с высокой электропроводностью требуется применение монохроматиче-

ских источников непрерывного излучения высокой мощности ( $>10$  мВт). Одним из путей решения данной задачи является создание сканирующего рефлектометра, для которого источником ТГц-излучения будет служить лампа обратной волны (ЛОВ). Для достижения указанной цели необходимо решить ряд задач: разработать схему рефлектометра, собрать аппаратную часть системы, написать управляющее программное обеспечение, провести тестирование рефлектометра.

Измерительные системы, где в качестве источника электромагнитного излучения используется ЛОВ, обладают высокой линейностью динамического диапазона (параметр, имеющий первостепенное значение при зондировании высокопроводящих (сильно поглощающих) материалов) на всем участке ТГц-спектра [23]. На сегодняшний день рефлектометрические системы ТГц-визуализации на базе ЛОВ активно применяются в области медицины для оценки содержания воды в роговице глаза [24–26], в сфере обеспечения безопасности при поиске металлических и диэлектрических предметов под одеждой людей [27], в аэрокосмической отрасли (дефектоскопия композиционных материалов) [28]. Это подчеркивает актуальность развития систем визуализации объектов в аддитивном производстве с использованием непрерывного ТГц-излучения.

### Сканирующий рефлектометр

В данной работе для ТГц-рефлектометра была выбрана квазиоптическая схема (рис. 1) на основе тефлоновых линз, сетчатого делителя пучка, параболического зеркала, предметного столика и моторизированного механизма двумерного позиционирования объекта [29].

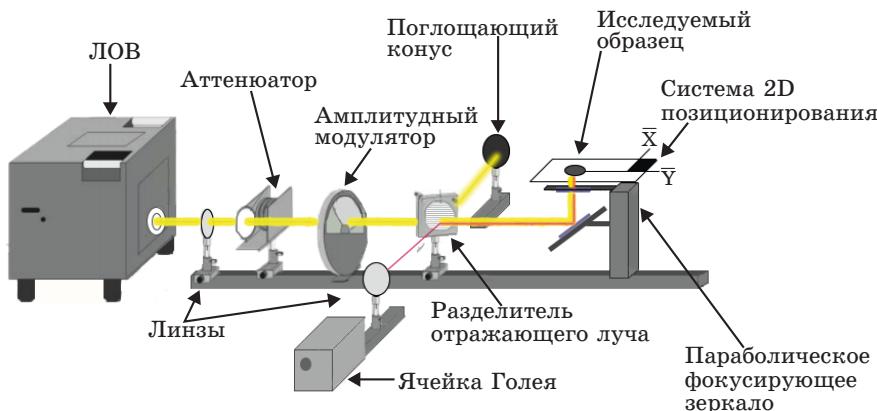


Рис. 1. Схема рефлектометра терагерцового диапазона

Fig. 1. Experimental setup of terahertz reflectometer

Управление элементами ТГц-рефлектометра организовано с персонального компьютера (ПК) через штатный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) спектрометра СТД-21 и модуль ввода-вывода Е-154 фирмы L-card. Генерация монохроматического ТГц излучения осуществляется лампой обратной волны (ЛОВ), детектирование производится акустооптическим преобразователем (ячейкой Голея). Амплитудная модуляция с частотой 23 Гц реализована механическим секционным прерывателем. Фокусировка ТГц-пучка производилась тefлоновыми линзами. Для согласования мощности излучения ЛОВ с динамическим диапазоном детектора использовались пленочные аттенюаторы. Функциональная схема установки рефлектометра терагерцового диапазона приведена на рис. 2.

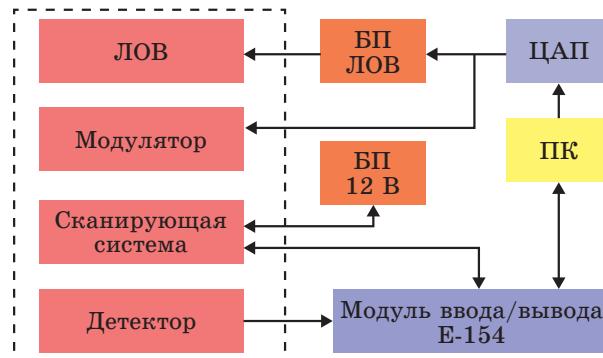


Рис. 2. Функциональная схема установки рефлектометра терагерцового диапазона

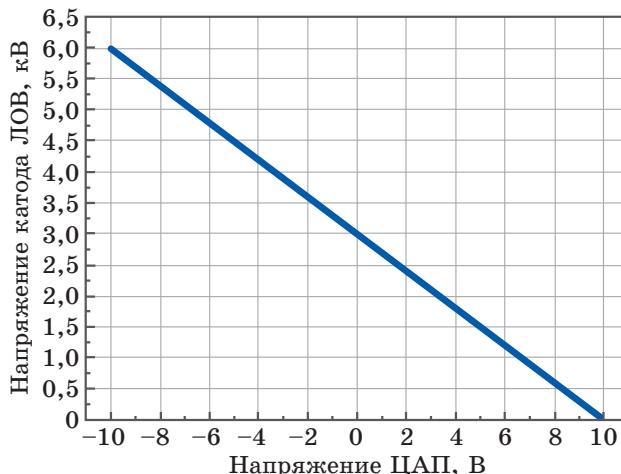
Fig. 2. Functional scheme of the experimental setup of terahertz reflectometer

Настройка частоты генератора ТГц-рефлектометра реализована через управление высоковольтным напряжением катода ЛОВ от управляемого источника напряжения (БП ЛОВ на рис. 2) путем подачи с ЦАП постоянного напряжения в диапазоне  $\pm 10$  В. Зависимость напряжения катода ЛОВ от управляющего напряжения с ЦАП приведена на рис. 3.

С модуля ЦАП также подается сигнал управления механическим прерывателем. Оцифровка сигнала детектора производится 12-битным аналого-цифровым преобразователем модуля ввода/вывода Е-154 фирмы L-card (Россия). Исследуемый объект помещается в моторизированную двумерную систему позиционирования, которая осуществляет перемещение его вдоль металлической диафрагмы. Расчет матрицы значений коэффициента отражения от плоского материала определяется согласно выражению (1):

$$R(x, y) = \frac{I(x, y)}{I_0}, \quad (1)$$

где  $I(x, y)$  – интенсивность излучения в точке измерения с координатами  $(x, y)$ ,  $I_0$  – интенсивность излучения при калибровке отражения от медной пластины.

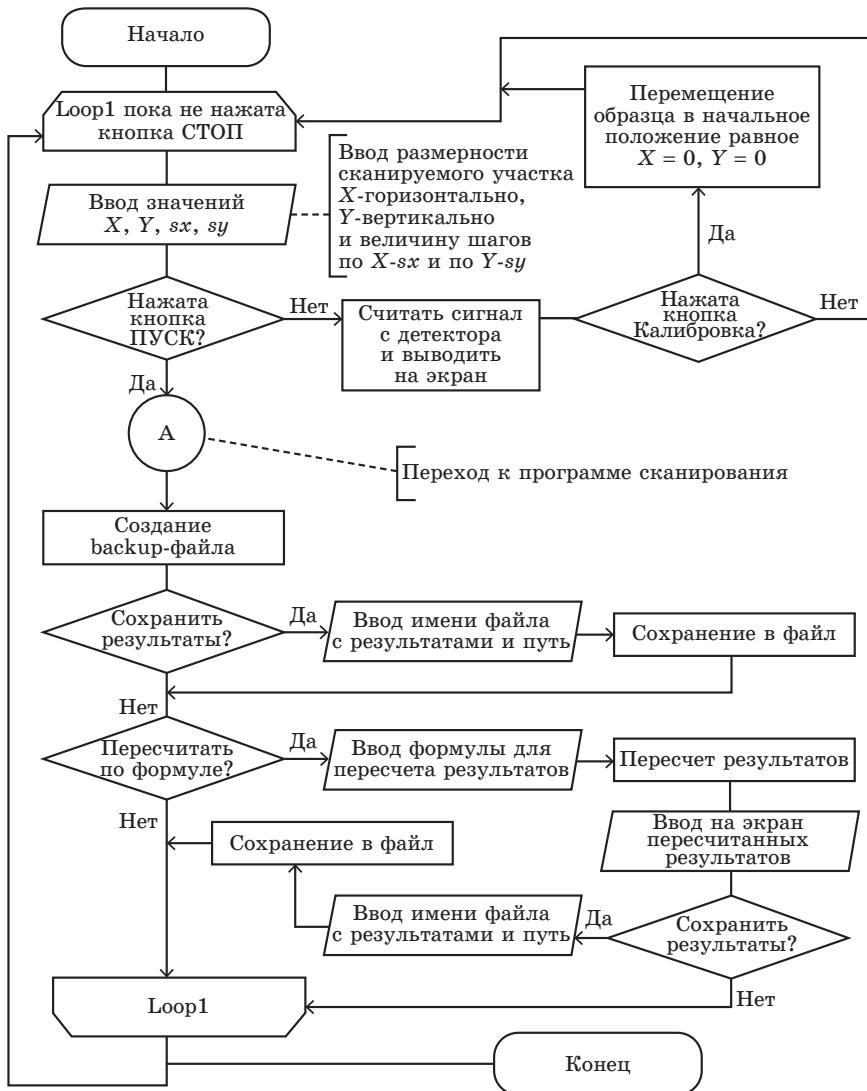


**Рис. 3.** Зависимость напряжения катода ЛОВ от напряжения на выходе ЦАП

**Fig. 3.** Dependence of the BWO cathode voltage on the voltage at the DAC output

Программа управления терагерцевым рефлектометром написана в среде LabVIEW на основе разработанной ранее программы для системы регистрации двумерного распределения интенсивности электромагнитного излучения [30]. С целью адаптации программного обеспечения для настоящей задачи была добавлена функция определения опорного сигнала, а также для удобства использования оператором вывод на экран прогресса сканирования. Кроме того, внесены изменения, улучшающие общую производительность программы. Блок-схемы алгоритмов программы управления и подпрограммы сканирования приведены на рис. 4 и 5, соответственно.

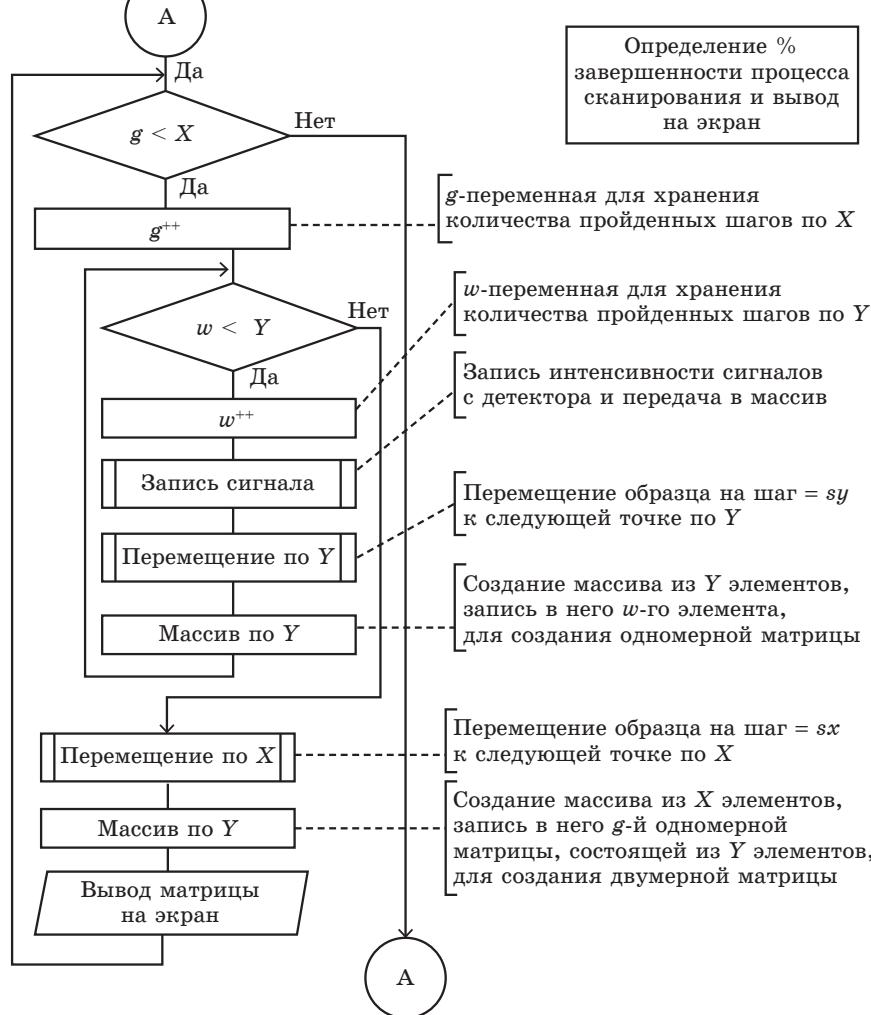
Программа позволяет производить калибровку как механизма позиционирования (установка «нуля» по координатам  $XY$ ), так и уровня опорного сигнала (при отражении от медного зеркала). В программе реализованы алгоритм сбора матрицы значений интенсивности отраженного ТГц-излучения в заданной двумерной области, пересчет в матрицу коэффициентов отражения согласно (1), а также вывод результата графически на диаграмме интенсивности и сохранение в файл.



**Рис. 4.** Блок-схема программы управления ТГц-рефлектометром  
**Fig. 4.** Block diagram of the THz reflectometer control program

Программа обладает следующим функционалом: запуск процесса сканирования с отображением текущего результата в режиме реального времени; аварийная остановка сканирования; сохранение полученных результатов в текстовый файл с разрешением \*.lvm; расчет матрицы коэффициентов отражения и сохранение их в файл; калибровка положения механизма позиционирования (перемещение держателя образца до момента срабатывания концевых выключателей); отображение ампли-

туды сигнала с детектора (если не запущено сканирование) для определения уровня опорного напряжения при расчете коэффициентов отражения согласно выражению (1). Алгоритм сканирования заключается в заполнении одномерного массива из  $Y/sy$  числа элементов (где  $Y$  – размер области сканирования по вертикали,  $sy$  – шаг сканирования по вертикали) значениями интенсивности отраженного излучения от образца в соответствующих точках и в заполнении двумерного массива из  $X/sx$  числа одномерных массивов  $Y/sy$  (где  $X$  – размер области по горизонтали,  $sx$  – шаг сканирования по горизонтали).



**Рис. 5.** Блок-схема подпрограммы сканирования ТГц-рефлектометра  
**Fig. 5.** Block diagram of the THz reflectometer scanning subprogram

## Объекты тестирования

В качестве объекта тестирования ТГц-рефлектометра был изготовлен методом 3D-печати цилиндр с расположенным внутри массивом сферических полостей, заполненных воздухом (рис. 6).

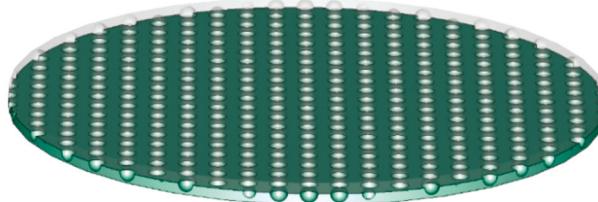


Рис. 6. 3D-модель тестовой детали

Fig. 6. 3D-model of the test sample

В качестве материала для 3D-печати была использована композиционная нить диаметром 1,7 мм на основе акрилонитрил-бутадиенстиrola и углеродных нановолокн. Среднее значение диэлектрической проницаемости данного материала в диапазоне частот 800–900 ГГц составляет  $\epsilon = 6,37$ ,  $\operatorname{tg}\delta = 0,13$ . Толщина тестового образца составляла 1,4 мм. Воздушные сферы располагались с периодом 2 мм по всему периметру тестовой детали.

Для определения фактического размера пор внутри готовой тестовой детали была применена цифровая оптическая микроскопия среза (рис. 7).

Средний диаметр воздушных пор составил 780 мкм.

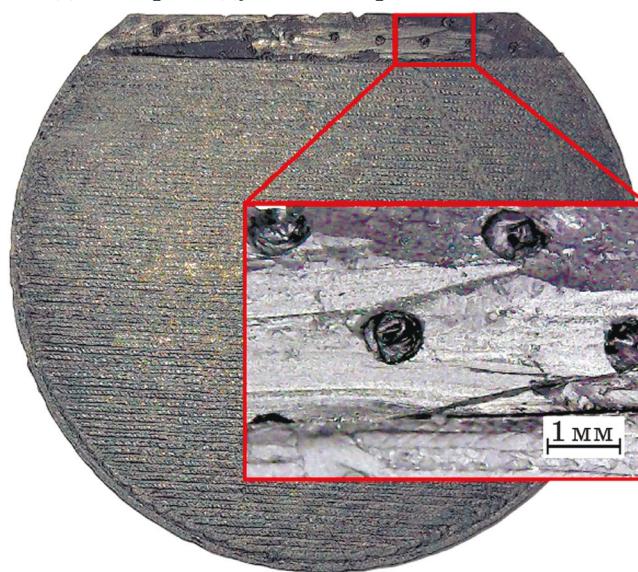


Рис. 7. Микрофотография тестовой конструкции

Fig. 7. 3D-model of the test sample

## Результаты

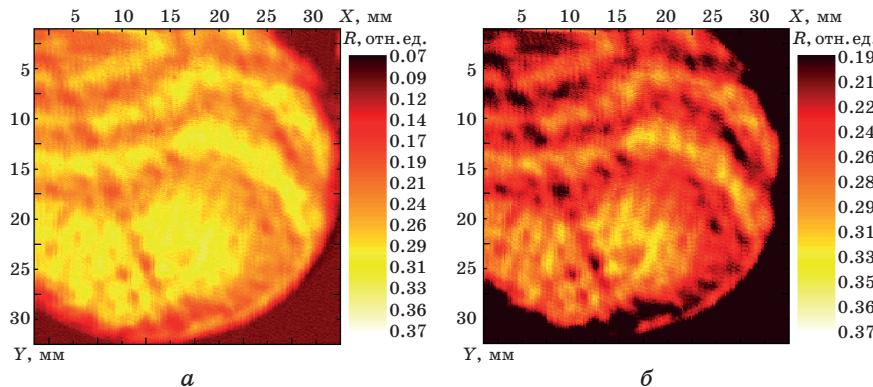
В эксперименте с помощью ТГц-рефлектометра с различными диаметрами диафрагмы (3 и 4 мм) исследуемый образец был просканирован в области 35x35 мм с шагом 100 и 80 мкм по осям  $X$  и  $Y$ , соответственно. Образцы размещались в держателе механизма позиционирования параллельно диафрагме.

По результатам эксперимента получены распределения значений отклика электромагнитного излучения на частоте 874 ГГц, отразившегося от исследуемого объекта. Для представления результатов в качестве коэффициента отражения согласно (1) перед проведением процесса сканирования и после него записывалась величина  $I_0$ , характеризующая интенсивность сигнала детекторам при отражении ТГц-излучения от медного зеркала. Для случая с диафрагмой диаметром 3 мм  $I_0$  составила 1,6 В, а для диафрагмы в 4 мм  $I_0$  составила 3,67 В (с аттенюатором 10 %). Во втором эксперименте (рис. 9) во время сканирования был установлен аттенюатор, пропускающий 30 % мощности для согласования мощности падающего на образец излучения с динамическим диапазоном детектора и АЦП. Полученное после пересчета результатов распределение коэффициента отражения тестовой детали на частоте 874 ГГц при диафрагмах 3 и 4 мм приведено на рис. 8 и 9 соответственно.

Для того чтобы иметь возможность оценить более детально неоднородности тестового образца ТГц-изображения подверглись процедуре фильтрации интенсивности (рис. 8б и 9б). Это позволило выделить воздушные поры на фоне остальной части образца. Например, на рис. 8б показана только часть значений коэффициента отражения, которые удовлетворяют условию  $R(x, y) > 0,19$ .

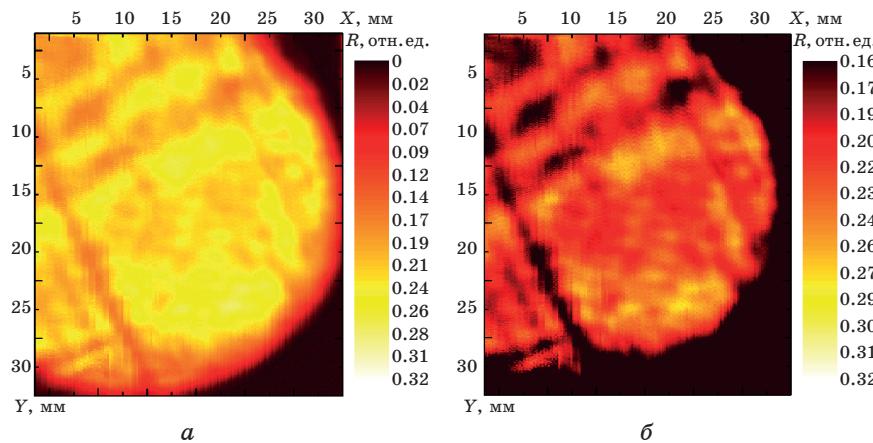
Анализ полученных результатов показывает, что уменьшение размера диафрагмы до размеров ТГц-пучка позволяет увеличить контрастность картины распределения электромагнитного отклика за счет локализации ТГц-пучка. Меньшая по диаметру диафрагма обеспечивает большее значение коэффициента отражения,  $R = 0,37$  (рис. 8а) в отличие от  $R = 0,32$  (рис. 9а). Периодичность расположения воздушных пор в тестовой конструкции определялась как расстояние между соседними минимумами в распределениях интенсивности отраженного ТГц-излучения. Фильтрация распределения коэффициента отражения по интенсивности позволила дополнительно повысить контрастность изображения (рис. 8 и 9). Наличие волнообразных полос в верхней части изображений (рис. 8), вероятно, обусловлено интерференцией за счет зазора между диафрагмой и образцом на крае тестового объекта ввиду несовершенства механизма по-

зиционирования. Так как длина волны в эксперименте довольно мала (~340 мкм), для борьбы с данным явлением требуется конструктивная реализация крепежа объекта в держателе с микрометрическим контролем зазора и перекоса между образцом и диафрагмой.



**Рис. 8.** Распределение коэффициента отражения от тестовой детали на частоте 874 ГГц, полученное рефлектометром с диафрагмой диаметром 3 мм: *а* – исходное изображение; *б* – с применением фильтрации интенсивности

**Fig. 8.** Reflectance distribution of the test sample at 874 GHz, obtained by the reflectometer with the 3 mm diaphragm:  
*a*) original image; *b*) intensity filtering



**Рис. 9.** Распределение коэффициента отражения от тестовой детали на частоте 874 ГГц, полученное рефлектометром с диафрагмой диаметром 4 мм: *а* – исходное изображение; *б* – с применением фильтрации интенсивности

**Fig. 9.** Reflectance distribution of the test sample at 874 GHz, obtained by the reflectometer with the 4 mm diaphragm:  
*a*) original image; *b*) intensity filtering

В напечатанном на 3D-принтере тестовом объекте после измерения с помощью оптического цифрового микроскопа диаметр пор составил 780 мкм, период повторения пор – 2,86 мм. Анализ ТГц-изображения (рис. 8б) с целью вычисления расстояний между центрами пор заключался в определении расстояния между минимумами распределения коэффициентов отражения полученного изображения. В результате на ТГц-изображении был определен период повторяемости пор (2,8 мм) тестового образца, изготовленного по аддитивной технологии. Полученные значения взаимно коррелируют с результатами, зафиксированные посредством оптической микроскопии.

## Заключение

Таким образом, представлен терагерцовый рефлектометр с источником непрерывного монохроматического электромагнитного излучения на основе ЛОВ. Цель настоящей работы в создании сканирующего ТГц-рефлектометра считается достигнутой. При этом были решены следующие задачи: выбрана и собрана квазиоптическая схема рефлектометра; реализована аппаратная часть системы (все механизмы и узлы); адаптирована для настоящей задачи программа для управления системой регистрации интенсивности излучения; изготовлен с помощью технологии 3D-печати тестовый образец, при диагностике которого была осуществлена апробация ТГц-рефлектометра. Полученные практические результаты регистрации двухмерного распределения коэффициента отражения показывают перспективность использования ТГц-излучения для визуализации структуры конструкций, получаемых аддитивной технологией. Дальнейшее развитие проекта планируется за счет изменения конструкции механизма позиционирования, которая обеспечит микрометрическую калибровку держателя образца относительно диафрагмы. Применение квазиоптической схемы двулучевого интерферометра для регистрации распределения фазы и амплитуды отраженного ТГц-излучения позволит получить информацию о пространственном расположении дефектов (неоднородностей) изделий, получаемых аддитивной технологией.

## Благодарности

Исследование выполнено при поддержке совета по грантам Президента РФ для государственной поддержки молодых российских ученых № МК-1709.2020.8.

## Acknowledgments

The reported study is founded by grant of the president of the Russian Federation for state support of young Russian scientists MK-1709.2020.8

## Список литературы

1. Cao C., Toney M.F., Sham T.-K., Harder R., Shearing P.R., Xiao X., Wang J. Emerging X-ray imaging technologies for energy materials. *Materials Today*. 2020;34:132–147. DOI: 10.1016/j.mattod.2019.08.011
2. Luker G. D., Luker K. E. Optical imaging: current applications and future directions. *Journal of Nuclear Medicine*. 2008;49(1):1–4. DOI: 10.2967/jnumed.107.045799
3. Haar G. Ultrasonic imaging: safety considerations. *Interface Focus*. 2011;1(4):686–697. DOI: 10.1098/rsfs.2011.0029
4. Supriya M., Samuel A. V. Terahertz technology: A Review on dental perspective. *Journal of Pharmaceutical Sciences and Research*. 2020;12(10):1320–1325. Available at: <https://www.jpsr.pharmainfo.in/Documents/Volumes/vol12issue10/jpsr12102013.pdf>
5. Mittleman D. M. Perspective: Terahertz science and technology. *Journal of Applied Physics*. 2017;122(23):230901. DOI: 10.1063/1.5007683
6. Mattsson M. O., Simky M. Emerging medical applications based on non-ionizing electromagnetic fields from 0 Hz to 10 THz. *Medical Devices: Evidence and Research*. 2019;12:347–368. DOI: 10.2147/MDER.S214152
7. Son J. H., Oh S. J., Cheon H. Potential clinical applications of terahertz radiation. *Journal of Applied Physics*. 2019;125(19):190901. DOI: 10.1063/1.5080205
8. Markl D., Wang P., Ridgway C., Karttunen A.-P., Chakraborty M., Bawuah P. et al. Characterization of the pore structure of functionalized calcium carbonate tablets by terahertz time-domain spectroscopy and X-ray computed microtomography. *Journal of Pharmaceutical Sciences*. 2017;106(6):1586–1595. DOI: 10.1016/j.xphs.2017.02.028
9. Chen Q., Chen X., Xu K. 3-D Printed Fabry–Perot Resonator Antenna with Paraboloid-Shape Superstrate for Wide Gain Bandwidth. *Applied Sciences*. 2017;7(11):1134. DOI: 10.3390/app7111134
10. von Bieren A., de Rijk E., Ansermet J.-Ph., Macor A. Monolithic metal-coated plastic components for mm-wave applications. In: *2014 39<sup>th</sup> International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, Tucson, AZ, 14–19 Sept. 2014. 2014, pp. 1–2. DOI: 10.1109/IRMMW-THz.2014.6956222
11. Wu Z., Liang M., Ng W.-R., Gehm M., Xin H. Terahertz horn antenna based on hollow-core electromagnetic crystal (EMXT) structure. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2012;60(12):5557–5563. DOI: 10.1109/TAP.2012.2211318
12. D'Auria M., Otter W.J., Hazell J., Gillatt B.T.W., Long-Collins C., Ridler N.M., Lucyszyn S. 3-D printed metal-pipe rectangular waveguides. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. 2015;5(9):1339–1349. DOI: 10.1109/TCMT.2015.2462130
13. Guo C., Shang X., Lancaster M.J., Xu J. A 3-D printed lightweight X-band waveguide filter based on spherical resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2015;25(7):442–444. DOI: 10.1109/LMWC.2015.2427653
14. Cai F., Khan W.T., Papapolymerou J. A low loss X-band filter using 3-D polyjet technology. In: *2015 IEEE MTT-S International*

*Microwave Symposium, Phoenix, 17–22 May 2015.* 2015, pp. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2015.7166895

15. Bodazhkov D. S., Kremzer R. A., Badin A. V. Polarization properties in EHF range of carbon-containing compositional structures obtained by 3D printing method. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering.* 2019;511(1):012026. DOI: 10.1088/1757-899X/511/1/012026
16. Arbaoui Y., Laur V., Maalouf A., Quéffélec P., Passerieux D., Delias A., Blondy P. Full 3-D printed microwave termination: A simple and low-cost solution. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2015;64(1):271–278. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2504477
17. Кремзер Р. А., Бадин А. В. Поглотители КВЧ-излучения, полученные по аддитивной технологии. *Электронные средства и системы управления.* 2018;1(1):333–335.
18. Dorozhkin K. V., Kuleshov G. E., Badin A. V., Gering M. O., Simonova K. V. Selective EHF absorber based on  $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$  hexaferrite. *ITM Web of Conferences.* 2019;30(4):07006. DOI: 10.1051/itmconf/20193007006
19. Wang Q., Xie L., Ying Y. Overview of imaging methods based on terahertz time-domain spectroscopy. *Applied Spectroscopy Reviews.* 2021. DOI: 10.1080/05704928.2021.1875480
20. Lin H., Russell B. P., Bawuah P., Zeitler J. A. Sensing water absorption in hygrothermally aged epoxies with terahertz time-domain spectroscopy. *Analytical Chemistry.* 2021;93(4):2449–2455. DOI: 10.1021/acs.analchem.0c04453
21. Li J., Mengu D., Yardimci N. T., Luo Y., Li X., Veli M., et al. Diffractive network-based single-pixel machine vision. In Proceedings SPIE Volume 11804, Emerging Topics in Artificial Intelligence (ETAI) 2021; 118040A (2021) DOI: 10.1117/12.2594415
22. Беспалов В. Г., Городецкий А. А., Грачев Я. В., Козлов С. А., Новоселов Е. В. Импульсный терагерцовый рефлектометр. *Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики.* 2011;11(1):19–23. Режим доступа: [https://ntv.ifmo.ru/ru/article/337/impulsnnyy\\_teragercovyy\\_reflektometr.htm](https://ntv.ifmo.ru/ru/article/337/impulsnnyy_teragercovyy_reflektometr.htm)
23. Gorshunov B. P., Volkov A. A., Prokhorov A. S., Spektor I. E. Methods of terahertz-subterahertz BWO spectroscopy of conducting materials. *Physics of the Solid State.* 2008;50(11):2001. DOI: 10.1134/S1063783408110012
24. Иомдина Е. Н., Селиверстов С. В., Сианосян А. А., Теплякова К. О., Русова А. А., Гольцман Г. Н. Терагерцевое сканирование для оценки содержания воды в роговице и склере. *Современные технологии в медицине.* 2018;10(4):143–150. DOI: 10.17691/stm2018.10.4.17
25. Кекконен Э. А., Коновко А. А., Ли Ю. С., Ли И.-М., Ожередов И. А., Парк К. Х. и др. Оценка степени гидратации тканей глазной поверхности методом терагерцевой рефлектометрии. *Квантовая электроника.* 2020;50(1):61–68. Режим доступа: [http://www.mathnet.ru/php/archive.phtml?wshow=paper&jrnid=qe&paperid=17178&option\\_lang=rus](http://www.mathnet.ru/php/archive.phtml?wshow=paper&jrnid=qe&paperid=17178&option_lang=rus)
26. Kucheryavenko A. S., Chernomyrdin N. V., Gavdush A. A., Alekseeva A. I., Nikitin P. V., Dolganova I. N., et al. Terahertz dielectric

spectroscopy and solid immersion microscopy of ex vivo glioma model 101.8: brain tissue heterogeneity. *Biomedical Optics Express*. 2021;12(8):5272–5289. DOI: 10.1364/BOE.432758

27. Perov A. N., Zaytsev K. I., Fokina I. N., Karasik V. E., Yakovlev E. V., Yurchenko S.O. BWO based THz imaging system. *Journal of Physics: Conference Series*. 2014;486(1):012027. DOI: 10.1088/1742-6596/486/1/012027

28. Lu T., Yuan H., Zhang Z., Wu T., Zhang C., Zhao Y. Experimental 210GHz terahertz nondestructive testing for aerospace composite materials. In: *2016 13<sup>th</sup> International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST), Islamabad, 12–16 Jan. 2016*. IEEE; 2016, pp. 714–717. DOI: 10.1109/IBCAST.2016.7429960

29. Badin A. V., Berdyugin A. I., Vigovskii V. Y., Dunaevskii G. E. System of automated measurement of electromagnetic response of anisotropic materials in quasi-optical beams. In: *International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, 29 June – 3 July 2017*. IEEE; 2017, pp. 301–304. DOI: 10.1109/EDM.2017.7981760

30. Zhakupov S.N., Badin A. V., Berdugin A.I. Automated quasi-optical system for EHF imaging of heterogeneous materials with subwavelength resolution. In: *2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Tomsk, 18–20 April 2019*. IEEE; 2019, pp. 1–4. DOI: 10.1109/SIBCON.2019.8729563

## References

1. Cao C., Toney M. F., Sham T.-K., Harder R., Shearing P. R., Xiao X., Wang J. Emerging X-ray imaging technologies for energy materials. *Materials Today*. 2020;34:132–147. DOI: 10.1016/j.mattod.2019.08.011
2. Luker G. D., Luker K. E. Optical imaging: current applications and future directions. *Journal of Nuclear Medicine*. 2008;49(1):1–4. DOI: 10.2967/jnumed.107.045799
3. Haar G. Ultrasonic imaging: safety considerations. *Interface Focus*. 2011;1(4):686–697. DOI: 10.1098/rsfs.2011.0029
4. Supriya M., Samuel A. V. Terahertz technology: A Review on dental perspective. *Journal of Pharmaceutical Sciences and Research*. 2020;12(10):1320–1325. Available at: <https://www.jpsr.pharmainfo.in/Documents/Volumes/vol12issue10/jpsr12102013.pdf>
5. Mittleman D. M. Perspective: Terahertz science and technology. *Journal of Applied Physics*. 2017;122(23):230901. DOI: 10.1063/1.5007683
6. Mattsson M. O., Simky M. Emerging medical applications based on non-ionizing electromagnetic fields from 0 Hz to 10 THz. *Medical Devices: Evidence and Research*. 2019;12:347–368. DOI: 10.2147/MDER.S214152
7. Son J. H., Oh S. J., Cheon H. Potential clinical applications of terahertz radiation. *Journal of Applied Physics*. 2019;125(19):190901. DOI: 10.1063/1.5080205
8. Markl D., Wang P., Ridgway C., Karttunen A.-P., Chakraborty M., Bawuah P. et al. Characterization of the pore structure of functionalized calcium carbonate tablets by terahertz time-domain spectroscopy and

X-ray computed microtomography. *Journal of Pharmaceutical Sciences*. 2017;106(6):1586–1595. DOI: 10.1016/j.xphs.2017.02.028

9. Chen Q., Chen X., Xu K. 3-D Printed Fabry–Perot Resonator Antenna with Paraboloid-Shape Superstrate for Wide Gain Bandwidth. *Applied Sciences*. 2017;7(11):1134. DOI: 10.3390/app7111134

10. von Bieren A., de Rijk E., Ansermet J.-Ph., Macor A. Monolithic metal-coated plastic components for mm-wave applications. In: *2014 39<sup>th</sup> International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), Tucson, AZ, 14–19 Sept. 2014*. 2014, pp. 1–2. DOI: 10.1109/IRMMW-THz.2014.6956222

11. Wu Z., Liang M., Ng W.-R., Gehm M., Xin H. Terahertz horn antenna based on hollow-core electromagnetic crystal (EMXT) structure. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2012;60(12):5557–5563. DOI: 10.1109/TAP.2012.2211318

12. D'Auria M., Otter W. J., Hazell J., Gillatt B. T. W., Long-Collins C., Ridler N. M., Lucyszyn S. 3-D printed metal-pipe rectangular waveguides. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. 2015;5(9):1339–1349. DOI: 10.1109/TCMT.2015.2462130

13. Guo C., Shang X., Lancaster M. J., Xu J. A 3-D printed lightweight X-band waveguide filter based on spherical resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2015;25(7):442–444. DOI: 10.1109/LMWC.2015.2427653

14. Cai F., Khan W. T., Papapolymerou J. A low loss X-band filter using 3-D polyjet technology. In: *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, 17–22 May 2015*. 2015, pp. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2015.7166895

15. Bodazhkov D. S., Kremzer R. A., Badin A. V. Polarization properties in EHF range of carbon-containing compositional structures obtained by 3D printing method. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2019;511(1):012026. DOI: 10.1088/1757-899X/511/1/012026

16. Arbaoui Y., Laur V., Maalouf A., Quïffïlec P., Passerieux D., Delias A., Blondy P. Full 3-D printed microwave termination: A simple and low-cost solution. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2015;64(1):271–278. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2504477

17. Kremzer R. A., Badin A. V. EHF radiation absorbers obtained by additive technology. *Elektronnye sredstva i sistemy upravleniya*. 2018;1(1):333–335. (In Russ.)

18. Dorozhkin K. V., Kuleshov G. E., Badin A. V., Gering M. O., Simonova K. V. Selective EHF absorber based on  $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$  hexaferrite. *ITM Web of Conferences*. 2019;30(4):07006. DOI: 10.1051/itmconf/20193007006

19. Wang Q., Xie L., Ying Y. Overview of imaging methods based on terahertz time-domain spectroscopy. *Applied Spectroscopy Reviews*. 2021. DOI: 10.1080/05704928.2021.1875480

20. Lin H., Russell B. P., Bawuah P., Zeitler J. A. Sensing water absorption in hygrothermally aged epoxies with terahertz time-domain

- spectroscopy. *Analytical Chemistry*. 2021;93(4):2449–2455. DOI: 10.1021/acs.analchem.0c04453
21. Li J., Mengu D., Yardimci N.T., Luo Y., Li X., Veli M., et al. Diffractive network-based single-pixel machine vision. In: Proceedings SPIE Volume 11804, Emerging Topics in Artificial Intelligence (ETAI) 2021; 118040A (2021) DOI: 10.1117/12.2594415
22. Bespalov V.G., Gorodetsky A.A., Grachyov Ya.V., Kozlov S.A., Novosyolov Ye.V. Pulse terahertz reflectometer. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*. 2011;11(1):19–23. (In Russ.) Available at: [https://ntv.ifmo.ru/ru/article/387/impulsnyy\\_teragercovyy\\_reflektometr.htm](https://ntv.ifmo.ru/ru/article/387/impulsnyy_teragercovyy_reflektometr.htm)
23. Gorshunov B.P., Volkov A.A., Prokhorov A.S., Spektor I.E. Methods of terahertz-subterahertz BWO spectroscopy of conducting materials. *Physics of the Solid State*. 2008;50(11):2001. DOI: 10.1134/S1063783408110012
24. Iomdina E.N., Seliverstov S.V., Sianosyan A.A., Teplyakova K.O., Rusova A.A., Goltzman G.N. Terahertz Scanning for Evaluation of Corneal and Scleral Hydration. *Sovremennye tehnologii v medicine = Modern Technologies in Medicine*. 2018;10(4):143–150. (In Russ.) DOI: 10.17691/stm2018.10.4.17
25. Kekkonen E.A., Konovko A.A., Lee E.S., Lee I.-M., Park K.H., Ozheredov I.A., et al. Assessment of the degree of hydration of ocular surface tissues using THz reflectometry. *Quantum Electronics*. 2020. 2020;50(1):61–68. DOI: 10.1070/QEL17213
26. Kucheryavenko A.S., Chernomyrdin N.V., Gavdush A.A., Alekseeva A.I., Nikitin P.V., Dolganova I.N., et al. Terahertz dielectric spectroscopy and solid immersion microscopy of ex vivo glioma model 101.8: brain tissue heterogeneity. *Biomedical Optics Express*. 2021;12(8):5272–5289. DOI: 10.1364/BOE.432758
27. Perov A.N., Zaytsev K.I., Fokina I.N., Karasik V.E., Yakovlev E.V., Yurchenko S.O. BWO based THz imaging system. *Journal of Physics: Conference Series*. 2014;486(1):012027. DOI: 10.1088/1742-6596/486/1/012027
28. Lu T., Yuan H., Zhang Z., Wu T., Zhang C., Zhao Y. Experimental 210GHz terahertz nondestructive testing for aerospace composite materials. In: 2016 13<sup>th</sup> International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST), Islamabad, 12–16 Jan. 2016. IEEE; 2016, pp. 714–717. DOI: 10.1109/IBCAST.2016.7429960
29. Badin A.V., Berdyugin A.I., Vigovskii V.Y., Dunaevskii G.E. System of automated measurement of electromagnetic response of anisotropic materials in quasi-optical beams. In: International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, 29 June – 3 July 2017. IEEE; 2017, pp. 301–304. DOI: 10.1109/EDM.2017.7981760
30. Zhakupov S.N., Badin A.V., Berdugin A.I. Automated quasi-optical system for EHF imaging of heterogeneous materials with subwavelength resolution. In: 2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Tomsk, 18–20 April 2019. IEEE; 2019, pp. 1–4. DOI: 10.1109/SIBCON.2019.8729563

## Информация об авторах

**Бердюгин Александр Игоревич**, младший научный сотрудник лаборатории терагерцовых исследований Национального исследовательского Томского государственного университета, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36; email: alekcahdrr@gmail.com

**Бадын Александр Владимирович**, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник лаборатории терагерцовых исследований Национального исследовательского Томского государственного университета, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36; email: thzlab@mail.tsu.ru

**Гурский Ростислав Петрович**, студент радиофизического факультета Национального исследовательского Томского государственного университета, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36; e-mail: bravo8172@mail.ru

**Трофимов Егор Александрович**, студент радиофизического факультета Национального исследовательского Томского государственного университета, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36; e-mail: zverezhuck@mail.ru

**Кулемшов Григорий Евгеньевич**, доцент радиофизического факультета Национального исследовательского Томского государственного университета, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36; e-mail: grigrey03@gmail.com

## Information about the authors

**Aleksandr I. Berdyugin**, Research assistant of Terahertz laboratory, National Research Tomsk State University, 36 Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia; e-mail: alekcahdrr@gmail.com

**Alexander V. Badin**, Senior researcher of Terahertz laboratory, National Research Tomsk State University, 36 Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia; e-mail: thzlab@mail.tsu.ru

**Rostislav P. Gursky**, Student, National Research Tomsk State University, 36 Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia; e-mail: bravo8172@mail.ru

**Trofimov A. Egor**, Student, National Research Tomsk State University, 36 Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia; e-mail: zverezhuck@mail.ru

**Kuleshov E. Grigorii**, assistant professor, Faculty of Radiophysics, National Research Tomsk State University, 36 Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia; e-mail: grigrey03@gmail.com

**Поступила** / Received: 29.07.2021

**Принята в печать** / Accepted: 01.09.2021

## Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2021.5.3.002

УДК 621.372.54

## Частотно-перестраиваемое устройство на основе многослойного полосково-щелевого перехода и его применение для измерения диэлектрических свойств материалов

Д. Г. Фомин , Н. В. Дударев, С. Н. Даровских

Южно-Уральский государственный университет  
(национальный исследовательский университет),  
Россия, 454080, Челябинск, проспект Ленина, 76

 Fomin95@ya.ru

### Аннотация

Представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований частотно-перестраиваемого устройства на основе многослойного полосково-щелевого (МПЩ) перехода с П-образным щелевым резонатором. Использование данного устройства позволяет реализовать резонансный метод измерения диэлектрических свойств материалов в сверхвысокочастотном диапазоне. Теоретические исследования заключаются в проведении численного моделирования в строгой постановке электродинамической задачи, направленной на определение характеристик МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины. Результаты численного моделирования доказывают возможность применения МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины для реализации резонансного метода измерения диэлектрических свойств материалов в указанном диапазоне частот. Экспериментальные исследования проведены на макете МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины в диапазоне частот (850–1250) МГц. Оценка его резонансных свойств осуществлялась при использовании векторного анализатора цепей OBZOR TR1300/1. В качестве исследуемого материала использовался материал  $\text{BaFe}_{10}\text{Ti}_2\text{O}_{19}$ . Результаты теоретических и экспериментальных исследований находятся в хорошем количественном и качественном согласовании.

### Ключевые слова

П-образный щелевой резонатор, многослойный полосково-щелевой переход, порошковые материалы, резонансный метод измерения

### Для цитирования

Фомин Д. Г., Дударев Н. В., Даровских С. Н. Частотно-перестраиваемое устройство на основе многослойного полосково-щелевого перехода и его применение для измерения диэлектрических свойств материалов. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):225–238. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.002.

# Frequency-tunable device based on a multilayer strip-slot transition and its application for measuring the dielectric properties of materials

D. G. Fomin✉, N. V. Dudarev, S. N. Darovskikh

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

✉ Fomin95@ya.ru

## Abstract

The paper presents the results of theoretical and experimental researches of a frequency-tunable device based on the multilayer strip-slot transition with the U-shaped slot resonator of the variable length. The application of the presented device makes it possible to implement a resonant method for measuring the dielectric properties of materials in the microwave frequency range. The numerical simulation in the rigorous formulation of the electrodynamics problem is performed for the theoretical research. The aim of the theoretical research is to determine the electrical characteristics of the multilayer strip-slot transition with the U-shaped slot resonator of the variable length. The results of numerical simulation prove the possibility of applying the multilayer strip-slot transition with the U-shaped slot resonator of the variable length to implement the resonant method for measuring the dielectric properties of materials in the microwave frequency range. The experimental research is performed on the sample of the multilayer strip-slot transition with the U-shaped slot resonator of the variable length in the frequency range (850–1250) MHz. Measurements of S-parameters of the multilayer strip-slot transition with the U-shaped slot resonator of the variable length are accomplished using the vector network analyzer. The material under research is  $\text{BaFe}_{10}\text{Ti}_2\text{O}_{19}$ . The results of theoretical and experimental researches are in good qualitative and quantitative agreement.

## Keywords

U-shaped slot resonator, multilayer strip-slot transition, powder materials, resonant measurement method

## For citation

Fomin D. G., Dudarev N. V., Darovskikh S. N. Frequency-tunable device based on a multilayer strip-slot transition and its application for measuring the dielectric properties of materials. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):225–238 (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.002.

## Введение

Важной задачей эксплуатации и исследования перспективных композитных материалов, применяемых в радиоэлектронике, является оценка их диэлектрических свойств. Причем с развитием радиоэлектронной отрасли происходит повышение требований к точности их определения. Существующие на сегодняшний день методы исследования диэлектрических свойств материалов

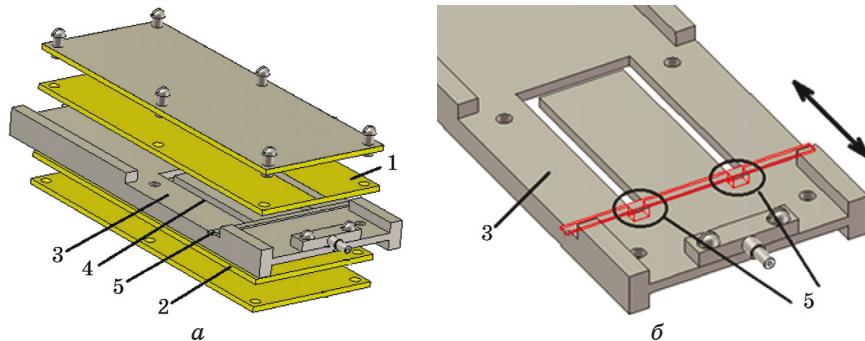
можно подразделить на два класса: нерезонансные и резонансные [1–5]. При этом нерезонансные методы целесообразно применять при осуществлении неразрушающего контроля материалов листовой формы большой площади. Резонансные методы применяются при ограниченном количестве исследуемого вещества и малых его размерах, включая порошковое его состояние [6].

Основной проблемой, возникающей при использовании резонансных методов оценки диэлектрических свойств материалов, является возможность проведения их анализа только на фиксированной частоте при использовании соответствующего резонатора. По этой причине для исследования диэлектрических свойств материалов в широком диапазоне частот требуется набор из нескольких резонаторов с разной собственной частотой резонанса. В этой связи представляется целесообразным исследовать применение частотно-перестраиваемого устройства на основе многослойного полосково-щелевого перехода. Целью настоящей работы является исследование частотно-перестраиваемого устройства, которое может быть применено в качестве резонатора при измерении диэлектрических свойств материалов в широком диапазоне частот. Главной особенностью исследуемого устройства является возможность плавного изменения частоты собственного резонанса, что позволяет проводить анализ свойств исследуемых материалов в широком диапазоне частот.

## 1. Конструкция МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины

Многослойный полосково-щелевой (МПЩ) переход с П-образным щелевым резонатором переменной длины – это двухпортовое устройство, реализованное с применением объемно-модульной технологии, предназначенное для частотно-избирательной бесконтактной передачи СВЧ-сигнала между частями объемно-модульных интегральных схем [7–10]. Подобное устройство может использоваться для оценки диэлектрических свойств материалов. Конструктивно многослойный полосково-щелевой переход состоит (рис. 1а) из двух полосковых линий передачи, размещенных на отдельных диэлектрических платах 1, 2, расположенных с разных сторон от металлического основания 3, в котором вырезан сквозной П-образный щелевой резонатор 4. Полосковые линии перекрещиваются с щелевым резонатором и заканчиваются обрывом на расстоянии четверти длины волны ( $\lambda/4$ ) от места перекрещивания [7]. Подобное расположение полосковой линии относительного щелевого резонатора необходимо для обеспечения наилучшего согласования между ними [11–13]. В металлическом основании на специальных пазах

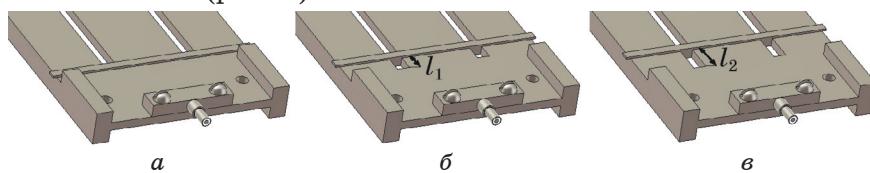
в П-образный щелевой резонатор устанавливается перемычка 5, расположенная вдоль коротких кромок П-образного щелевого резонатора (рис. 1б) и электрически замыкающая длинные кромки щелевого резонатора в месте своего размещения.



**Рис. 1.** Модель МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины

**Fig. 1.** The model of the multilayer strip-slot transition with the U-shaped slot resonator of the variable length

Перемычка 5 перемещается вдоль П-образного щелевого резонатора, изменяя его электрическую длину за счет замыкания боковых плеч (рис. 2).



**Рис. 2.** Схема размещения перемычки в П-образном щелевом резонаторе

**Fig. 2.** The layout of the bridge in the U-shaped slot resonator

## 2. Теоретические исследования МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины

Для теоретического исследования электрических характеристик МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины проведено численное моделирование в строгой постановке электродинамической задачи в программе ANSYS HFSS. Для расчета компьютерной модели МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором (рис. 3) использовался метод конечных элементов [14]. Исследование выполнено с использованием суперкомпьютерных ресурсов НИУ ЮУрГУ [15]. При этом конструкция МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины выполнена с использованием

фольгированного диэлектрика Arlon AD350. Волновое сопротивление полосковых линий 50 Ом, длина П-образного щелевого резонатора составляет половину длины волны ( $\lambda/2$ ) на центральной частоте, длина резонаторов с холостым ходом на конце составляет четверть длины волны ( $\lambda/4$ ) на центральной частоте. Расчет длин резонаторов осуществлялся с учетом коэффициента укорочения в многослойной диэлектрической конструкции [7]. Размер диэлектрических подложек – 80 мм x 40 мм. Толщина металлического основания – 2 мм.

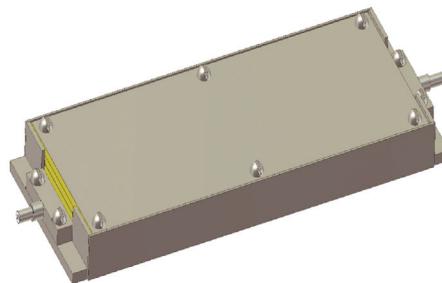


Рис. 3. Компьютерная модель МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором

Fig. 3. Computer model of the multilayer strip-slot transition with the U-shaped slot resonator

В результате численного моделирования была установлена зависимость частоты резонанса МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором от смещения перемычки. При этом рассматривалось десять дискетных положений перемычки при ее смещении относительно коротких кромок щелевого резонатора на расстояние от 0 мм до 10 мм (рис. 4).

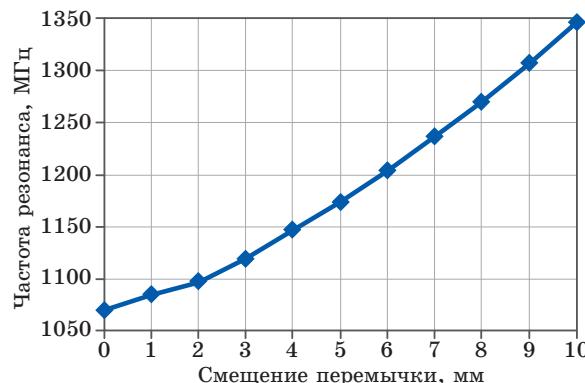


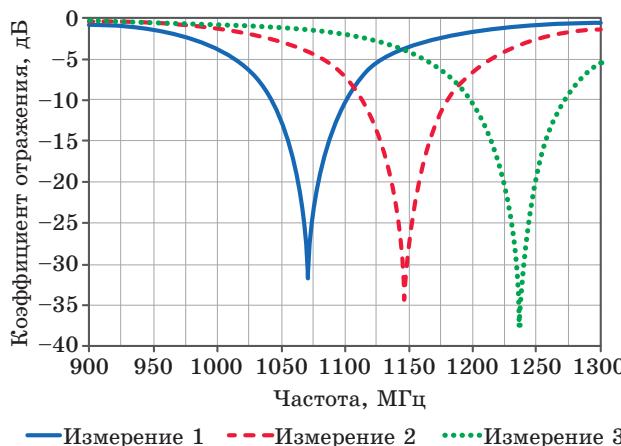
Рис. 4. Зависимость частоты резонанса МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором от смещения перемычки

Fig. 4. Dependence of the resonance frequency of the multilayer strip-slot transition with the U-shaped slot resonator on the displacement of the bridge

Из результатов моделирования следует, что при смещении перемычки от коротких кромок щелевого резонатора на расстояние от 0 мм до 10 мм, частота резонанса МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором изменяется от 1071 МГц до 1347 МГц.

Для подробного анализа применения МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины в качестве устройства для измерения диэлектрических свойств материалов, рассмотрим три случая положения перемычки (рис. 2). Первое положение – перемычка находится около короткой кромки П-образного щелевого резонатора и не уменьшает его длину (рис. 2 $a$ , измерение 1). Второе положение – перемычка отодвинута на 4 мм от короткой кромки П-образного щелевого резонатора (рис. 2 $b$ , измерение 2). Третье положение – перемычка отодвинута на 7 мм от короткой кромки П-образного щелевого резонатора (рис. 2 $c$ , измерение 3).

Изначально рассмотрим случай, при котором П-образный щелевой резонатор имеет воздушное заполнение. Результаты моделирования представлены в виде зависимостей коэффициента отражения в диапазоне частот (рис. 5).

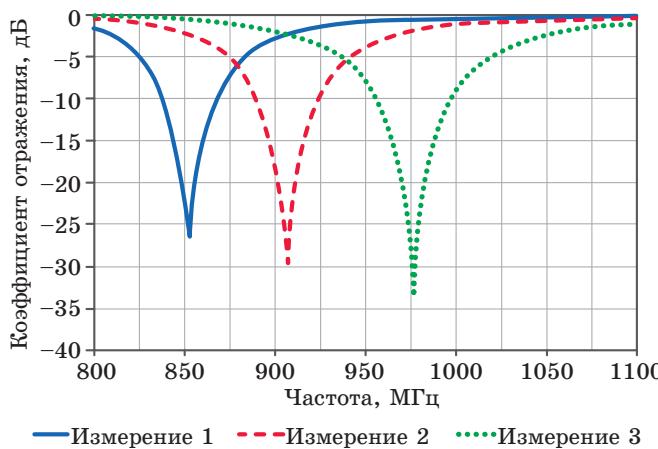


**Рис. 5.** Зависимость коэффициента отражения ( $S_{11}$ ) МПЩ-перехода в диапазоне частот от положения перемычки при воздушном заполнении щелевого резонатора

**Fig. 5.** The reflection coefficient ( $S_{11}$ ) in the frequency range vs. the position of the bridge with the air filling of the slot resonator

Из результатов моделирования следует: при смещении перемычки от коротких кромок щелевого резонатора от 0 мм (измерение 1) до 7 мм (измерение 3) происходит смещение частоты резонанса МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором на 165 МГц. Его амплитудное значение изменяется в пределах от минус 31,2 дБ до минус 37,3 дБ.

Далее рассмотрен случай, при котором П-образный щелевой резонатор МПЩ-перехода заполнен диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью 10,5. Результаты моделирования представлены в виде зависимостей коэффициента отражения в диапазоне частот (рис. 6).



**Рис. 6.** Зависимость коэффициента отражения ( $S_{11}$ ) МПЩ-перехода в диапазоне частот от положения перемычки при заполнении щелевого резонатора диэлектриком

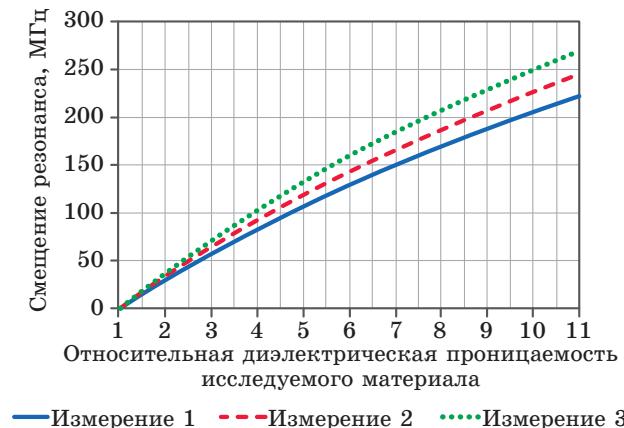
**Fig. 6.** The reflection coefficient ( $S_{11}$ ) in the frequency range vs. the position of the bridge with dielectric material filling of the slot resonator

Из результатов моделирования следует, что при заполнении щелевого резонатора материалом с относительной диэлектрической проницаемостью 10,5, происходит смещение резонанса МПЩ-перехода в более низкочастотный диапазон. При этом при смещении перемычки от коротких кромок щелевого резонатора от 0 мм (измерение 1) до 7 мм (измерение 3) происходит смещение частоты его резонанса на 119,5 МГц. Его амплитудное значение изменяется в пределах от минус 26,5 дБ до минус 33 дБ.

Аналогичным образом установлено, что для трех рассматриваемых конфигураций МПЩ-перехода, зависимость частоты смещения резонанса от относительной диэлектрической проницаемости исследуемого материала определяется функциями, представленными на рис. 7.

Из графика для измерения 1, представленного на рис. 7 следует, что при заполнении П-образного щелевого резонатора длиной  $\lambda/2$  порошковым материалом с относительной диэлектрической проницаемостью 11, величина смещения резонанса составляет 223 МГц. Аналогичным образом можно проанализировать зави-

симости для МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором, уменьшенным суммарно на 8 мм (измерение 2) и на 14 мм (измерение 3).



**Рис. 7.** Зависимости частоты смещения резонанса МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором от относительной диэлектрической проницаемости исследуемого порошкового материала для трех конфигураций МПЩ-перехода

**Fig. 7.** The resonance displacement frequency vs. the relative dielectric constant of the investigated powder material for three configurations of the multilayer strip-slot transition

Таким образом, в результате изменения длины П-образного щелевого резонатора меняется собственная частота резонанса МПЩ-перехода и, как следствие, появляется возможность измерения диэлектрических свойств материалов в широком диапазоне частот.

### 3. Экспериментальное исследование

Для экспериментального исследования МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины разработан макет (рис. 8). Для изготовления макета использован фольгированный диэлектрик Arlon AD350. При измерении электрических характеристик макета использовался векторный анализатор цепей OBZOR TR1300/1.

Результаты измерений, полученные на макете МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины, представлены в виде зависимостей коэффициента отражения в диапазоне частот (рис. 9, 10). В качестве материала-наполнителя использовался порошковый материал  $\text{BaFe}_{10}\text{Ti}_2\text{O}_{19}$ , относительная диэлектрическая проницаемость которого составляла  $10,5 \pm 0,5$  в исследуемом диапазоне частот [16].

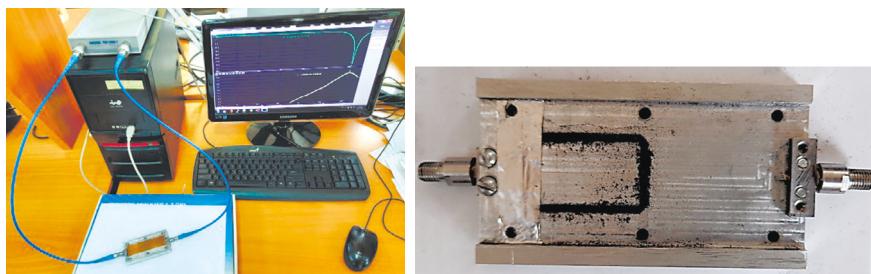


Рис. 8. Фото измерительной установки и макета МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины

Fig. 8. Photo of the measuring setup and the sample of the multilayer strip-slot transition with the U-shaped slot resonator of the variable length

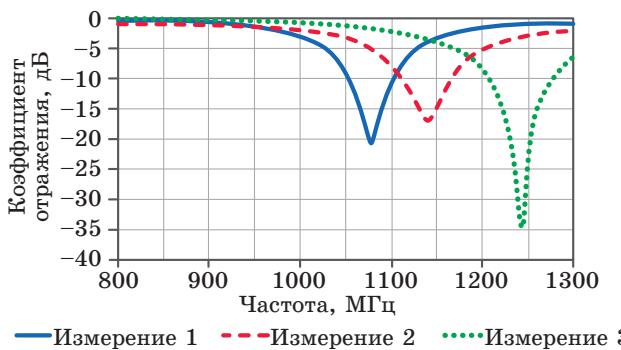


Рис. 9. Экспериментально полученные зависимости коэффициента отражения ( $S_{11}$ ) в диапазоне частот при воздушном заполнении щелевого резонатора

Fig. 9. Experimentally obtained dependences of the reflection coefficient ( $S_{11}$ ) in the frequency range with the air filling of the slot resonator

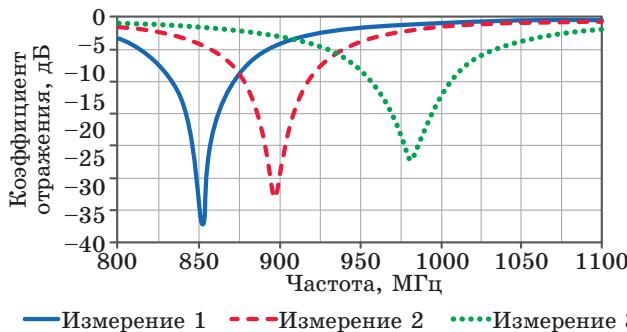


Рис. 10. Экспериментально полученные зависимости коэффициента отражения ( $S_{11}$ ) в диапазоне частот при заполнении щелевого резонатора порошковым материалом

Fig. 10. Experimentally obtained dependences of the reflection coefficient ( $S_{11}$ ) in the frequency range with the powder material filling of the slot resonator

#### 4. Сопоставление теоретических и экспериментальных результатов

Сопоставление результатов теоретического (рис. 5, 6) и экспериментального (рис. 9, 10) исследований свидетельствует о высокой степени совпадения (табл. 1). Выявлено, что максимальное отклонение частоты резонанса полученной теоретическим путем от частоты резонанса полученной экспериментальным путем составляет не более 10 МГц. При пересчете полученных экспериментальных данных в диэлектрические свойства исследуемого материала отклонение значений последнего имеет разброс не более 5 % от номинала относительной диэлектрической проницаемости. Так, для случая с длиной щелевого резонатора  $\lambda/2$  (измерение 1) относительная диэлектрическая проницаемость при теоретическом исследовании составляла  $\epsilon_r = 10,5$ , при этом по результатам экспериментального исследования относительная диэлектрическая проницаемость колеблется в пределах от  $\epsilon_r = 10,6$  до  $\epsilon_r = 11$ , что подтверждается экспериментальными данными, представленными в работе [16].

**Таблица 1.** Сопоставление результатов теоретического и экспериментального исследований

**Table 1.** Comparison of the results of theoretical and experimental researches

Характеристики		Номер измерения					
		1		2		3	
		Теория	Эксперимент	Теория	Эксперимент	Теория	Эксперимент
Воздушное заполнение	Центральная частота, МГц	1071	1075	1146,5	1141	1236	1242
Заполнение порошковым материалом	Центральная частота, МГц	853	852	907	897	976,5	980
Смещение частоты резонанса, МГц		218	223	239,5	244	259,5	262
Относительная диэлектрическая проницаемость (рис. 7)		10,5	11	10,5	10,8	10,5	10,6

## Заключение

В работе представлены результаты теоретического и экспериментального исследований МПЩ-перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины. Теоретические результаты получены путем численного электродинамического моделирования. Экспериментальные результаты получены на макете устройства при использовании векторного анализатора цепей. Теоретические и экспериментальные результаты исследований находятся в хорошем качественном и численном соответствии друг с другом. Результаты исследования подтверждают гипотезу о возможности использования многослойного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором переменной длины в качестве устройства для измерения диэлектрических свойств материалов резонансным методом. Диапазон измерения диэлектрических свойств материалов для представленного макета составляет от 1071 МГц до 1347 МГц. Погрешность измерения относительной диэлектрической проницаемости исследуемых материалов составляет не более 5 %.

## Список литературы

1. Severo S. L. S., de Salles A. A. A., Nervis B., Zanini B. K. Non-resonant Permittivity Measurement Methods. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*. 2017;(1):297–311. DOI: 10.1590/2179-10742017v16i1890
2. Беляев А. А., Романов А. М., Широков В. В., Шульдешов Е. М. Измерение диэлектрической проницаемости стеклотекстолита в свободном пространстве. *Труды ВИАМ*. 2014;(5):6. DOI: 10.18577/2307-6046-2014-0-5-6-6
3. Klygach D., Vakhitov M., Khashimov A., Zhivulin V., Vinnik D., Sherstyuk D. Determination of the Optimal Sample Size for Measurement in a Coaxial Transmission Line. In: *2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), Yekaterinburg, 14–15 May 2020*. IEEE; 2020, pp. 322–325. DOI: 10.1109/USBEREIT48449.2020.9117619
4. Handoko E., Mangasi A. M., Iwan S., Randa M., Alaydrus M. Measurement of complex permittivity and permeability of hexagonal ferrite composite material using a waveguide in microwave band. In: *2016 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET), Jakarta, 3–5 Oct. 2016*. IEEE; 2016, pp. 28–30. DOI: 10.1109/ICRAMET.2016.7849576
5. Gonçalves F. J. F., Pinto A. G. M., Mesquita R. C., Silva E. J., Brancaccio A. Free-Space Materials Characterization by Reflection and Transmission Measurements using Frequency-by-Frequency and Multi-Frequency Algorithms. *Electronics*. 2018;7(10):260. DOI: 10.3390/electronics7100260
6. Дьяконова О. А., Казанцев Ю. Н., Каленов Д. С. Измерительный комплекс для определения электромагнитных характеристик матери-

алов резонаторным методом с помощью скалярных анализаторов цепей. *Журнал радиоэлектроники*. 2017;(7):7. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jul17/7/text.pdf>

7. Фомин Д.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н., Баранов В.К. Исследование объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевымрезонатором. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):277–292. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.002

8. 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

9. Tao Z., Zhu J., Zuo T., Pan L., Yu Y. Broadband microstrip-to-microstrip vertical transition design. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2016;26(9):660–662. DOI: 10.1109/LMWC.2016.2597234

10. Fomin D.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N. Scattering matrix simulation of the volumetric strip-slot transition and estimation of its frequency properties. *Journal of Physics: Conference Series*. 2020;(1679):22032. DOI: 10.1088/1742-6596/1679/2/022032

11. Lee J.S., Lee G.H., Mohyuddin W., Choi H.C., Kim K.W. Design of an ultra-wideband microstrip-to-slotline transition on low-permittivity substrate. *Electronics*. 2020;9(8):1329. DOI: 10.3390/electronics9081329

12. Gupta K.C., Bhartia P., Garg R., Bahl I. *Microstrip lines and slotlines*. 2<sup>nd</sup> ed. Norwood, MA: Artech House; 1996. 547 p.

13. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука; 1985. 256 с.

14. Volakis J.L., Chatterjee A., Kempel L.C. *Finite Element Method Electromagnetics: Antennas, Microwave Circuits, and Scattering Applications*. Wiley-IEEE Press; 1998. 368 p. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?bknumber=5265513>

15. Kostenetskiy P., Semenikhina P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science. In: *2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC), Chelyabinsk, 13–15 Nov. 2018*. IEEE; 2018, pp. 1–7. DOI: 10.1109/GloSIC.2018.8570068

16. Vinnik D.A., Klygach D.S., Zhivulin V.E., Malkin A.I., Vakhitov M.G., Gudkova S.A., Galimov D.M., Zherebtsov D.A., Trofimov E.A., Knyazev N.S., Atuchin V.V., Trukhanov S.V., Trukhanov A.V. Electromagnetic properties of  $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}:\text{Ti}$  at centimeter wavelengths. *Journal of Alloys and Compounds*. 2018;(755):177–183. DOI: 10.1016/j.jallcom.2018.04.315

## References

1. Severo S. L. S., de Salles A. A. A., Nervis B., Zanini B. K. Non-resonant Permittivity Measurement Methods. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*. 2017;(1):297–311. DOI: 10.1590/2179-10742017v16i1890
2. Beljaev A. A., Romanov A. M., Shirokov V. V., Shuldeshev E. M. Measurement of honeycomb glass fiber plastics permittivity in free space.

*Proceedings of VIAM.* 2014;(5):6. (In Russ.) DOI: 10.18577/2307-6046-2014-0-5-6-6

3. Klygach D., Vakhitov M., Khashimov A., Zhivulin V., Vinnik D., Sherstyuk D. Determination of the Optimal Sample Size for Measurement in a Coaxial Transmission Line. In: *2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT)*, Yekaterinburg, 14–15 May 2020. IEEE; 2020, pp. 322–325. DOI: 10.1109/USBEREIT48449.2020.9117619
4. Handoko E., Mangasi A. M., Iwan S., Randa M., Alaydrus M. Measurement of complex permittivity and permeability of hexagonal ferrite composite material using a waveguide in microwave band. In: *2016 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET)*, Jakarta, 3–5 Oct. 2016. IEEE; 2016, pp. 28–30. DOI: 10.1109/ICRAMET.2016.7849576
5. Gonçalves F. J. F., Pinto A. G. M., Mesquita R. C., Silva E. J., Brancaccio A. Free-Space Materials Characterization by Reflection and Transmission Measurements using Frequency-by-Frequency and Multi-Frequency Algorithms. *Electronics.* 2018;7(10):260. DOI: 10.3390/electronics7100260
6. Diyakonova O. A., Kazantsev Yu. N., Kalenov D. S. Measuring complex for determining the electromagnetic characteristics of materials by the resonator method using scalar network analyzers. *Journal of Radio Electronics.* 2017;(7):7. (In Russ.) Available at: <http://jre.cplire.ru/jre/jul17/7/text.pdf>
7. Fomin D. G., Dudarev N. V., Darovskikh S. N., Baranov V. K. The Investigation of the Volumetric Strip-Slot Transition with U-Shaped Slot Resonator. *Ural Radio Engineering Journal.* 2020;4(3):277–292. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.002
8. 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
9. Tao Z., Zhu J., Zuo T., Pan L., Yu Y. Broadband microstrip-to-microstrip vertical transition design. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters.* 2016;26(9):660–662. DOI: 10.1109/LMWC.2016.2597234
10. Fomin D. G., Dudarev N. V., Darovskikh S. N. Scattering matrix simulation of the volumetric strip-slot transition and estimation of its frequency properties. *Journal of Physics: Conference Series.* 2020;(1679):22032. DOI: 10.1088/1742-6596/1679/2/022032
11. Lee J. S., Lee G. H., Mohyuddin W., Choi H. C., Kim K. W. Design of an ultra-wideband microstrip-to-slotline transition on low-permittivity substrate. *Electronics.* 2020;9(8):1329. DOI: 10.3390/electronics9081329
12. Gupta K. C., Bhartia P., Garg R., Bahl I. *Microstrip lines and slotlines.* 2<sup>nd</sup> ed. Norwood, MA: Artech House; 1996. 547 p.
13. Gvozdev V. I., Nefedov E. I. *Volumetric integrated microwave circuits.* Moscow: Nauka; 1985. 256 p. (In Russ.)

14. Volakis J. L., Chatterjee A., Kempel L. C. *Finite Element Method Electromagnetics: Antennas, Microwave Circuits, and Scattering Applications*. Wiley-IEEE Press; 1998. 368 p. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?bknumber=5265513>
15. Kostenetskiy P., Semenikhina P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science. In: *2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC), Chelyabinsk, 13–15 Nov. 2018*. IEEE; 2018, pp. 1–7. DOI: 10.1109/GloSIC.2018.8570068
16. Vinnik D. A., Klygach D. S., Zhivulin V. E., Malkin A. I., Vakhitov M. G., Gudkova S. A., Galimov D. M., Zherebtsov D. A., Trofimov E. A., Knyazev N. S., Atuchin V. V., Trukhanov S. V., Trukhanov A. V. Electromagnetic properties of  $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}:\text{Ti}$  at centimeter wavelengths. *Journal of Alloys and Compounds*. 2018;(755):177–183. DOI: 10.1016/j.jallcom.2018.04.315

## Информация об авторах

**Фомин Дмитрий Геннадьевич**, аспирант кафедры «Инфокоммуникационные технологии», Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), Россия, 454080, Челябинск, проспект Ленина, 76.

**Дударев Николай Валерьевич**, кандидат технических наук, научный сотрудник кафедры «Инфокоммуникационные технологии», Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), Россия, 454080, Челябинск, проспект Ленина, 76.

**Даровских Станислав Никифорович**, доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Инфокоммуникационные технологии», Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), Россия, 454080, Челябинск, проспект Ленина, 76.

## Information about the authors

**Dmitriy G. Fomin**, Post-Graduate Student of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), 76 Lenin Avenue, Chelyabinsk, 454080, Russia.

**Nikolay V. Dudarev**, Ph.D., Researcher of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), 76 Lenin Avenue, Chelyabinsk, 454080, Russia.

**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), 76 Lenin Avenue, Chelyabinsk, 454080, Russia.

Поступила / Received: 19.07.2021

Принята в печать / Accepted: 19.09.2021

## Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2021.5.3.003

УДК 528.852

## Исследование и модификация метода формирования встречного вихревого поля для развертывания фазы

**А. В. Сосновский**

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

✉ a.v.sosnovsky@urfu.ru

**Аннотация**

Предложена модификация метода встречного вихревого поля для развертывания фазы при интерферометрической обработке данных космических радиолокаторов с синтезированной апертурой. Модификация включает в себя выделение и развертывание низкочастотной фазы, получение интерферограммы остаточной фазы и ее фильтровую обработку. Произведена оценка точности получаемых при помощи алгоритма цифровых моделей рельефа на примере интерферометрической обработки радиолокационных данных ALOS PALSAR с использованием эталонных высотных данных. Произведено сравнение точности с другими распространенными алгоритмами развертывания фазы.

**Ключевые слова**

интерферометрическая обработка данных PCA, развертывание фазы, анализ точности

**Для цитирования**

Сосновский А. В. Исследование и модификация метода формирования встречного вихревого поля для развертывания фазы. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):239–257. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.003.

## Investigation and modification of the inversed vortex phase field method for phase unwrapping

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

✉ a.v.sosnovsky@urfu.ru

**Abstract**

The paper focuses on the problem of the phase unwrapping in space-borne remote-sensing interferometric synthesized aperture radar (InSAR) systems. Major unwrapping methods and techniques are

© Сосновский А. В., 2021

considered and the modification of the inversed vortex phase field method of phase unwrapping for interferometric data processing of space-borne synthesized aperture radars is proposed. The modification includes the separation and unwrapping of the low-frequency phase only, and obtaining of the residual phase interferogram, which phase range does not exceed 1–2 ambiguity height values. This approach significantly reduces the number of phase residues and increases the processing speed. The other modification implies filter processing of the residual phase without phase unwrapping, which includes iterative separation of the low-frequency using the Gaussian filter and phase subtraction. This approach moves phase fringes to the relief inflection areas, and is similar to the minimum-cost flow unwrapping results. The computational complexity of the algorithm is proportional to the interferogram size and the number of the phase residues of the low-frequency phase interferogram. The accuracy of digital elevation models obtained by the algorithm was estimated using the ALOS PALSAR radar data and the reference altitude data. The results show, that the accuracy is compared with the minimum-cost flow method, but has less computational complexity.

### Keywords

InSAR data processing, phase unwrapping, accuracy analysis

### For citation

Sosnovsky A. V. Investigation and modification of the inversed vortex phase field method for phase unwrapping. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):239–257. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.003.

## Введение

Развертывание фазы по праву можно полагать основным этапом интерферометрической обработки данных радиолокационного зондирования Земли, поскольку его невыполнение в подавляющем большинстве случаев не позволит получить осмысленного и пригодного к практическому использованию результата (цифровых моделей рельефа, карт подвижек рельефа, карт высот крупной растительности). При развертывании фазы осуществляется «склеивание» интерференционных полос двумерной фазовой картины – интерферограммы относительной фазы  $\Delta\phi_{m,n}$  – в непрерывную (кусочно-непрерывную) интерферограмму абсолютной фазы  $\Psi_{m,n}$  (рис. 1). Основной подход к решению этой задачи заключается в интегрировании фазового градиента вдоль какой-либо траектории, охватывающей все элементы интерферограммы [1]. В дискретной постановке задачи такое развертывание осуществляется путем вычисления разностей фаз  $\delta_{m,n}$  соседних элементов со свертыванием их в интервал однозначности  $[-\pi, \pi)$  и последующим суммированием полученных разностей:

$$\begin{aligned}\delta_{m,n} &= W\{\Delta\phi_{m,n} - \Delta\phi_{m-i,n-j}\}; \\ \Psi_{m,n} &= \delta_{m,n} + \delta_{m-i,n-j},\end{aligned}\quad (1)$$

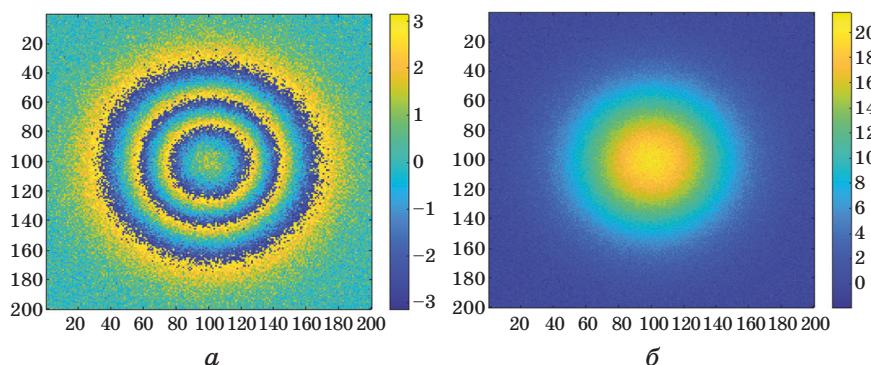
где  $W\{\}$  – оператор свертывания фазы в интервал однозначности  $[-\pi, \pi]$ ,  $m, n$  – номера элементов интерферограммы,  $i = 1$  и  $j = 0$  при развертывании по направлению вниз по вертикали (по столбцам) либо  $i = 0$  и  $j = 1$  при развертывании вправо по горизонтали (по строкам). Однако результат такого развертывания будет корректным только при отсутствии на интерферограмме разрывов фазы – ситуаций, при которой возникает зависимость результата развертывания от направления суммирования разностей  $\delta_{m,n}$  [1, 2]. Разрыв фазы, как правило, представляет собой некоторую линию произвольной траектории, на концах которой нарушается условие равенства нулю суммы разностей фаз на элементарном замкнутом контуре:

$$R_{m,n} = \delta_{m,n} + \delta_{m,n-1} + \delta_{m-1,n-1} + \delta_{m-1,n}. \quad (2)$$

Функция вычетов  $R_{m,n}$  в точках разрыва интерферограммы (сингулярных точках) равна  $\pm 2\pi r$  (при натуральном  $r$ ). Как правило, на интерферограммах, полученных при радиолокационной съемке земной поверхности, в точках разрыва фазы  $r = 1$ , а знак функции  $R_{m,n}$  (знак точки разрыва) определяет направление возрастания разорванного поля: «+» соответствует возрастанию при обходе элементарного контура против часовой стрелки, «-» – по часовой стрелке. Точки разрыва встречаются на интерферограмме, как правило, парами с разными знаками и соединяются виртуальной линией, при пересечении которой в процессе суммирования развертывания по правилу (1) возникает ошибка, заключающаяся в появлении или пропуске одной интерференционной полосы относительно путей суммирования, не пересекающих эту линию (рис. 2), и абсолютная фаза в такой ситуации в принципе не может быть восстановлена однозначно [2–5].

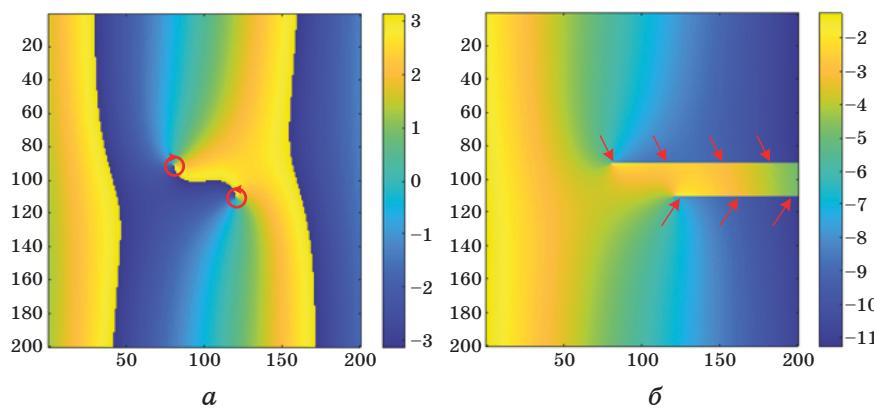
Понятие точки разрыва фазы близко, но не тождественно понятию особой точки функции комплексной переменной, из-за чего математический аппарат и методы этой теории находят лишь ограниченное применение в описании и синтезе методов развертывания фазы. И если обнаружение точек разрыва не представляет какой-либо сложности (достаточно реализовать алгоритм линейной сложности в соответствии с выражением (2)), то обнаружение линий разрыва требует как минимум соединения точек в пары по какому-либо критерию (например, по минимуму расстояния), что уже потребует алгоритма квадратичной сложности (относительно количества точек разры-

ва одного знака); а более подробный анализ для получения оптимального решения (например, по критерию наибольшей гладкости) приводит к необходимости реализации алгоритма NP-сложности, что не раз отмечалось исследователями [1, 5]. Тем не менее именно развертывание фазы является главным этапом интерферометрической обработки радиолокационных данных дистанционного зондирования, и, соответственно, разработка и исследование алгоритмов развертывания фазы является важной научной и технической задачей.



**Рис. 1.** Разворачивание фазы: *а* – интерферограмма относительной фазы, *б* – интерферограмма абсолютной фазы

**Fig. 1.** Phase unwrapping: *a* – initial interferogram; *b* – unwrapped phase



**Рис. 2.** Ошибка развертывания при прохождении линии разрыва: *а* – исходная интерферограмма; *б* – развертывание интерферограммы в горизонтальном направлении (стрелками показаны границы «лишней» интерференционной полосы)

**Fig. 2.** Phase gradient summation errors: *a* – initial interferogram; *b* – phase unwrapping using horizontal summation (arrows show the false fringe edges)

## История и современное состояние задачи развертывания фазы при интерферометрической обработке радиолокационных данных дистанционного зондирования Земли

Поскольку большинство интерферометрических технологий в физике, астрономии и технике используют не мультиплексивный, а аддитивный способ получения интерференционных картин [5], который не требует выполнения развертывания фазы, то до 1970-х гг. изучению подходов к решению задачи развертывания фазы уделялось мало внимания. Начало исследований можно отнести ко второй половине 1970-х гг., и связаны они были в основном с кепстральной обработкой сигналов (одномерных и двумерных), получаемых при астрономических измерениях [7–9]. Первые практические результаты в области космической радиолокационной интерферометрии были продемонстрированы во второй половине 1980-х гг. [10], а развитие радиолокационных космических технологий дистанционного зондирования Земли для картографирования рельефа в 1980-х и 1990-х гг. послужило толчком к развитию методов развертывания фазы [3, 9, 11, 12 и др.] и разработке десятков различных алгоритмов, основанных на использовании математического аппарата из различных предметных областей: теории векторных полей (метод вставки ветвей отсечения Goldstein Residue Cut, метод функций Грина), теории оптимизации (метод целочисленной оптимизации, метод оптимизации сетевых потоков Minimum Cost Flow), теории фильтрации (метод фильтрации Калмана, метод нелинейной стохастической фильтрации и др.), решении больших систем уравнений (метод наименьших квадратов), генетических алгоритмов [13], нейронных сетей и т. п. В обзорах [4, 5, 14–19] приводятся упоминания не менее 30 алгоритмов развертывания фазы.

В 2000-х акцент с разработки новых методов развертывания фазы сместился в сторону сравнительного анализа уже существующих и их модификаций. На сегодняшний день наибольшее внимание разработке и исследованию методов развертывания фазы уделяют научные коллективы Японии и Китая. В России и бывшем СССР наиболее известны работы в данной области, выполненные Р.И. Шуваловым, А.В. Филатовым, М.А. Егошкиным, А.И. Захаровым и др. По состоянию на 2021 год задача по-прежнему остается актуальной: только за период 2020 – I квартала 2021 года в научной базе данных Scopus было индексировано более 386 работ, упоминающих развертывание фазы (phase unwrapping) в названии, ключевых словах либо аннотации.

ции (в том числе в названии – 126 работ), из них в контексте космических радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли – 49 работ. В 2019 году вышел обзор методов развертывания фазы [20], где приводятся статистики публикационной активности в области развертывания фазы за 1995–2017 гг. в разрезе различных способов (в том числе и аппаратных) решения данной задачи. Подробная классификация методов развертывания фазы приведена в [1, 19, 21], а также в [20], где рассматривается также и комбинационный способ уменьшения фазовой неоднозначности. В работе Л.Н. Захаровой [21] проводится качественный сравнительный анализ десяти алгоритмов развертывания (разворота) фазы (6 локальных и 4 глобальных) по восьми критериям и производится количественное их сравнение по спектральным характеристикам развернутой фазы, по которым можно судить о фильтрующих свойствах алгоритмах и наличии крупномасштабных отклонений. В работе Р.И. Шувалова [1] все рассматриваемые алгоритмы классифицируются по применяемому математическому аппарату, характеру работы с интерферограммой (локальные и глобальные), типу применяемой регуляризации ( поиск добавочного поля, формирование системы разрезов, взвешенное осреднение).

В [1, 19] введены характеристики алгоритмов по классу гладкости получаемого решения и классу вычислительной сложности. Поскольку большая часть алгоритмов, в том числе и считающиеся наиболее эффективными (MCF/SNAPHU), используют оптимизационные и сетевые подходы, то их вычислительная эффективность оказывается не лучше полиномиальной (по меньшей мере, второго порядка), а возможности по их ускорению за счет распараллеливания вычислений крайне ограничены. Таким образом, актуальной представляется задача разработки таких алгоритмов, которые при приемлемой точности будут иметь высокую вычислительную эффективность (полиномиальную ниже 2-го порядка) и допускать возможность параллельной реализации. Также следует отметить, что многие из существующих методов направлены на построение поля абсолютной фазы, конгруэнтного полю относительной, что для рассматриваемого типа данных с большим числом разрывов, но неплохой гладкостью форм не всегда оказывается полезным в смысле выигрыша в точности восстановления абсолютной фазы, поэтому отказ от требования конгруэнтности может существенно (упрощать) разработку алгоритмов без ощутимого проигрыша в точности.

Подход к развертыванию фазы, имеющий сложность, близкую к линейной, был ранее предложен Аоки и Томиокой ([11, 22]) для обработки данных интерферометрии «малых форм» (про-

филометрия, дефектоскопия и т. п.), однако самими авторами была показана его неэффективность при наличии больших разрывов фазы (охватывающих две и более интерференционных полосы), из-за чего данный алгоритм вызвал мало интереса у исследователей и разработчиков. Разработанный автором на его основе алгоритм встречного вихревого поля фазы с итеративным устранением разрывов [23] показал неплохие результаты и хорошие возможности для параллельного исполнения, однако его точность и робастность оказались хуже, чем у алгоритма по методу минимальной стоимости потока. Таким образом, разработка новых алгоритмов развертывания и обоснование их эффективности (как вычислительной, так и в смысле точности восстановления абсолютной фазы) является актуальным научно-техническим направлением, направленным на повышение точности картографических и геодезических данных, получаемых методом радиолокационной интерферометрией. Целью настоящей работы является модификация алгоритма развертывания по методу встречного вихревого поля, направленная на повышение точности получаемых цифровых моделей рельефа земной поверхности.

### Метод встречного вихревого поля и его модификации для развертывания фазы космической радиоинтерферометрии

Суть алгоритма встречного вихревого поля заключается в компенсации разрывов интерферометрической фазы искусственными псевдоразрывами встречного направления [23]. Метод включает итерационное построение поля псевдоразрывов для компенсации разрывов интерферометрической фазы, после чего восстановление абсолютной фазы может быть проведено в соответствии с формулой (1). Для компактного математического описания такого алгоритма целесообразно вместо интерферограммы  $\Delta\phi_{m,n}$  рассматривать комплексную интерферограмму  $I(z)$ , представляющую собой функцию комплексной переменной  $z$ , где  $z = m + jn$ :

$$I(z) = e^{i\Delta\phi(z)} = e^{i\Delta\phi(m+jn)}. \quad (3)$$

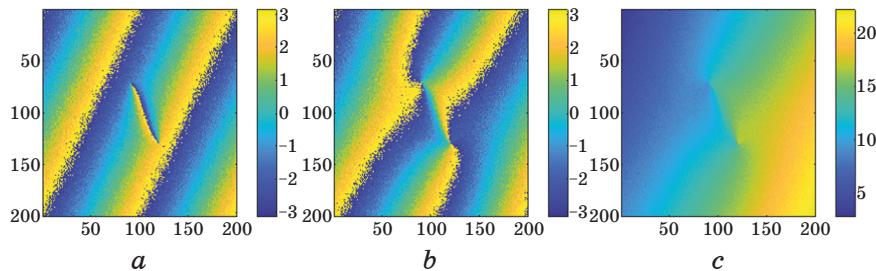
При таком представлении точки разрыва фазы с положительным знаком будут соответствовать нулю  $r$ -го порядка функции  $I(z)$ , а с отрицательным – ее полюсу  $r$ -го порядка. Таким образом, становится возможным моделирование поведения фазы в точках разрыва с помощью простых функций следующего вида:

$$\varphi^p(z) = \arg\{z - z_p\}, \quad \varphi^0(z) = -\arg\{z - z_0\}, \quad (4)$$

где  $\varphi^p(z)$  и  $\varphi^0(z)$  – модели поведения фазы – псевдоразрывы – в окрестности полюса и нуля комплексной интерферограммы, соответственно,  $z_p$  и  $z_0$  – точки, соответствующие координатам полюса или нуля комплексной интерферограммы, соответственно. Число нулей  $\{z_{01}, z_{02}, \dots, z_{0n}\}$  и число полюсов  $\{z_{p1}, z_{p2}, \dots, z_{pu}\}$  на интерферограмме не обязательно одинаковы хотя бы в силу ограниченности ее размера (линия разрыва может уходить за границу сцены). Псевдоразрывы (4) можно использовать для восстановления непрерывности фазы, сформировав из них встречное вихревое поле  $C(z)$  следующим образом [23]:

$$C(z) = \exp \left( j \cdot \arg \left\{ \frac{(z - z_{p1})(z - z_{p2}) \dots (z - z_{pu})}{(z - z_{01})(z - z_{02}) \dots (z - z_{0v})} \right\} \right), \quad (5)$$

где  $u, v$  – количество полюсов и нулей функции  $I(z)$ , соответственно. Умножение комплексной интерферограммы  $I(z)$  на встречное вихревое поле  $C(z)$  будет приводить к исчезновению точек разрыва, а получившаяся таким образом интерферограмма будет, как правило, иметь гладкий характер (рис. 3). При этом возможно появление новых точек разрыва, для компенсации которых вновь следует произвести расчет функции вычетов и сформировать новое встречное вихревое поле  $C'(z)$ .



**Рис. 3.** Разворачивание интерферограммы с помощью встречного вихревого поля: *a* – исходная интерферограмма; *b* – фаза произведения исходной интерферограммы и встречного вихревого поля; *c* – развернутая интерферограмма

**Fig. 3.** Phase unwrapping using the inversed phase field:  
*a* – initial interferogram; *b* – argument of the initial interferogram and inversed phase field dot product; *c* – unwrapped interferogram

Отсюда можно сформулировать следующий алгоритм развертывания фазы по методу встречного вихревого поля фазы:

- 1) расчет функции вычетов интерферограммы  $R_{m,n}$ ;
- 2) формирование корректирующего множителя  $C(z)$  по формуле (5);
- 3) умножение комплексной интерферограммы на корректирующий множитель и получение новой интерферограммы  $I'(z)$ ;

- 4) расчет функции вычетов новой интерферограммы  $R'_{m,n}$ ;
- 5) если  $R'_{m,n}$  всюду равна нулю, то переход к п. 6, если нет – то возврат к п. 1 и выполнение пп. 1–4 для новой интерферограммы;
- 6) развертывание фазы по формулам (1) вдоль любой траектории, охватывающей все элементы интерферограммы.

Во всех исследованных случаях, в том числе рассмотренных далее, алгоритм сходился достаточно быстро, количество точек разрыва на второй итерации уменьшалось в 10–20 раз по сравнению с первоначальным, максимальное количество итераций достигало 8.

Поскольку устранение разрыва (вихря) фазы производится путем вычисления произведения комплексных экспоненциальных множителей (число множителей равно числу точек разрыва фазы), то из-за коммутативности умножения обход вычетов может производиться в любом порядке. Так как на каждом этапе производятся простые вычислительные операции (формирование комплексных отсчетов детерминированной функции, комплексное умножение, сложение), то хорошо подвержен параллельному исполнению в части разнесения вычисления встречных вихрей и комплексного умножения при формировании  $C(z)$  по отдельным вычислительным устройствам (ВУ). Кроме того, возможно пространственное разбиение обрабатываемой интерферограммы на отдельные участки для выполнения вычислений только в рамках участка (т. е. реализация параллельной обработки в части разнесения по отдельным ВУ частей самой интерферограммы), что позволяет снизить требования к объему памяти ВУ (реализация такого алгоритма предложена в [24]). Вычислительная сложность алгоритма будет определяться количеством элементов интерферограммы и количеством разрывов фазы –  $O(N \times M)$ , где  $N$  – количество элементов интерферограммы,  $M = u \cdot v$  – количество точек разрыва. Количество точек разрыва на интерферограммах радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли, как правило, невелико относительно общего количества элементов интерферограммы и составляет от долей процента до 15–20 % от этого количества (последнее – для случая, когда не используется подавление фазового шума). Таким образом, относительно только количества элементов интерферограммы вычислительную сложность можно определить как  $O(N^{1+\varepsilon})$ , где  $\varepsilon$  не превышает 0,2, а чаще лежит в диапазоне 0,005 ... 0,05.

Увеличения скорости работы алгоритма можно достичь с помощью следующих подходов:

1) заменой комплексных умножений сложениями фаз с приведением суммы в диапазон однозначности измерения фазы, при этом встречное вихревое поле будет иметь следующий вид:

$$C^*(z) = W\{\varphi_1^p(z) + \varphi_2^p(z) + \dots + \varphi_u^p(z) - \varphi_1^0(z) - \varphi_2^0(z) - \dots - \varphi_v^0(z)\}; \quad (6)$$

2) однократное вычисление элементарного вихря (4) только для полюса и на поле, размер которого вдвое (по каждой стороне) превышает размер интерферограммы. Это позволяет избежать необходимости вычисления функции арктангенса на каждом шаге обработки и считывать из памяти ВУ только участок размером, равным размеру интерферограммы, и с центром, равным положению точки разрыва.

Для повышения точности развертывания реализована следующая модификация алгоритма. На первом этапе путем фильтрации комплексной интерферограммы  $I(z)$  производится выделение ее низкочастотной составляющей. На этом этапе используется низкочастотный гауссовый фильтр как простой в реализации и вместе с тем обладающий амплитудно-частотной характеристикой, хорошо согласующейся с формой амплитудной спектральной плотности интерферограммы. Затем осуществляется развертывание низкочастотной составляющей методом встречного вихревого поля фазы, и вычисление остаточной интерферограмма  $I_d(z)$ , на которой появление интерференционных полос обусловлено преимущественно влиянием разрывов фазы, а не формой рельефа (рис. 4):

$$U(z) = UW\{F\{I(z)\}\};$$

$$I_d(z) = \frac{I(z)}{U(z)}, \quad (7)$$

где  $U(z)$  – развернутая (абсолютная) фаза низкочастотной составляющей интерферограммы,  $UW\{\}$  – символическое обозначение операции развертывания (по методу встречного вихревого поля),  $F\{\}$  – символическое обозначение гауссовой фильтрации исходной интерферограммы. На втором этапе производится следующая обработка остаточной интерферограммы:

$$\dot{w}(z) = F^*\{\dot{I}_d(z)\}, \quad \dot{s}(z) = \frac{\dot{I}_d(z)}{\dot{w}(z)}, \quad (8)$$

где  $\dot{w}(z)$  – сглаженная остаточная интерферограмма,  $F^*\{\}$  – символическая запись низкочастотной гауссовой фильтрации остаточной интерферограммы;  $\dot{s}(z)$  – фаза сглаженной остаточной интерферограммы. Итоговая интерферограмма абсолютной фазы получается сложением отдельных компонент:

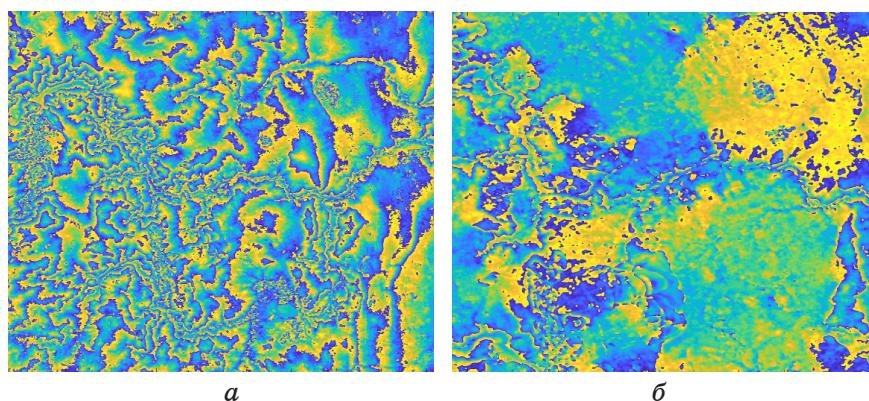
$$\hat{U}(z) = U(z) + \arg\{\dot{s}(z)\} + \arg\{\dot{w}(z)\}. \quad (9)$$

Обработка остаточной интерферограммы может быть продолжена итеративно по отношению к интерферограмме  $\dot{w}(z)$ , в этом случае в формулу (9) добавляются слагаемые остаточных интерферограмм  $\dot{s}_i(z)$  и последней сглаженной  $\dot{w}_{N_I}(z)$ :

$$\begin{aligned} \hat{U}(z) = & U_0(z) + \arg\{\dot{s}_1(z)\} + \arg\{\dot{s}_2(z)\} + \dots + \\ & + \arg\{\dot{s}_{N_I}(z)\} + \arg\{\dot{w}_{N_I}(z)\}, \end{aligned} \quad (10)$$

Предложенная модификация позволяет существенно уменьшать число точек разрыва, ускоряя работу алгоритма, а обработка остаточной фазы по предложенному способу позволяет получить конгруэнтное или «почти конгруэнтное» (если не осуществлять прибавление  $\arg\{\dot{w}_{N_I}(z)\}$ ) решение задачи развертывания, при котором линии разрыва фазы будут располагаться на выступающих элементах рельефа аналогично тому, как это происходит при реализации метода минимальной стоимости потока.

Модифицированный алгоритм в соответствии с выражениями (7)–(10) был реализован в среде MATLAB 2018b, выделение низкочастотной составляющей интерферограммы и получение остаточной фазы (7) проводилось в два этапа (на частотах среза АЧХ в 5 отн. ед. и 50 отн. ед.), обработка остаточной фазы (8)–(10) – последовательным применением фильтров с понижающимися частотами среза АЧХ (с 50 отн. ед. до 1 отн. ед.).



**Рис. 4.** Интерферограммы сцены ALOS PALSAR:  
а – исходная; б – остаточной фазы

**Fig. 4.** ALOS PALSAR scene interferogram:  
a – initial; b – residual

## Экспериментальное исследование точности развертывания фазы

Экспериментальные данные для исследования точности были представлены тремя интерферометрическими парами, полученными космическим аппаратом ALOS (радиолокатор PALSAR). Сцена 1 была получена в режиме двойной поляризации (использовался кадр с ГГ-поляризацией), высота неоднозначности фазы составила 17 м (на ближнем краю сцены), период пространственной выборки – примерно  $15 \times 3$  м, а исходный размер интерферограммы –  $17800 \times 4300$  элементов. Сцены 2 и 3 были получены в режиме одиночной поляризации (ГГ), высоты неоднозначности фазы составляли 45 м и 64 м соответственно, период пространственной выборки обеих сцен –  $7,5 \times 3$  м, размеры интерферограмм –  $21700 \times 10500$  и  $22000 \times 10600$  элементов. При обработке сцены 1 использовался коэффициент межэлементного некогерентного накопления (азимут  $\times$  дальность)  $8 \times 2$ , для сцен 2 и 3 –  $8 \times 4$ . Местность сцен 1 и 2 была холмистой, в то время как для сцены 3 – низкогорной. Эталонные высоты были представлены наборами из не менее чем 1500 отметок топографической карты с вертикальной точностью не хуже 0,5 м. Преобразование эталонных данных в систему координат интерферограммы осуществлялось по методике, предложенной в [25].

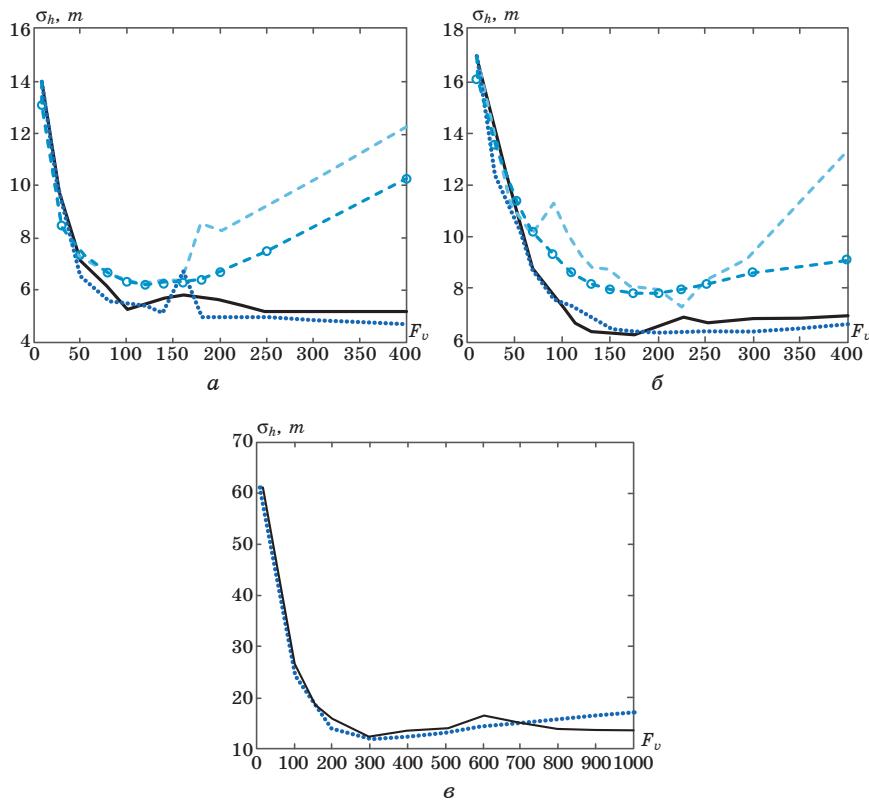
Результаты исследования точности в виде зависимостей среднеквадратичной ошибки по высоте от частоты среза фильтра подавления фазового шума  $F$ , при использовании различных алгоритмов развертывания фазы (включая модифицированный алгоритм встречного вихревого поля) представлены на рис. 5. Точность результатов работы предложенного, анализировались в сопоставлении с еще тремя алгоритмами развертывания фазы, широко применяемыми в программных комплексах обработки радиолокационных данных дистанционного зондирования: алгоритм наименьших квадратов, алгоритм функций Грина (основанный на сходных принципах, но исправляющий не отдельные точки разрыва, а пары разрывов разных знаков) [26], алгоритм минимальной стоимости потока [6]. Первые два реализованы в программном комплексе PHOTOMOD RADAR [19], третий – в программном комплексе SARscape [27].

Из полученных зависимостей можно сделать следующие выводы:

– результаты развертывания фазы по предложенному алгоритму сопоставимы по точности получаемых результатов с алгоритмом минимальной стоимости потока, в некоторых случаях

даже превосходя его: разница в точности получаемого результата (по критерию среднеквадратичного отклонения от эталонных высот) в большинстве случаев составляет 0,25–1 м (6–25 %), что сопоставимо с точностью данных, используемых в качестве эталонных;

– предложенный алгоритм, как и алгоритмы функций Грина и минимальной стоимостью потока, обладает хорошей робаст-



**Рис. 5.** Зависимости среднеквадратичной ошибки по высоте от частоты фильтра фазового шума  $F_v$  при использовании различных алгоритмов развертывания фазы: модифицированный алгоритм встречного вихревого поля (сплошная линия), алгоритм наименьших квадратов (штриховая линия без маркеров), алгоритм функций Грина (штриховая линия с маркерами), алгоритм минимальной стоимости потока (линия с коротким штрихом):  
*a* – сцена 1, *б* – сцена 2, *в* – сцена 3

**Fig. 5.** Dependencies of the heights standard deviation on the phase noise filter bandwidth  $F_v$  for different unwrapping algorithms: the proposed one (solid line), the least squares algorithm (dotted line without markers), the Green's functions algorithm (dotted line with marker), the minimum cost flow algorithm (short dotted line):  
*a* – scene 1; *b* – scene 2; *c* – scene 3

ностью: изменения характеристик обрабатываемых сцен, вызванные перестройкой частоты предварительного фильтра фазового шума, как правило, не приводят к резким изменениям точности. Исключение составляет выброс ошибки (до 6,5 м против 4,1 ... 4,4 м для соседних значений) для сцены 1 на частотах фильтра  $F_v = 150 \dots 180$  отн. ед. при обработке алгоритмом минимальной стоимости потока, при работе предложенного алгоритма для тех же значений  $F_v$  выброс оказывается меньшим и составляет 5,9 м;

– почти всюду (за исключением области низких значений  $F_v$ ) предложенный алгоритм обеспечивает лучшую точность результатов, чем алгоритмы наименьших квадратов и функций Грина.

Таким образом, предложенный алгоритм развертывания фазы сопоставим по точности получаемого результата с наиболее распространенным алгоритмом минимальной стоимости потока, обладая при этом более низкой вычислительной сложностью:  $O(N \times M)$  против  $O(N^2 \times M)$  у последнего. Сравнение по скорости обработки не производилось ввиду того, что алгоритмы реализованы в разных средах разработки с существенно различающимся быстродействием.

## Заключение

Предложен модифицированный метод развертывания фазы при интерферометрической обработке данных космических радиолокаторов с синтезированной апертурой и реализующий его алгоритм. Метод основан на построении встречного вихревого поля фазы в точках ее разрыва, модификация заключалась в предварительном выделении низкочастотной составляющей интерферограммы, формировании картины остаточной фазы и ее фильтрации. Проведен экспериментальный анализ эффективности предлагаемого метода и показано, что его точность незначительно уступает (на 6–25 %) точности развертывания фазы по алгоритму минимальной стоимости потока и в 1,5–2 раза лучше точности развертывания фазы алгоритмами наименьших квадратов и функций Грина, а в некоторых ситуациях точность результатов работы предложенного алгоритма превосходит точность результатов алгоритма минимальной стоимости потока на величину до 10 %. В то же время вычислительная сложность предлагаемого метода ниже и определяется как  $O(N \times M)$ , где  $N$  – количество элементов интерферограммы,  $M$  – количество точек разрыва (против  $O(N^2 \times M)$  у алгоритма минимальной стоимости потока).

## Список литературы

1. Шувалов Р.И. Математическое моделирование фазового градиента для задачи развертки фазы в космической радиолокационной топографической интерферометрии: дис. ... канд. физ.-мат. наук: 05.13.18. М.; 2011. Режим доступа: <https://www.dissertations.com/content/mathematiceskoe-modelirovanie-fazovogo-gradiента-dlya-zadachirazvertki-fazy-v-kosmicheskoi>
2. Bamler R., Hartl P. Synthetic aperture radar interferometry. *Inverse Problems*. 1998;14(4):r1–r54. DOI: 10.1088/0266-5611/14/4/001
3. Costantini M. A novel phase unwrapping method based on network programming. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 1998;36(3):813–821. DOI: 10.1109/36.673674
4. Joughin I. R., Li F. K., Madsen S. N., Rodrigues E., Goldstein R. M. Synthetic Aperture Radar Interferometry. *Proceedings of the IEEE*. 2000;88(3):333–382. DOI: 10.1109/5.838084
5. Hanssen R. F. *Radar interferometry. Data interpretation and error analysis*. Dordrecht: Kluwer academic publishers; 2002. DOI: 10.1007/0-306-47633-9
6. Chen C. W., Zebker H. A. Network approaches to two-dimensional phase unwrapping: Intractability and two new algorithms. *Journal of the Optical Society of America A: Optics and Image Science, and Vision*. 2000;17(3):401–414. DOI: 10.1364/JOSAA.17.000401
7. Triboulet J. M. A New Phase Unwrapping Algorithm. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1997;25(2):170–177. DOI: 10.1109/TASSP.1997.1162923
8. Fried D. L. Least-square fitting a wave-front distortion estimate to an array of phase-difference measurements. *Journal of the Optical Society of America*. 1997;67(3):370–375. DOI: 10.1364/JOSA.67.000370
9. Bhanu B., McClellan J. H. On the Computation of the Complex Cepstrum. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1980;28(5):583–585. DOI: 10.1109/TASSP.1980.1163447
10. Goldstein R. M., Zebker H. A., Werner C. L. Satellite radar interferometry: Two-dimensional phase unwrapping. *Radio Science*. 1988;23(4):713–720. DOI: 10.1029/RS023i004p00713
11. Aoki T., Sotomaru T., Ozawa T., Komiya T., Miyamoto Y., Takeda M. Two-dimensional phase unwrapping by direct elimination of rotational vector fields from phase gradients obtained by heterodyne techniques. *Optical Review*. 1998;5(6): 374–379. DOI: 10.1007/s10043-998-0374-4
12. Fowler M. L. Phase-Based Frequency Estimation: A Review. *Digital Signal Processing: A Review Journal*. 2002;12(4):590–615. DOI: 10.1006/dspr.2001.0415
13. Karout S. A., Gdeisat M. A., Burton D. R., Lalor M. J. Two-dimensional phase unwrapping using a hybrid genetic algorithm. *Applied Optics*. 2007;46(5):730–743. DOI: 10.1364/AO.46.000730
14. Huntley J. M., Coggrave C. R. Progress in phase unwrapping. *Proceedings of SPIE*. 1998;3407:86–93. DOI: 10.1117/12.323298

15. Шувалов Р. И. Развёртка фазы радиолокационных топографических интерферограмм. *Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана*. 2012;(7):107–144. DOI: 10.7463/0712.0423364
16. Tomioka S., Nishiyama S. Weighted denoising for phase unwrapping. *Proceedings of SPIE*. 2014;9019:N90190M. DOI: 10.1117/12.2039390
17. Zuo C., Huang L., Zhang M., Chen Q., Asundi A. Temporal phase unwrapping algorithms for fringe projection profilometry: A comparative review. *Optics and Lasers in Engineering*. 2016;85:84–103. DOI: 10.1016/j.optlaseng.2016.04.022
18. Sun Q., Fu S. Comparative analysis of gradient-field-based orientation estimation methods and regularized singular-value decomposition for fringe pattern processing. *Applied Optics*. 2017;56(27):7708–7717. DOI: 10.1364/AO.56.007708
19. Описание модуля Photomod RADAR. Описание интерферометрического процессора. Части 1–4. М.: ЗАО «Ракурс», 2007.
20. Yu H., Lan Y., Yuan Z., Xu J., Lee H. Phase unwrapping in InSAR: A review. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*. 2019;7(1):40–58. DOI: 10.1109/MGRS.2018.2873644
21. Захарова Л. Н. *Методы радиолокационной интерферометрии в исследовании характеристик земных покровов: дис. ... канд. физ.-мат. наук*: 01.04.03. Фрязино; 2011. Режим доступа: <https://www.dissertat.com/content/metody-radiolokatsionnoi-interferometrii-vissledovaniikharakteristik-zemnykh-pokrovov>
22. Tomioka S., Heshmat S., Miyamoto N., Nishiyama S. Phase unwrapping for noisy phase maps using rotational compensator with virtual singular points. *Applied Optics*. 2010;49(25):4735–4745. DOI: 10.1364/AO.49.004735
23. Sosnovsky A. V., Kobernichenko V. G. An InSAR phase unwrapping algorithm with the phase discontinuity compensation. *CEUR Workshop Proceedings*. 2017;2005:127–136. Available at: <http://ceur-ws.org/Vol-2005/paper-15.pdf>
24. Sosnovsky A. V., Kobernichenko V. G. Processing of large-size insar images: parallel implementation of inverse vortex phase field algorithm. *CEUR Workshop Proceedings*. 2018;2274:75–81. Available at: <http://ceur-ws.org/Vol-2274/paper-08.pdf>
25. Sosnovsky A., Kobernichenko V. A Method of Phase Unwrapping Algorithms Efficiency Analysis for InSAR Data Processing. In: *2020 International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT). Samara, 26–29 May 2020*. IEEE; 2020. DOI: 10.1109/ITNT49337.2020.9253311
26. Fornaro G., Franceschetti G., Lanari R. Interferometric SAR phase unwrapping using Green's formulation. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 1996;34(3):720–727. DOI: 10.1109/36.499751
27. ENVI SARscape products. L3HARRIS Geospatial. Available at: <https://www.l3harrisgeospatial.com/Software-Technology/ENVI-SARscape>

## References

1. Shuvalov R. I. *Mathematical modeling of the phase gradient for the problem of phase unwrapping in space radar topographic interferometry*. Moscow; 2011. (In Russ.) Available at: <https://www.dissercat.com/content/matematicheskoe-modelirovanie-fazovogo-gradienta-dlya-zadachirazvertki-fazy-v-kosmicheskoi>
2. Bamler R., Hartl P. Synthetic aperture radar interferometry. *Inverse Problems*. 1998;14(4):r1–r54. DOI: 10.1088/0266-5611/14/4/001
3. Costantini M. A novel phase unwrapping method based on network programming. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 1998;36(3):813–821. DOI: 10.1109/36.673674
4. Joughin I. R., Li F. K., Madsen S. N., Rodrigues E., Goldstein R. M. Synthetic Aperture Radar Interferometry. *Proceedings of the IEEE*. 2000;88(3):333–382. DOI: 10.1109/5.838084
5. Hanssen R. F. *Radar interferometry. Data interpretation and error analysis*. Dordrecht: Kluwer academic publishers; 2002. DOI: 10.1007/0-306-47633-9
6. Chen C. W., Zebker H. A. Network approaches to two-dimensional phase unwrapping: Intractability and two new algorithms. *Journal of the Optical Society of America A: Optics and Image Science, and Vision*. 2000;17(3):401–414. DOI: 10.1364/JOSAA.17.000401
7. Triboulet J. M. A New Phase Unwrapping Algorithm. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1997;25(2):170–177. DOI: 10.1109/TASSP.1997.1162923
8. Fried D. L. Least-square fitting a wave-front distortion estimate to an array of phase-difference measurements. *Journal of the Optical Society of America*. 1997;67(3):370–375. DOI: 10.1364/JOSA.67.000370
9. Bhanu B., McClellan J. H. On the Computation of the Complex Cepstrum. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1980;28(5):583–585. DOI: 10.1109/TASSP.1980.1163447
10. Goldstein R. M., Zebker H. A., Werner C. L. Satellite radar interferometry: Two-dimensional phase unwrapping. *Radio Science*. 1988;23(4):713–720. DOI: 10.1029/RS023i004p00713
11. Aoki T., Sotomaru T., Ozawa T., Komiya T., Miyamoto Y., Takeda M. Two-dimensional phase unwrapping by direct elimination of rotational vector fields from phase gradients obtained by heterodyne techniques. *Optical Review*. 1998;5(6): 374–379. DOI: 10.1007/s10043-998-0374-4
12. Fowler M. L. Phase-Based Frequency Estimation: A Review. *Digital Signal Processing: A Review Journal*. 2002;12(4):590–615. DOI: 10.1006/dspr.2001.0415
13. Karout S. A., Gdeisat M. A., Burton D. R., Lalor M. J. Two-dimensional phase unwrapping using a hybrid genetic algorithm. *Applied Optics*. 2007;46(5):730–743. DOI: 10.1364/AO.46.000730
14. Huntley J. M., Coggrave C. R. Progress in phase unwrapping. *Proceedings of SPIE*. 1998;3407:86–93. DOI: 10.1117/12.323298

15. Shuvalov R. I. Phase unwrapping of radar topographic interferograms. *Science & Education*. 2012;(7):107–144. (In Russ.) DOI: 10.7463/0712.0423364
16. Tomioka S., Nishiyama S. Weighted denoising for phase unwrapping. *Proceedings of SPIE*. 2014;9019:N90190M. DOI: 10.1117/12.2039390
17. Zuo C., Huang L., Zhang M., Chen Q., Asundi A. Temporal phase unwrapping algorithms for fringe projection profilometry: A comparative review. *Optics and Lasers in Engineering*. 2016;85:84–103. DOI: 10.1016/j.optlaseng.2016.04.022
18. Sun Q., Fu S. Comparative analysis of gradient-field-based orientation estimation methods and regularized singular-value decomposition for fringe pattern processing. *Applied Optics*. 2017;56(27):7708–7717. DOI: 10.1364/AO.56.007708
19. Photomod RADAR module description. InSAR processor. Moscow: Rakurs; 2007. Part 1–4. (In Russ.)
20. Yu H., Lan Y., Yuan Z., Xu J., Lee H. Phase unwrapping in InSAR: A review. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*. 2019;7(1):40–58. DOI: 10.1109/MGRS.2018.2873644
21. Zakharova L.N. *Methods of radar interferometry in the study of land cover characteristics*. Fryazino; 2011. (In Russ.) Available at: <https://www.dissertcat.com/content/metody-radiolokatsionnoi-interferometrii-vissledovani-kharakteristik-zemnykh-pokrovov>
22. Tomioka S., Heshmat S., Miyamoto N., Nishiyama S. Phase unwrapping for noisy phase maps using rotational compensator with virtual singular points. *Applied Optics*. 2010;49(25):4735–4745. DOI: 10.1364/AO.49.004735
23. Sosnovsky A.V., Kobernichenko V.G. An InSAR phase unwrapping algorithm with the phase discontinuity compensation. *CEUR Workshop Proceedings*. 2017;2005:127–136. Available at: <http://ceur-ws.org/Vol-2005/paper-15.pdf>
24. Sosnovsky A.V., Kobernichenko V.G. Processing of large-size insar images: parallel implementation of inverse vortex phase field algorithm. *CEUR Workshop Proceedings*. 2018;2274:75–81. Available at: <http://ceur-ws.org/Vol-2274/paper-08.pdf>
25. Sosnovsky A., Kobernichenko V. A Method of Phase Unwrapping Algorithms Efficiency Analysis for InSAR Data Processing. In: *2020 International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT). Samara, 26–29 May 2020*. IEEE; 2020. DOI: 10.1109/ITNT49337.2020.9253311
26. Fornaro G., Franceschetti G., Lanari R. Interferometric SAR phase unwrapping using Green's formulation. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 1996;34(3):720–727. DOI: 10.1109/36.499751
27. ENVI SARscape products. L3HARRIS Geospatial. Available at: <https://www.l3harrisgeospatial.com/Software-Technology/ENVI-SARscape>

## Информация об авторе

Сосновский Андрей Васильевич – ведущий инженер, старший преподаватель департамента радиоэлектроники и связи Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (Екатеринбург). Специалист в области обработки данных радиоэлектронных систем дистанционного зондирования Земли.

## Information about the author

Andrey V. Sosnovsky – Leading Engineer, Senior Lecturer, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Ural Federal University, (Ekaterinburg, Russia). Andrey V. Sosnovsky is a specialist in the field of signal and data processing in the radar systems of the remote sensing of the Earth.

Поступила / Received: 12.07.2021

Принята в печать / Accepted: 05.08.2021

## Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2021.5.3.004

УДК 621.312.01(076)

## Распознавание радиолокационных изображений, формируемых радиолокационными системами с синтезированной апертурой

**Н. С. Виноградова**✉, **Л. Г. Доросинский**

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

✉ n.s.vinogradova@urfu.ru

**Аннотация**

В области дистанционного зондирования Земли в радиодиапазоне в последнее время приобретает все большую актуальность проблема обнаружения и/или идентификации пространственно-распределенных целей на фоне однородной поверхности. В качестве примера можно привести задачи береговой охраны, мониторинг несанкционированных лесных вырубок, оценка последствий стихийных бедствий и другие. Настоящая работа посвящена решению задачи синтеза оптимального алгоритма принятия решения о классе пространственно-распределенной цели по данным радиолокационных систем бокового обзора с синтезированной апертурой. Приведено подробное описание процесса формирования сигнала в фиксированном канале дальности с учетом возможных возмущающих факторов. На основе статистического критерия по методу максимального правдоподобия предложен алгоритм распознавания, получены выражения для формирования вектора признаков, а также предложено непараметрическое решающее правило. Предложенный алгоритм опробован на примере распознавания трех классов пространственно-распределенных целей, отличающихся размерами.

**Ключевые слова**

обнаружение изменений, радиолокационное изображение, статистическое моделирование, эффективная поверхность рассеяния, радиолокационное дистанционное зондирование Земли

**Для цитирования**

Виноградова Н. С., Доросинский Л. Г. Распознавание радиолокационных изображений, формируемых радиолокационными системами с синтезированной апертурой. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):258–271. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.004.

## Recognition of radar images generated by synthetic aperture radar systems

N. S. Vinogradova✉, L. G. Dorosinsky

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

✉ n.s.vinogradova@urfu.ru

### Abstract

In the field of radar remote sensing of the Earth, the problem of detecting and / or identifying spatially distributed targets against the background of a homogeneous surface is becoming increasingly important, for example, the tasks of the coast guard, monitoring of unauthorized forest logging, assessing the consequences of natural disasters, and others. This study is devoted to solving the problem of developing the optimal algorithm for making a decision on the class of a spatially distributed target based on data from side-scan radar systems with a synthetic aperture. A detailed description of the signal formation process in the fixed range channel is given, taking into account possible interference factors. Based on the statistical criterion by the method of maximum likelihood, the recognition algorithm is proposed, expressions for the formation of a feature vector are obtained, and the nonparametric decision rule is proposed. The algorithm has been tested on the example of recognizing three classes of spatially distributed targets that differ in size.

### Keywords

change detection, radar image, statistical simulation, scattering cross section, radar remote sensing

### For citation

Vinogradova N. S., Dorosinsky L. G. Recognition of radar images generated by synthetic aperture radar systems. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):258–271. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.004.

### Постановка задачи

Широкое практическое применение при решении задач дистанционного зондирования земной и водной поверхности имеют алгоритмы обнаружения, измерения параметров и классификации объектов – пространственно-распределенных целей (ПРЦ), расположенных на названных поверхностях. Рассмотрим ситуацию, когда необходимо принимать решение о принадлежности участка наблюдаемой поверхности к одному из  $M$  возможных классов. Названные классы отличаются один от другого видом функции, определяющей зависимость эффективной поверхности отражения от координат поверхности [1–3].

Для получения и обоснования методов обработки радиолокационных изображений с целью выделения классификационных признаков и разработки алгоритмов классификации ПРЦ приведем краткий вывод оптимального алгоритма с тем, чтобы путем аргументированных его упрощений обосновать методологию получения рабочих алгоритмов классификации.

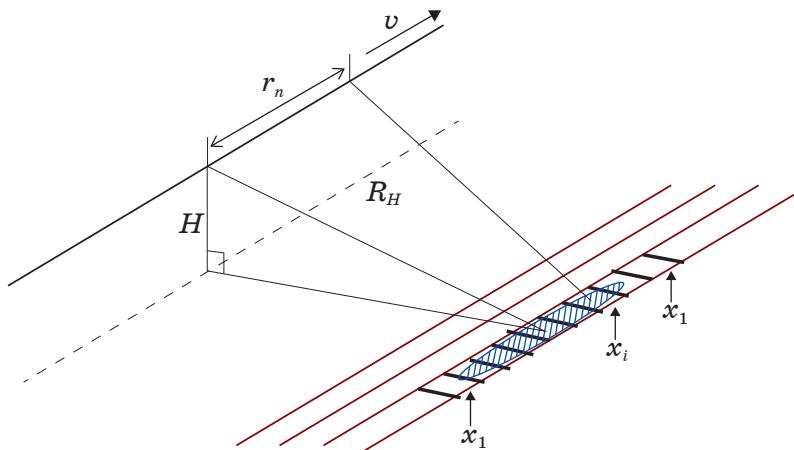
Решение этой проблемы в общем виде произведем при следующих предположениях:

1. Радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА) перемещается по прямолинейной траектории, использует импульсный широкополосный зондирующий сигнал, причем отсчеты радиолокационных изображений (РЛИ) различных каналов дальности могут считаться статистически независимыми. В связи с этим все дальнейшие рассуждения проводятся для одного канала дальности. Обобщение алгоритма на все РЛИ производится естественным образом на заключительном этапе вывода алгоритма классификации.

2. Весь участок поверхности, попадающий в один канал дальности, разбит на отдельные элементарные участки, состоящие, в свою очередь, из большого числа элементарных отражателей. Каждый элементарный участок определяется своей координатой  $x_i$  ( $i = 1, I$ ;  $I$  – общее число таких участков, расположенных в раскрытии реальной диаграммы направленности). Сигнал, отраженный от такого участка, представляет собой нормальный случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_m^2(x_i)$ , которая зависит от целого ряда параметров, в первую очередь от типа объекта, его индивидуальных особенностей, а также условий наблюдения. При обозначении мощности отраженного сигнала сохранен индекс  $m$ , характеризующий ее зависимость от номера класса объекта. Названная функция как раз и является той зависимостью, значения которой отличают один класс наблюдаемой ПРЦ от другого (лес от поля, дорогу от пашни и т. п.). Основные геометрические соотношения показаны на рис. 1.

3. Сигналы, отраженные различными элементарными участками поверхности, созданы физически различными отражателями и поэтому с достаточным основанием могут считаться статистически независимыми.

4. Вектор признаков, используемых для классификации (размерность вектора совпадает с числом классов), представляет собой вектор достаточных статистик (отношений правдоподобия) или его модификации, применение которых связано с недостаточной априорной информацией о характеристиках наблюдаемых поверхностей [3].



**Рис. 1.** Геометрия съемки с использованием РСА:  
 $v$  – скорость движения РСА,  $H$  – высота съемки,  $R_H$  – величина наклонной дальности до центра наблюдаемого участка поверхности,  
 $r_n$  – координата  $n$ -й точки приема отраженного сигнала

**Fig.1.** Geometry of the survey using synthetic aperture radar:  
 $v$  is the speed of the system,  $H$  is the height of the survey,  $R_H$  is the value of the slant range to the center of the observed surface area,  
 $r_n$  is the coordinate of the  $n$ -th point of receiving the reflected signal

С учетом принятых предположений комплексная амплитуда сигнала, принимаемого в  $n$ -й точке траектории от  $i$ -го элементарного участка поверхности с координатой  $x_i$  может быть записана в следующем виде:

$$U_n = \sum_{i=1}^I f_n^m(x_i) \exp(-j\varpi_0 \tau_n(x_i)) + N_n, \quad (1)$$

где  $\varpi_0$  – несущая частота;  $\tau_n(x_i)$  – запаздывание сигнала, принимаемого в  $n$ -й точке траектории от  $i$ -го элементарного участка наблюдаемой поверхности;  $f_n^m(x_i)$  – комплексная амплитуда сигнала, формируемого  $i$ -м элементарным участком поверхности объекта  $m$ -го класса в  $n$ -й точке приема;  $N_n$  – комплексная амплитуда  $n$ -го отсчета шума. Комплексная амплитуда (1) представляет собой выборочное значение нормальной случайной величины, имеющей следующие статистические характеристики:

$$M\{f_n^m(x_i)\} = 0, \quad (2)$$

$$M\{f_n^m(x_i) f_n^m(x_j)\} = \sigma_m^2(x_i) \delta_{ij}, \quad (3)$$

где  $\delta_{ij}$  – символ Кронекера;  $\sigma_m^2(x_i)$  – удельная эффективная поверхность рассеивания (ЭПР)  $m$ -го класса ПРЦ как функция от координат поверхности [4–6].

Запишем величину запаздывания отраженного сигнала от  $i$ -го элементарного участка до  $n$ -й точки траектории с использованием величины наклонной дальности до центра наблюдаемого участка  $R_H$ :

$$\tau_n(x_i) = \frac{2}{c} \sqrt{R_H^2 + (r_n - x_i)^2} \approx \frac{2R_H}{c} \left[ 1 + \frac{(r_n - x_i)^2}{2R_H^2} \right], \quad (4)$$

где  $c$  – скорость света;  $r_n$  – координата  $n$ -й точки приема отраженного сигнала.

Обобщая высказанные предположения, сформируем вектор наблюдаемых данных на выходе приемника локатора:

$$\mathbf{U} = \beta f^k + \mathbf{N}_{ns}, \quad (5)$$

где  $\beta = (S(x_1), \dots, S(x_I))$  – матрица  $(N_{imp} \times I)$ , состоящая из векторов:

$$S(x_i) = \|S(x_i^n)\| = \left\| \exp \left( j \frac{2\pi}{\lambda R_H} r_n^2 - j \frac{4\pi}{\lambda R_H} x_i r_n \right) \right\|, \quad (6)$$

задающих фазовое распределение сигнала, отраженного от  $i$ -го элемента поверхности, по точкам синтезируемой апертуры, имеющим координаты  $r_n$  ( $n = 1, N_{imp}$ ;  $N_{imp}$  – число принимаемых импульсов);  $f^k = \|f_i^k\| = \|f_n^k(x_i)\|$  – вектор комплексных амплитуд, размерность которого определяется числом отражающих элементарных участков поверхности;  $N_{ns}$  – вектор отсчетов шума, имеющего следующие статистические характеристики:

$$M\{N_{ns}\} = 0;$$

$$0,5M\{N_{ns}N_{ns}^{*T}\} = \mathbf{R}_{ns} = \sigma_{ns}^2 \times \mathbf{E},$$

где  $\mathbf{E}$  – единичная матрица, а  $\sigma_{ns}^2$  – дисперсия шума [7].

## Синтез алгоритма классификации

Для решения задачи классификации по какому-либо из статистических критериев: минимума среднего риска, максимума апостериорной плотности или максимального правдоподобия [8] (этот критерий в дальнейшем будет принят в качестве основного) – необходимо записать отношение правдоподобия:

$$\Delta_K = \frac{p(\mathbf{U} | \text{сигнал от цели } m\text{-го класса} + \text{шум})}{P(\mathbf{U} | \text{шум})}, \quad (7)$$

где  $P[\mathbf{U}]$  – условная плотность вероятности наблюдения вектора  $\mathbf{U}$  при наличии поверхности  $m$ -го класса и шума или только шума. Считая вектор  $\mathbf{U}$  гауссовским с нулевым математическим

ожиданием, что соответствует предыдущим рассуждениям, запишем отношение правдоподобия:

$$\Lambda_k = \frac{1}{|E + \beta Q_k \beta^{*T}|} \exp(-0.5 U^{*T} [R_{ns}^{-1} - R_{Cn_m}^{-1}] U), \quad (8)$$

где

$$R_{Cn_m} = \beta Q_m \beta^{*T} + R_{ns}, \quad (9)$$

$$Q_m = \begin{pmatrix} \sigma_{1m}^2 & & 0 \\ & \dots & \\ 0 & & \sigma_{Im}^2 \end{pmatrix} -$$

матрица мощностей сигналов от каждого из  $I$  элементарных участков, входящих в анализируемую поверхность  $m$ -го класса.

Учитывая специальный вид матрицы (9) и используя равенство Будбери, запишем логарифм отношения правдоподобия в следующем виде:

$$l_m = \ln \Lambda_m = 0.5 U^{*T} R_{ns}^{-1} \beta [E + Q_m \beta^{*T} R_{ns}^{-1} \beta]^{-1} \times \\ \times Q_m \beta^{*T} R_{ns}^{-1} U - S \ln(E + \beta Q_m \beta^{*T}), \quad (10)$$

здесь

$$Q_k = \begin{pmatrix} \sigma_{1m}^2 / \sigma_{uu}^2 & & 0 \\ & \dots & \\ 0 & & \sigma_{Im}^2 / \sigma_{uu}^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} q_{1m} & & 0 \\ & \dots & \\ 0 & & q_{Im} \end{pmatrix} - \quad (11)$$

диагональная матрица отношений мощностей сигналов от каждого  $i$ -го элементарного участка к мощности шума в одном импульсе.

Вводя новый вектор

$$F = \|F_i\| = \frac{1}{\sigma_{ns}} \beta^{*T} R_{ns}^{-1} U = \left\| \frac{1}{\sigma_{ns}} \sum_{n=1}^{N_H} U_n \exp \left( -j \frac{2\pi}{\lambda R_H} r_n^2 + j \frac{4\pi}{\lambda R_H} r_n x_i \right) \right\|, \quad (12)$$

компоненты которого представляют собой отсчеты комплексных амплитуд РЛИ, для достаточной статистики (логарифма отношения правдоподобия) получаем выражение [7]:

$$l_m = \ln \Lambda_m = 0.5 F^{*T} (E + Q_m \beta^{*T} \beta)^{-1} Q_m F - S \ln(E + \beta Q_m \beta^{*T}). \quad (13)$$

Считая размер элементарного участка поверхности равным размеру элемента разрешения по азимуту и пренебрегая влиянием соседних участков ( $\beta^{*T} \beta \approx N_{imp} E$ ), получаем выражение достаточной статистики:

$$l_m = \sum_{i=1}^I \frac{q_{im}}{1+q_{im}} \frac{|F_i|^2}{2} - \sum_{i=1}^I \ln(1+q_{im}), \quad (14)$$

где  $q_{im}$  ( $i = \overline{1, I}$ ;  $m = \overline{1, M}$ ) – отношение сигнал/шум в  $i$ -м элементе разрешения после когерентного накопления  $N_{imp}$  отсчетов;  $M$  – число классов.

При известных априори «радиолокационных портретах» (векторах  $q_{im}$ ) для каждого из классифицируемых типов поверхностей оптимальный алгоритм классификации состоит в том, чтобы вычислить достаточную статистику для каждого возможного  $m$  и выбрать максимальное значение:

$$\hat{m} = \arg \max_m \left\{ - \sum_{i=1}^I \left[ \frac{1}{1+q_{im}} \frac{|F_i|^2}{2} - \ln(1+q_{im}) \right] \right\}, \quad (15)$$

где символ « $\hat{\cdot}$ » обозначает оценку соответствующего параметра на этапе предварительного обучения.

Следует отметить, что «радиолокационные портреты» (РП) для различающихся условий наблюдения, как правило, не известны практически ни для одной ПРЦ, что приводит к необходимости их оценки на этапе предварительного обучения. Соответственно алгоритм классификации имеет вид:

$$\hat{m} = \arg \min_m \left\{ \sum_{i=1}^I \frac{1}{1+\hat{q}_{im}} \frac{|F_i|^2}{2} - \hat{C}_m \right\}. \quad (16)$$

Следует обратить особое внимание на тот факт, что достоверная оценка РП представляет собой очень сложную в организационном и вычислительном плане задачу, в первую очередь из-за чрезвычайно большого объема факторов, влияющих на вид радиолокационного портрета. К таким факторам можно отнести зависимость РП от условий наблюдения ( дальность, ракурс, длина волны, поляризация), погодных и климатических условий, времени суток и времени года, индивидуальных особенностей, конфигурации и электродинамических свойств наблюдаемых объектов. В то же время очевидно, что в любом случае основой решения задачи классификации является вектор достаточных статистик

$$\vec{l} = \|l_m\| = \left\| \sum_{i=1}^I \frac{|F_i|^2}{1+\hat{q}_{im}} \right\|, \quad (17)$$

Этот вектор является оптимальным вектором признаков для формирования решающего пространства и принятия решения, так как константы  $\hat{C}_m$  не зависят от наблюдаемых данных. Ис-

пользование этого вектора представляет основу для классификации. Его следует применять на практике во все более возрастающей степени по мере создания банка радиолокационных портретов, полученных в разных условиях наблюдения.

Поскольку на этапе эскизного проектирования говорить о наличии представительного банка РП, безусловно, преждевременно, для синтеза алгоритма классификации приходится использовать те исходные данные о различии объектов, которые не вызывают сомнений и имеют ясное физическое обоснование. Такими робастными признаками являются размеры и общая ЭПР ПРЦ, в то время как индивидуальные (присущие конкретному участку поверхности) признаки, содержащиеся в РП цели, на этом этапе априори не известны. В тех случаях, когда какие-либо надежные сведения о распределении ЭПР по поверхности цели отсутствуют, целесообразно считать такое распределение равномерным с тем, чтобы ориентироваться на худшую ситуацию, ибо наличие индивидуальных особенностей, отличающих один класс от другого, не может, по крайней мере потенциально, ухудшить эффективность распознавания.

В этом случае при формировании весовых коэффициентов, зависящих от  $\hat{q}_{im}$ , не используется информация о «тонкой» структуре РП, но учитываются априорные сведения об отличии классов объектов по размерам и ориентации областей, занимаемых «портретами» РПЦ на РЛИ. Названные области, в свою очередь, существенно зависят от условий наблюдения, в частности оценок наклонной дальности и ракурса (при наличии).

В этом случае компоненты вектора  $\vec{l}$  вычисляются путем суммирования отсчетов РЛИ в пределах области, зависящей от номера конкурирующей гипотезы:

$$l_m = \sum \Omega_m(\phi) |F_i|^2. \quad (18)$$

Более подробно алгоритм выглядит следующим образом.

По наблюдаемому РЛИ, предъявленному к классификации, прежде всего производятся две операции:

1) оценка области, занятой элементами ПРЦ на изображении, например путем сравнения отсчетов с порогом, установленным по уровню шума;

2) оценка ракурса  $\phi$ , использующая только те отсчеты РЛИ, которые отнесены к цели по результатам предыдущей пороговой обработки.

Поскольку размерность вектора равна числу конкурирующих гипотез, при обучении необходимо моделировать  $T$  выборочных векторов  $l_t$  ( $t=1, T$ ) при задании объектов каждого из  $M$  классов.

сов, расположенных под ракурсом, величина которого оценивается по наблюдаемому РЛИ

$$l_t^{m0} = \|l_{ltk}^{m0}\| = \left\| \sum_{\Omega_m(\varphi)} |F_i|_{tm_0}^2 \right\|, \quad (19)$$

где  $|F_i|_{tm_0}^2$  –  $i$ -й отсчет  $t$ -й обучающей выборки при условии, что объект относится к классу  $m_0$ . Следует обратить внимание на отличие индексов  $t$  и  $m_0$ . Первый из них – координата вектора, а второй – номер объекта, для которой производится моделирование выборочных отсчетов РЛИ  $|F_i|_{tm_0}^2$  на этом этапе обучения.

В результате обучения формируются оценки векторов выборочных средних:

$$l^{m0} = \|l_k^{m0}\| = \left\| \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T l_{tm}^{m0} \right\| \quad (20)$$

и выборочных дисперсий:

$$(\sigma^{m0})^2 = \|(\sigma_m^{m0})^2\| = \left\| \frac{1}{T} \sum_{l=1}^T (l_{tm}^{m0} - l_m^{m0})^2 \right\|. \quad (21)$$

Принятие решения производится по минимуму расстояния:

$$\hat{m}_0 = \arg \min_{m0} \sqrt{\sum_{m=1}^M \frac{(l_m - l_m^{m0})^2}{(\sigma_m^{m0})^2}}. \quad (22)$$

## Анализ эффективности алгоритма классификации

Для иллюстрации работы предлагаемого алгоритма рассмотрим решение задачи классификации трех объектов, отличающихся своими размерами  $\Omega_1$ ,  $\Omega_2$ ,  $\Omega_3$ .

Пусть наблюдаемая цель расположена в одном канале дальности, имеет одинаковую удельную ЭПР и отличается от других своими размерами, другими словами, количеством элементов разрешения, занятых РЛИ цели. Малая цель (класс S) занимает  $N_S$  элементов, средняя (класс M) –  $N_M$  и большая (класс B) –  $N_B$ . Начало цели совместим с началом координат. На рис. 2 приведены зависимости удельной ЭПР  $\sigma(i)$  от координат  $i$ .

Рассмотрим функционирование оптимального алгоритма вычисления признаков. Он вычисляет три числа  $\lambda_S$ ,  $\lambda_M$ ,  $\lambda_B$ :

$$\lambda_S = \sum_{i=1}^{N_S} |F_i|^2; \quad \lambda_M = \sum_{i=1}^{N_M} |F_i|^2; \quad \lambda_B = \sum_{i=1}^{N_B} |F_i|^2. \quad (23)$$

При наблюдении «малой» цели все три числа имеют близкие значения (вторая и третья суммы отличаются от первой только суммированием шумовых отсчетов; при отсутствии шума (как на рис. 2) дополнительные числа просто равны нулю. При наблюдении «средней» цели первая сумма существенно не изменяется (суммируются те же числа, а вот вторая и третья заметно возрастают за счет добавления сигнальных отсчетов. В случае наблюдения «большой» цели первая и вторая суммы существенно не изменяются, что и при наблюдении «средней» цели, а третья сумма возрастает (добавление сигнальных отсчетов). Указанные соображения иллюстрируются на рис. 2.

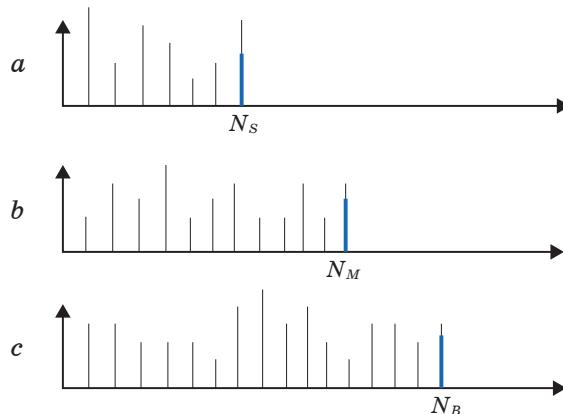


Рис. 2. Отсчеты РЛИ для: *a* – малой; *b* – средней; *c* – большой целей. Распределение числовых значений подчинено экспоненциальному распределению

Fig. 2. Radar image readings sampled for the *a* – small; *b* – medium; *c* – big targets. The distribution of numeric values is an exponential one

При достаточном отличии в размерах целей в признаковом пространстве образуются три сгруппированные области, характерных для наблюдения каждой из трех целей (рис. 3) Далее решение принимается по одному из известных методов (минимум среднеквадратичного расстояния до центра, метод *K* ближайших соседей и т.п.) [3; 8–10].

Моделируя отдельные отсчеты в виде случайных чисел с экспоненциальным распределением (такое распределение имеют отсчеты мощности при исходном нормальном распределении на входе приемника) и варьируя различие в размерах (средняя от малой, большая от средней отличаются по размерам на относительную величину  $\delta$ , %), получаем зависимость вероятности ошибки *P* от различия в размерах (рис. 4.) Число отсчетов, приходящихся на «малую» цель, фиксировано и равно 5.

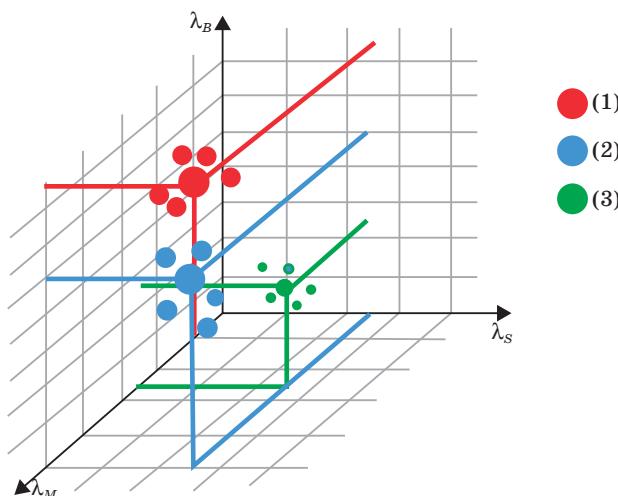


Рис. 3. Группировка признаков ПРЦ для: 1) цели класса S; 2) цели класса M; 3) цели класса B в пространстве признаков

Fig. 3. Grouping features of a spatially distributed target for a (1) class S target; (2) class M target; (3) class B target in the feature space

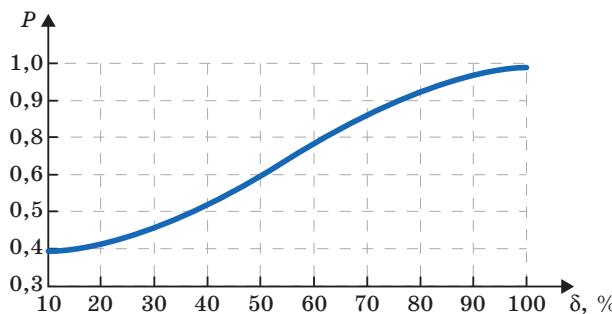


Рис. 4. Зависимость вероятности правильной классификации от различия в размерах ПРЦ

Fig. 4. Dependence of the probability of correct classification on the difference in the size of a spatially distributed targets

## Заключение

Рассмотрена методология построения алгоритма классификации ПРЦ, опирающаяся на понятие достаточной статистики, поскольку вектор достаточных статистик является оптимальным набором признаков, позволяющим решить задачу классификации наилучшим образом в рамках критерия минимума среднего риска. В то же время формирование названного вектора наталкивается на практически непреодолимые трудности из-за очень большой априорной неопределенности. В связи с этим целесо-

образно искать признаки классификации, начиная с вектора достаточных статистик, при его последовательном упрощении путем отказа от тех деталей и тонких особенностей, которые недоступны классификатору в условиях реальной работы.

По данным, полученным с помощью радиолокационных систем бокового обзора, методом искусственного синтезирования апертуры формируется РЛИ наблюдаемой цели. Полученный вектор отсчетов умножается на  $M$  векторов, каждый из которых соответствует одному из возможных ожидаемых классов ПРЦ. В результате формируется вектор, размерность которого совпадает с числом классов и вслед за этим определяется  $M$  расстояний между полученным вектором (вектором признаков) и  $M$  областями, полученными на этапе обучения. Каждая такая область сформирована вектором признаков, соответствующих каждому из  $M$  возможных классов ПРЦ.

Если различаемые гипотезы представляют собой РЛИ однородных поверхностей с различными отражающими свойствами (различными для отличающихся классов, но одинаковыми в пределах синтезированного участка наблюдения ЭПР), то есть  $\sigma_m^2(x_i) = \sigma_m^2$  для всех  $i = 1, I$ , причем число классов  $M$  считается известным, а значения  $\sigma_m^2$  неизвестны, применяется непараметрическое правило классификации, заключающееся в сравнении оценки плотности вероятности (гистограммы) случайной величины  $l = \sum |F_i|^2$  с полученными на этапе обучения  $m$  оценками плотностей вероятности соответствующих случайных величин (сумм квадратов амплитуды) для каждого из возможных  $M$  классов поверхностей, расположенных на траектории прогнозируемого полета летательного аппарата.

## Список литературы

1. Takeuchi S., Suga Y., Yonezawa C., Chen A. J. Detection of urban disaster using InSAR. A case study for the 1999 Great Taiwan Earthquake. In: *IGARSS 2000. IEEE 2000 International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Taking the Pulse of the Planet: The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Honolulu, 24–28 July 2000*. IEEE; 2000. Vol. 1, pp. 339–341. DOI: 10.1109/IGARSS.2000.860512
2. Кондратенков Г. С., Потехин В. А., Реутов А. П., Феоктистов Ю. А. *Радиолокационные станции обзора Земли*. М.: Радио и связь; 1983. 271 с.
3. Доросинский Л. Г., Виноградова Н. С. *Теория и практика обработки сигналов в многопозиционных космических РСА*. М.: Издательский дом «Академия естествознания»; 2020. 271 с.
4. Валеев В. Г. *Помехоустойчивость радиотехнических измерительных систем*. Свердловск: Уральский политехнический институт им. С. М. Кирова; 1987. 101 с.

5. Ван Трис Г. *Теория обнаружения, оценок и модуляции*. М.: Советское радио; 1972. 744 с.
6. Богданович В.А., Вострецов А.Г. *Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов*. М.: Физматлит; 2003. 320 с.
7. Горяинов В.Б., Павлов И.В., Цветкова Г.М. и др. *Математическая статистика*. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана; 2001. 424 с.
8. Террайн Ч.У., Куатьери Т.Ф., Даржон Д.Е. Алгоритмы анализа изображений, основанные на статистических моделях. *ТИИЭР*. 1986;72(4):4–26.
9. Растрогин Л.А., Эрингштейн Р.Х. *Метод коллективного распознавания*. М.: Энергоиздат; 1981. 80 с.
10. Мясников Ф.С., Иванов О.Ю. Обнаружение изменений на земной поверхности по данным дистанционного зондирования. В: Тягунов А.Г. (ред.) *Компьютерный анализ изображений: Интеллектуальные решения в промышленных сетях (CAI-2016): материалы 1-й Междунар. конф., Екатеринбург, 5–6 мая 2016 г.* Екатеринбург: Изд-во УМЦ УПИ; 2016. С. 161–162. Режим доступа: <http://hdl.handle.net/10995/43746>

## References

1. Takeuchi S., Suga Y., Yonezawa C., Chen A.J. Detection of urban disaster using InSAR. A case study for the 1999 Great Taiwan Earthquake. In: *IGARSS 2000. IEEE 2000 International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Taking the Pulse of the Planet: The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Honolulu, 24–28 July 2000*. IEEE; 2000. Vol. 1, pp. 339–341. DOI: 10.1109/IGARSS.2000.860512
2. Kondratenkov G.S., Potekhin V.A., Reutov A.P., Feoktistov Yu.A. *Earth survey radars*. Moscow: Radio i svyaz; 1983. 271 p. (In Russ.)
3. Dorosinsky L.G., Vinogradova N.S. *Theory and practice of signal processing in multi-position spaceborne SARs*. Moscow: Akademiya estestvoznaniya; 2020. 271 p. (In Russ.)
4. Valeev V.G. *Immunity of radio engineering measuring systems*. Sverdlovsk: Ural Polytechnic Institute named after C.M. Kirov; 1987. 101 p. (In Russ.)
5. Van Trees H.L. *Detection, estimation, and modulation theory*. Moscow: Sovetskoe radio; 1972. 744 p. (In Russ.)
6. Bogdanovich V.A., Vostretsov A.G. *The theory of robust signal detection, discrimination and estimation*. Moscow: Fizmatlit; 2003. 320 p. (In Russ.)
7. Goryainov V.B., Pavlov I.V., Tsvetkova G.M. et al. *Math statistics*. Moscow: Moscow State Technical University N.E. Bauman; 2001. 424 p. (In Russ.)
8. Terrain Ch. U., Kuatieri T. F., Darzhon D. E. Image analysis algorithms based on statistical models. *TIIER*. 1986;72(4):4–26. (In Russ.)
9. Rastrigin L.A., Erinshtein R.Kh. *Collective recognition method*. Moscow: Energoizdat; 1981. 80 p. (In Russ.)

10. Myasnikov F.S., Ivanov O.Yu. Change detection of the earth's surface based on remote sensing. In: Tyagunov A.G. (ed.) *Computer Image Analysis: Intelligent Solutions in Industrial Networks (CAI-2016): Proceedings of the 1<sup>st</sup> International Conference, Ekaterinburg, May 5–6, 2016*. Ekaterinburg: UMTs UPI; 2016, pp. 161–162. (In Russ.) Available at: <http://hdl.handle.net/10995/43746>

## Информация об авторах

**Виноградова Нина Сергеевна** – окончила физический факультет Уральского государственного университета им. А.М. Горького (2009), магистр. С 2015 г. – старший преподаватель, зам. директора департамента радиоэлектроники и связи ИРИТ-РТФ

**Доросинский Леонид Григорьевич** – доктор технических наук, профессор. С 2016 г. – директор департамента радиоэлектроники и связи ИРИТ-РТФ.

## Information about the authors

**Nina S. Vinogradova** – A graduate of the Faculty of Physics of Gorky Ural State University (2009), Master of Physics. Nowadays she works as a senior lecturer and a subhead of the department of Radioelectronics and Communications of the Institute of Radioelectronics and IT of Ural Federal University.

**Leonid G. Dorosinsky** – A Doctor of Technical sciences, professor. Nowadays he works as the Head of the department of Radioelectronics and Communications of the Institute of Radioelectronics and IT of Ural Federal University.

Поступила / Received: 13.09.2021

Принята в печать / Accepted: 11.10.2021

## Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2021.5.3.005

УДК 621.372

## Учет паразитных эффектов при измерении эффективной диэлектрической проницаемости методом четвертьволнового резонатора

А. В. Коренев<sup>1, 2</sup>✉, Г. Г. Гошин<sup>1</sup><sup>1</sup> Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40<sup>2</sup> Иркутский релейный завод, Россия, 664074, г. Иркутск, ул. Байкальская, 239

✉ korenev\_av@irzirk.ru

**Аннотация**

В статье предложена методика измерения диэлектрической проницаемости опорных шайб коаксиальных соединителей на основе четвертьволнового коаксиального резонатора. Проведен анализ, аппроксимация и учет паразитных эффектов, оказывающих наибольшее влияние на результат измерения диэлектрической проницаемости. Проведено сравнение результатов измерения шайб из разных материалов по предложенной методике с диэлектрической проницаемостью, измеренной на эталонной установке. Полученные результаты говорят о точности измерения эффективной диэлектрической проницаемости шайб по предложенному методу, сравнимой с точностью метода объемного резонатора для стержневых образцов  $H_{01p}$  по ГОСТ 8.623-2015.

**Ключевые слова**

коаксиальные резонаторы, диэлектрическая проницаемость, метод коначных элементов

**Для цитирования**

Коренев А. В., Гошин Г. Г. Учет паразитных эффектов при измерении эффективной диэлектрической проницаемости методом четвертьволнового резонатора. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):272–283. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.005.

## Accounting of the parasitic effects during measurement of the effective permittivity using the quarter-wavelength resonator method

А. В. Коренев<sup>1, 2</sup>✉, Г. Г. Гошин<sup>1</sup><sup>1</sup> Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, prospect Lenin, 634050, Tomsk, Russia<sup>2</sup> JSC “Irkutskiy Releyniy Zavod” 239, Bajkalskaya Str., 664074, Irkutsk, Russia

✉ korenev\_av@irzirk.ru

**Abstract**

The analysis, approximations and accounting of the influence of the main parasitic effects that affect the results of the measurement are

provided in this paper. The method of dielectric constant measurement of coaxial connectors support beads is suggested. The comparison between the acquired results using the suggested method and the reference is made. The results suggest that the method can be used for dielectric constant measurement of the coaxial connector support beads with the accuracy comparable to the method of the volume resonator for rod samples  $H_{01p}$  by GOST 8.623-2015.

### Keywords

coaxial resonator, dielectric constant, finite element method

### For citation

Korenev A. V., Goshin G. G. Accounting of the parasitic effects during measurement of the effective permittivity using the quarter-wavelength resonator method. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):272–283. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.005.

## Введение

Коаксиальные четвертьволновые резонаторы СВЧ широко применяются в качестве колебательных систем усилителей и генераторов. На их основе удобно изготавливать перестраиваемые фильтры СВЧ [1].

В данной работе рассматривается использование четвертьволновых коаксиальных резонаторов для измерения диэлектрической проницаемости опорных шайб коаксиальных соединителей. Коаксиальные резонаторы подходят для этой цели, так как распределение электромагнитного поля в них подобно тому, которое присутствует в соединителях, а значит, возможно измерение эффективной диэлектрической проницаемости шайб с внутренними полостями. Потребность в измерении параметров таких шайб возникает в связи с развитием технологий 3D-печати, появлением новых материалов [2], а также потребностью некоторых отраслей промышленности в изготовлении относительно небольших партий соединителей оригинальной конструкции. Предлагаемое непосредственное измерение эффективной диэлектрической проницаемости шайб методом четвертьволнового коаксиального резонатора позволяет отказаться от сложных и длительных измерений геометрических размеров шайб и при этом проводить их отбраковку на ранних стадиях.

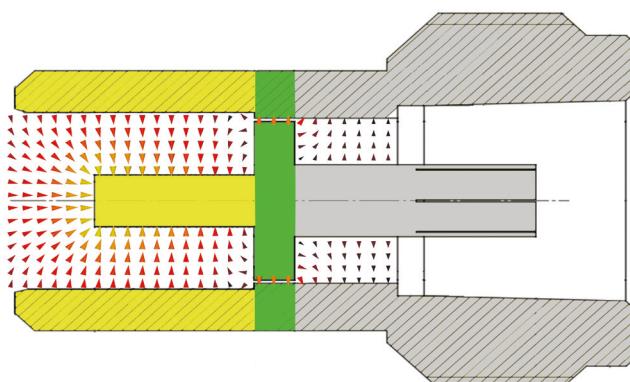
Целью данной работы является исследование основных паразитных явлений, влияющих на резонансную частоту четвертьволнового резонатора с диэлектрической шайбой и их аппроксимация с точностью, необходимой для проведения измерений диэлектрической проницаемости, а также разработка методики, пригодной для проведения измерений диэлектрической проницаемости шайб на производстве.

## Основная часть

Четвертьволновый коаксиальный резонатор представляет собой отрезок коаксиальной линии, ограниченный с одной стороны проводящей стенкой, а с другой – отрезком круглого волновода, диаметр которого равен диаметру коаксиальной линии. Для обеспечения режима холостого хода на разомкнутом конце коаксиальной линии критическая частота волновода должна быть выше резонансной частоты пустого резонатора.

Разомкнутый конец коаксиальной линии, переходящей в круглый волновод, обладает некоторой паразитной емкостью, обусловленной просачиванием поля из коаксиальной линии в круглый волновод. Величина емкости зависит от размеров коаксиальной линии, параметров диэлектрика и частоты. Частотная зависимость емкости резко увеличивается по мере приближения резонансной частоты резонатора к критической частоте круглого волновода [3]. В работах [4–5] предложены варианты расчета краевой емкости. В качестве альтернативы возможно непосредственное измерение коэффициента отражения от разомкнутого конца линии с последующей полиномиальной аппроксимацией [6]. Полученная аппроксимация либо рассчитанное значение используется для определения глубины просачивания поля в волновод, что оказывает существенное влияние на резонансную частоту резонатора.

Возбуждение рассматриваемого резонатора возможно через зазор в токопроводящей стенке. На рис. 1 представлена конфигурация Е- поля резонатора с возбудителем. Как видно на рисунке,



**Рис. 1.** Конфигурация электрической компоненты поля в резонаторе с возбудителем. Желтым цветом выделен резонатор, зеленым – возбудитель

**Fig. 1.** E-field configuration in the resonator with a feeder. Resonator is highlighted by yellow, feeder – green

поле в объеме резонатора вытесняется от зазора противоположно направленным полем возбудителя, в результате чего уменьшается эффективная длина резонатора.

Подключение источника колебаний резонатору осуществляется через интерфейс типа N, который на рис. 1 выделен серым цветом.

Резонансная частота резонатора с возбудителем вычисляется по формуле:

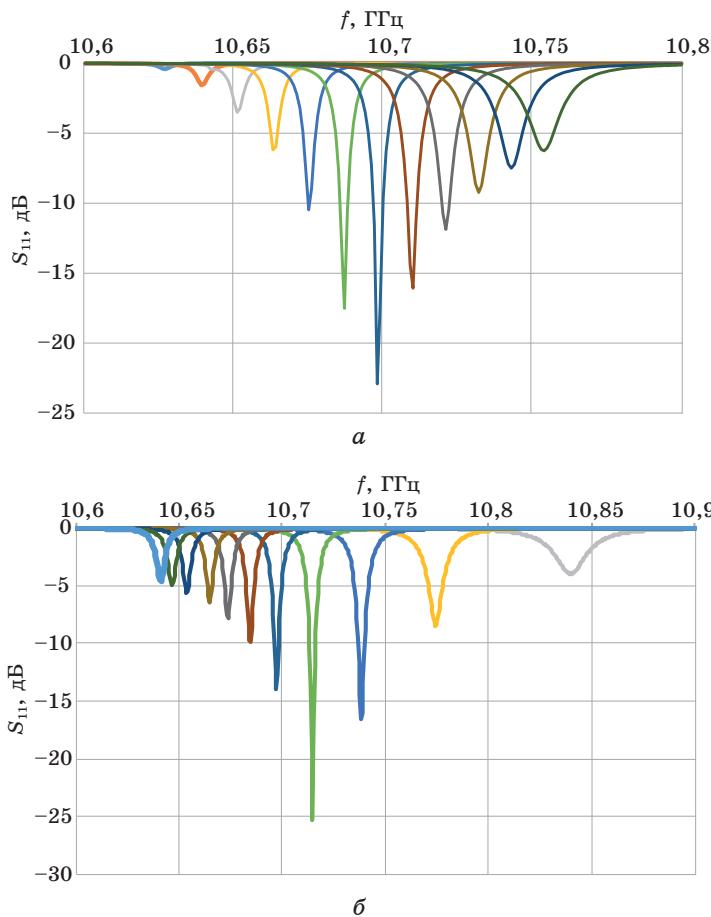
$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{l_p \sqrt{\epsilon} + l_{\Pi} - l_{B}}, \quad (1)$$

где  $l_p$  – длина центрального проводника коаксиальной линии резонатора;  $l_{\Pi}$  – глубина просачивания поля в круглый волновод;  $l_B$  – поправка на влияние возбудителя;  $c$  – скорость света в вакууме.

Коэффициент связи с резонатором желательно иметь как можно меньше, так как таким образом уменьшается влияние возбудителя на эффективную длину резонатора и на результат измерения диэлектрической проницаемости образца. Уменьшить коэффициент связи можно путем уменьшения зазора в токопроводящей стенке и/или увеличения толщины стенки. Уменьшение зазора наталкивается на технологическую проблему, связанную с точностью изготовления деталей возбудителя. Практически величина зазора ограничена значениями в интервале 0,015–0,025 мм даже при изготовлении деталей на точном современном оборудовании. Увеличение толщины стенки короткозамыкателя, пропорциональное уменьшению зазора, приводит к более сильному увеличению потерь [1].

На рис. 2 изображены зависимости  $S_{11}$  от частоты пустых резонаторов одинаковой конфигурации с внутренним диаметром наружного проводника ( $D$ ) 7,5 мм, диаметром центрального проводника ( $d$ ) 2,2 мм при разной толщине стенки возбудителя (рис. 2a) и величины зазора (рис. 2б). Зависимости получены путем моделирования резонатора методом конечных элементов (МКЭ). Данные размеры резонатора были выбраны для измерения серийно изготавливаемых шайб, однако в ходе моделирования резонаторов с разными размерами, в том числе для шайб соединителей типа SMA, было установлено, что наблюдаемые закономерности справедливы и для них.

Изменение резонансной частоты резонатора при изменении зазора практически линейно и стремится к собственной резонансной частоте резонатора (без возбудителя) при приближении толщины зазора к нулю (рис. 2б).



**Рис. 2.**  $S_{11}$  резонаторов с зазором от 60 мкм справа до 5 мкм слева с шагом 5 мкм при толщине стенки 2,25 мм (а) и толщиной стенки от 1 мм справа до 6 мм слева с шагом 0,5 мм при зазоре 30 мкм (б)

**Fig. 2.**  $S_{11}$  of resonators with different feeder gap (a) and thickness (b)

При увеличении толщины стенки (рис. 2а) волновое сопротивление резонатора на резонансной частоте ( $Z_0$ ) и  $l_B$  уменьшаются. Резонансная частота ( $f_0$ ) асимптотически приближается к некой величине, которая, однако, выше резонансной частоты резонатора без возбудителя. Также обращает на себя внимание тот факт, что увеличение толщины стенки на одну и ту же величину приводит каждый раз к все более малому изменению  $f_0$ .

Данное явление является следствием изменения  $S_{21}$  короткозамыкателя при изменении его размеров. При увеличении толщины стенки при заданном зазоре  $S_{21}$  уменьшается до некоторого минимального значения, определяемого отношением

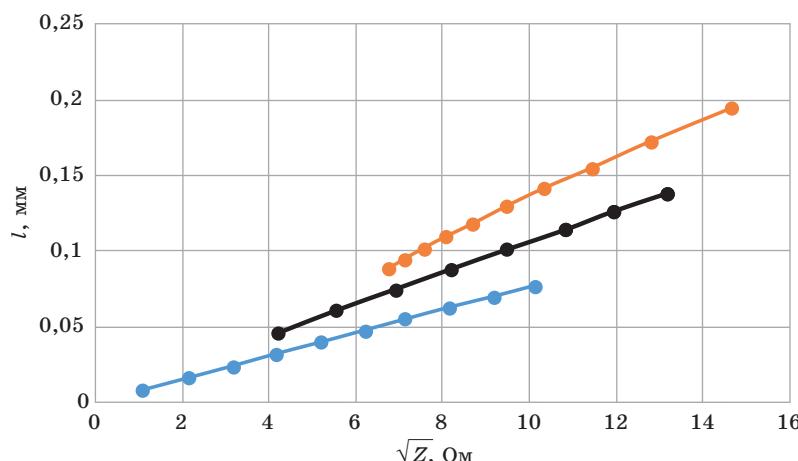
волновых сопротивлений подводящей линии (которая, как правило, равняется 50 Ом), короткозамыкателя и резонатора [1].

Определение  $S_{21}$  возбудителя в реальной системе сопряжено с большими трудностями ввиду того, что допуски на изготовление его деталей как правило сравнимы с величиной зазора. Также в зависимости от конструкции резонатора возможно появление дополнительного эксцентрикситета в зазоре после помещения шайбы в резонатор. В качестве практической альтернативы возможен расчет  $l_B$  по измеренному значению  $Z$  на резонансной частоте.

На рис. 3 представлены зависимости  $l_B$  от  $\sqrt{Z}$  для трех резонаторов разных размеров при изменении зазора и длины короткозамыкателя, полученные путем моделирования резонансной частоты резонатора при помощи МКЭ. Зависимости близки к линейным и могут быть аппроксимированы (3):

$$l_B = k \cdot \sqrt{Z}. \quad (2)$$

Коэффициент  $k$  может быть найден при измерении  $S_{11}$  пустого резонатора при известной длине резонатора и величине проникновения поля из коаксиальной линии в круглый волновод.



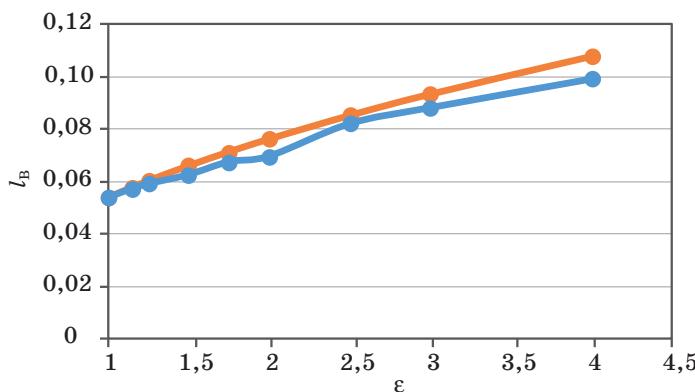
**Рис. 3.** Зависимость  $l_B$  от  $\sqrt{Z}$  для резонаторов разной конфигурации: синяя линия соответствует резонатору с  $D = 7,5$  мм,  $d = 1,54$  мм, толщина возбудителя 2,25 мм, зазор от 5 мкм до 50 мкм; серая соответствует резонатору с  $D = 4,1$  мм,  $d = 1,3$  мм, толщина стенки 2,25 мм, зазор от 15 мкм до 50 мкм; оранжевая соответствует резонатору с  $D = 7,5$  мм,  $d = 3$  мм, зазором 45 мкм и толщиной стенки от 1 мм до 3,5 мм

**Fig. 3.** Dependence of  $l_B$  on  $\sqrt{Z}$  for resonators of different size: the blue line corresponds to a resonator with  $D = 7.5$  mm,  $d = 1.54$  mm, feeder thickness 2.25 mm, gap from 5um to 50 um; the grey line corresponds to a resonator with  $D = 4.1$  mm,  $d = 1.3$  mm, feeder thickness 2.25 mm, gap from 15 um to 50 um; the orange line corresponds to a resonator with  $D = 7.5$  mm,  $d = 3$  mm, gap 45 um and feeder thickness from 1 mm to 3.5 mm

Для определения влияния  $\epsilon$  образца на  $l_B$  было проведено численное моделирование при помощи МКЭ резонаторов с различным соотношением диаметров центрального и наружного проводников. Уменьшение резонансной частоты из-за увеличения  $\epsilon$  образца компенсировалось укорочением резонатора. На рис. 4 представлена зависимость  $l_B$  от  $\epsilon$  для резонатора с  $D = 7,5$  мм,  $d = 2,2$  мм, которая типична для резонаторов такой конструкции и может быть аппроксимирована как:

$$l_B = l_{B_0} \cdot \sqrt{\epsilon}, \quad (3)$$

где  $l_{B_0}$  – влияние возбудителя в пустом резонаторе.



**Рис. 4.** Зависимость влияния возбудителя от  $\epsilon$  образца: оранжевая линия соответствует модели, синяя – аппроксимации

**Fig. 4.** Dependence of the feeder impact on the specimen dielectric constant: the orange line corresponds to a FEM model, the blue line – approximation

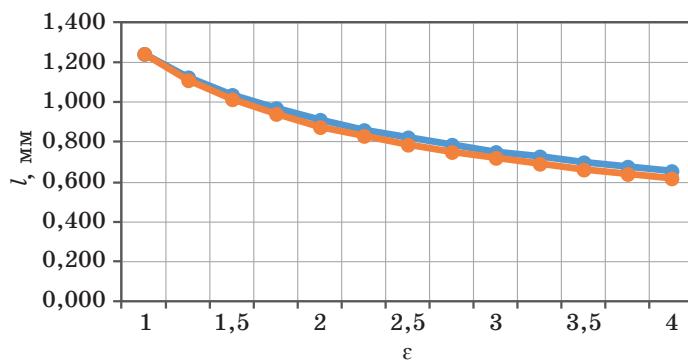
Как видно на графике (рис. 2), предложенная аппроксимация позволяет учесть зависимость  $l_B$  от  $\epsilon$  с точностью порядка 10 мкм при величине  $l_B$  около 100 мкм.

При помощи МКЭ было исследовано влияние  $\epsilon$  образца на  $l_{\Pi}$ . Результаты моделирования для резонатора с  $D = 7,5$  мм,  $d = 2,2$  мм представлены на рис. 5. Полученные результаты были аппроксимированы соотношением:

$$l_{\Pi} = \frac{l_{\Pi_0}}{\sqrt{\epsilon}}, \quad (4)$$

где  $l_{\Pi_0}$  – величина просачивания в пустом резонаторе.

Разница между результатами, полученными при помощи МКЭ и аппроксимации составляет не более 3 % в диапазоне частот до 20 ГГц для резонаторов, предназначенных для шайб соединителей типа N и SMA.



**Рис. 5.** Зависимость  $l_{\Pi}$  от  $\varepsilon$  образца:  
 синяя линия – расчет МКЭ, оранжевая – аппроксимация  
**Fig. 5.** Dependence of the circular waveguide leakage  
 on the bead dielectric constant:  
 the blue line – FEM model, the orange line – approximation

Подставляя полученные соотношения (2), (3), (4) в (1) получим формулу для резонансной частоты резонатора с шайбой:

$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{l_p \sqrt{\varepsilon} + \frac{l_{\Pi_0}}{\sqrt{\varepsilon}} - k \cdot \sqrt{Z_{\varepsilon}} \cdot \sqrt{\varepsilon}}. \quad (5)$$

Для резонатора без шайбы имеем:

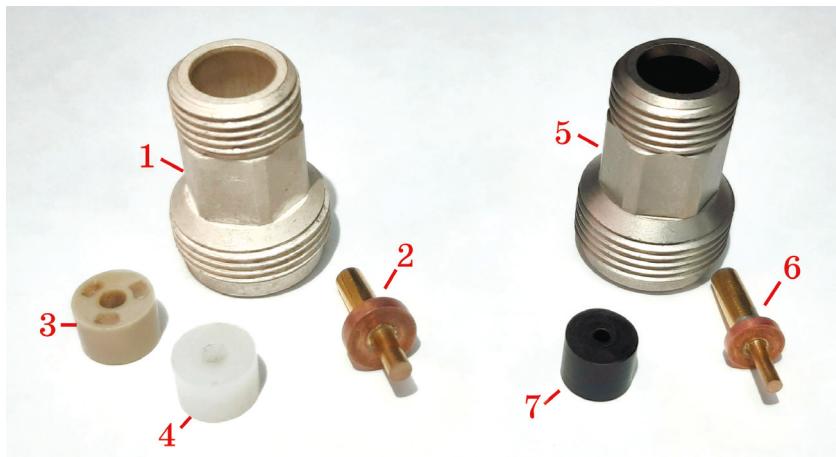
$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{l_p + l_{\Pi_0} - k \cdot \sqrt{Z_0}}. \quad (6)$$

Для расчета диэлектрической проницаемости шайбы необходимо сначала решить уравнение (6) относительно  $k$ , воспользовавшись результатами измерения  $f_0$  и  $Z_0$ . Затем, с известным  $k$ , необходимо решить уравнение (5), представляющее собой квадратное уравнение относительно  $\varepsilon$ . Решением уравнения будет  $\varepsilon \geq 1$ .

## Результаты измерений

Для опробования методики было изготовлено два резонатора с шайбами из материалов полиимид (ПИ), полиэфирэфиркетон (ПЭЭК) и Арфлон AR200 (рис. 6). Шайбы из ПИ и AR200 выполнены из целых кусков материала, а в шайбе из ПЭЭК выполнены проточки для снижения ее диэлектрической проницаемости.

Центральные проводники резонаторов покрыты золотом, на каждый из них припаяно медное кольцо, являющееся возбудителем. Корпус резонатора для AR200 для ПЭЭК покрыт серебром, а для ПИ – никелем. Основные геометрические размеры резонаторов и шайб представлены в табл. 1.



**Рис. 6.** Внешний вид измеряемых шайб и резонаторов:  
 1 – корпус резонатора 1; 2 – центральный проводник с возбудителем резонатора 1; 3 – шайба из ПЭЭК; 4 – шайба из AR200; 5 – корпус резонатора 2; 6 – центральный проводник с возбудителем резонатора 2; 7 – шайба из ПИ

**Fig. 6.** Beads and resonators under test:  
 1 – resonator 1 body; 2 – resonator 1 center conductor with a feeder;  
 3 – PEEK bead; 4 – AR200 bead; 5 – resonator 2 body; 6 – resonator 2 center conductor with a feeder; 7 – PI bead

**Таблица 1.** Геометрические размеры резонаторов

**Table 1.** Sizes of the resonators under test

№	Изолятор	$L_p$ , мм	$d$ , мм	$D$ , мм	Толщина стенки возбудителя, мм	Величина зазора, мм
1	AR200, ПЭЭК	5,40	2,20	7,50	2,00	~0,04
2	Полиимид	5,40	1,54	6,90	1,25	~0,02

Диэлектрические параметры материалов были предварительно измерены методом объемного резонатора для стержневых образцов  $H_{01p}$  по ГОСТ8.623-2015 и представлены в табл. 2.

**Таблица 2.** Диэлектрические параметры измеряемых материалов

**Table 2.** Dielectric properties of the materials under test

Материал	$\epsilon$	$\operatorname{tg} \delta$	$f_0$ , ГГц
AR200	$2,06 \pm 2\%$	$5,7 \times 10^{-4} \pm 20\%$	9,93
ПЭЭК	$3,2 \pm 2\%$	$3,1 \times 10^{-3} \pm 20\%$	9,67
ПИ	$3,23 \pm 1\%$	$1,8 \times 10^{-3} \pm 20\%$	7,84

Измерения  $S_{11}$  резонаторов проводились на векторном анализаторе цепей Keysight E5071C, калиброванном в сечении соединителей типа N (тракт 7/3,04) калибровочным набором Ми-

кран НКММ-11Р, после чего опорная плоскость была сдвинута к возбудителю. Геометрические размеры деталей измерялись при помощи микрометров и индикаторов часового типа с точностью 0,02 мм. Результаты измерений расчетов представлены в табл. 3.

**Таблица 3.** Результаты расчета  
диэлектрической проницаемости шайб

**Table 3.** Results of the dielectric constant calculations

Шайба	$f_0$ , МГц	$Z_0$ , Ом	$k$	$L_{\text{пп}}$ , мм	$\epsilon$
<i>Резонатор 1</i>					
Воздух	11505	54,5	0,017	1,245	1
AR200	8958	117,6	0,017	1,245	2,085
ПЭЭК	8988	55,9	0,017	1,245	2,016
<i>Резонатор 2</i>					
Воздух	11757	10,3	0,027	1,060	1
ПИ	7671	85,4	0,027	1,060	3,168

## Обсуждение результатов

В результате проведенных измерений по разработанной методике с использованием полученных аппроксимаций определена эффективная диэлектрическая проницаемость опорных шайб соединителей с погрешностью, сопоставимой с погрешностью измерения методом объемного резонатора.

Существенный вклад в погрешность внесла сборная конструкция возбудителя в резонаторе. Шайба была установленной с зазором к короткозамыкателю, который в некоторых местах достигал 0,02 мм. Изготовление центрального проводника цельной конструкции повысит точность измерения.

Шайба из ПЭЭК была измерена в качестве примера шайбы сложной формы. Шайба такой формы проектировалась с целью уменьшения эффективной диэлектрической проницаемости. Наличие проточек позволило получить  $\epsilon = 2,016$ . Измерение геометрических размеров такой шайбы крайне трудоемко так как необходимо измерить размеры и положение 6 полостей, по 3 с каждой стороны, достаточно сложной формы. Измерение диэлектрической проницаемости по предложенному методу позволит существенно сократить трудоемкость производственного процесса.

Точность измерения диэлектрической проницаемости шайб будет падать с уменьшением их длины, так как будет расти резонансная частота резонатора и пропорциональное влияние точности аппроксимации паразитных эффектов. При компьютерном моделировании резонаторов с шайбами наружного диа-

метра от 7,5 мм до 3,5 мм для написания данной статьи была обнаружено, что метод применим для шайб толщиной примерно до 3 мм и обеспечивает погрешность порядка 5 %. Увеличение точности предложенной методики и ее распространение на шайбы меньшей толщины требует более строгого описания поля в резонаторе.

Дальнейшее совершенствование описанной методики планируется в сторону ее адаптации для измерения параметров опорных шайб с проточками в боковых гранях, необходимых для их согласования с воздушными частями коаксиальных соединителей.

## Список литературы

1. Плодухин Б. В. *Коаксиальные диапазонные резонаторы*. М.: Советское радио; 1956. 240 с.
2. Прокимов А., Джуринский К., Смирнова Ю. Перспективные изоляционные материалы для радиочастотных кабелей и соединителей. *Компоненты и технологии*. 2017;(2):105–113.
3. Risley E. W. Discontinuity capacitance of a coaxial line terminated in a circular Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1969;17(2):86–92. DOI: 10.1109/TMTT.1969.1126893
4. Вайнштейн Л. А. *Теория дифракции и метод факторизации*. М.: Советское радио; 1966. 431 с.
5. Razaz M., Davies J. B. Capacitance of the abrupt transition from coaxial-to-circular waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1979;27(6):564–569. DOI: 10.1109/TMTT.1979.1129672
6. Хибель М. *Основы векторного анализа цепей* [пер. С. М. Смольский; У. Филипп (ред.)]. М.: Издательский дом МЭИ; 2009. 500 с.

## References

1. Plodukhin B. V. *Coaxial range resonators*. Moscow: Soviet Radio; 1956. 240 p. (In Russ.)
2. Prokimov A., Djurinkiy K., Smirnova Y. Perspective isolation materials for radio frequency cables and connectors. *Components and Technologies*. 2017;(2):105–113. (In Russ.)
3. Risley E. W. Discontinuity capacitance of a coaxial line terminated in a circular Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1969;17(2):86–92. DOI: 10.1109/TMTT.1969.1126893
4. Vaynstein L. A. *Theory of diffraction and factorization method*. Moscow: Soviet Radio; 1966. 431 p. (In Russ.).
5. Razaz M., Davies J. B. Capacitance of the abrupt transition from coaxial-to-circular waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1979;27(6):564–569. DOI: 10.1109/TMTT.1979.1129672
6. Hiebel M. *Fundamentals of vector network analysis*. Munchen: Rohde & Schwarz; 2008. 420 p.

## Информация об авторах

**Коренев Андрей Викторович** – аспирант, Томский университет систем управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40; инженер-электроник, АО «Иркутский релейный завод», Россия, 664074, г. Иркутск, ул. Байкальская, 239

**Гошин Геннадий Георгиевич** – доктор физико-математических наук, профессор, Томский университет систем управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

## Information about the authors

**Andrey V. Korenev** – Graduate Student, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, prospect Lenin, 634050, Tomsk, Russia; Electronics Engineer, JSC “Irkutskiy Releyniy Zavod”, 239, Bajkalskaya Str., 664074, Irkutsk, Russia.

**Gennadiy G. Goshin**, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, prospect Lenin, 634050, Tomsk, Russia.

Поступила / Received: 15.09.2021

Принята в печать / Accepted: 09.10.2021

## Оригинальная статья / Original Paper

DOI 0.15826/urej.2021.5.3.006

УДК 621.396.962.25

## Метод повышения помехоустойчивости радиолокационных датчиков с переключением частоты

В. Я. Носков<sup>1</sup>✉, Е. В. Богатырев<sup>2</sup>, К. А. Игнатков<sup>1</sup>,  
О. А. Черных<sup>1</sup>, К. Д. Шайдуров<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Уральский федеральный университет имени первого Президента России  
Б. Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19

<sup>2</sup> Сибирский федеральный университет, Россия, 660041, г. Красноярск,  
пр. Свободный, 79

✉ noskov@oko-ek.ru

### Аннотация

Представлено описание нового метода формирования и обработки сигналов, обеспечивающего повышение помехоустойчивости радиолокационного датчика (РЛД) с переключением частоты (ПЧ) излучения. Суть метода состоит в использовании множества временных интервалов при измерении разности фаз сигналов на разных частотах излучения и, соответственно, множества значений доплеровских частот в спектре сигнала при определении среднего значения доплеровской частоты, а также применения прямой и обратной последовательностей ПЧ. Данный метод позволяет усреднить результаты вычисления отдельных реализаций и, тем самым, повысить точность определения скорости цели и расстояния до нее. При этом также повышается устойчивость РЛД с ПЧ к воздействию сигналов от сторонних источников радиоизлучения и помех от подстилающей поверхности. Результаты экспериментальных исследований метода получены на примере автодинного РЛД с ПЧ 8-мм диапазона, выполненного на основе генератора на диоде Ганна с управлением частоты варикапом. Метод может найти применение в бортовых (например, автомобильных) радиолокационных датчиках, предназначенных для обнаружения движущихся целей, измерения расстояния до них, а также определения скорости и направления движения.

### Ключевые слова

радиолокационный датчик, переключение частоты, обнаружение движущихся целей, автодин, генератор на диоде Ганна

### Для цитирования

Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Черных О. А., Шайдуров К. Д. Метод повышения помехоустойчивости радиолокационных датчиков с переключением частоты. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):284–304. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.006.

## Method for increasing noise resistance of radar sensors with frequency selection

V. Ya. Noskov<sup>1</sup>✉, E. V. Bogatyrev<sup>2</sup>, K. A. Ignatkov<sup>1</sup>, O. A. Chernyh<sup>1</sup>,  
K. D. Shaidurov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Ural Federal University named after the first President of Russia  
B. N. Yeltsin, 19 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia

<sup>2</sup>Siberian Federal University, 79 Svobodny Pr., Krasnoyarsk, 660041, Russia  
✉ noskov@oko-ek.ru

### Abstract

The description of a new method of signal generation and processing which provides an increase in the noise immunity of radar sensors (RS) with frequency switching (FS) radiation is presented. The principle of method is in the use of a set of time intervals when measuring the phase difference of signals at different radiation frequencies and, accordingly, a set of the Doppler frequency values in the signal spectrum when determining the average value of the Doppler frequency, as well as the use of forward and reverse IF sequences. This method allows averaging the results of calculating individual implementations and, thereby, increase the accuracy of determining the target speed and distance to it. At the same time, the stability of the RS with FS also increases to the effects of signals from third-party radio sources and interference from the underlying surface. The results of experimental studies of the method are obtained on the example of the autodyne RS with the 8-mm frequency range, made on the basis of the Gann diode generator with frequency control by varicap. The method may be used in on-board (for example, automotive) radar sensors designed to detect moving targets, measure the distance to them, as well as determine the speed and direction of movement.

### Keywords

radar-sensor, frequency switching, detecting moving targets, autodyne, Gunn-diode oscillator

### For citation

Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Chernyh O. A., Shaidurov K. D. Method for increasing noise resistance of radar sensors with frequency selection. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(3):284–304. DOI: 10.15826/urej.2021.5.3.006.

### 1. Введение

Широкое применение на практике находят простые радиолокационные датчики (РЛД) с переключением частоты (ПЧ) при непрерывном излучении радиоволн, реализующие принцип многочастотной радиолокации [1–4]. Они решают задачи обнаружения движущихся целей, измерения расстояния до них, а также определения скорости и направления движения.

Эти датчики используются в охранных системах, на транспорте в системах предупреждения столкновений, научных исследованиях и военном деле [5–13].

Принцип действия этих устройств основан на последовательной передаче зондирующих радиосигналов на двух и более частотах  $f_i$ . Отраженные от цели радиосигналы имеют относительно излучаемых дополнительные набеги фаз  $\varphi_i$ , зависящие от расстояния  $R$  до цели. Разность фаз  $\Delta\varphi$  между любыми переданными и принятыми радиосигналами для движущихся целей переносится смесителем приемника на фазу доплеровских сигналов. Поэтому текущая разность фаз этих сигналов, полученных на разных частотах, дает информацию о дальности до цели:  $R = c\Delta\varphi / 4\pi\Delta f$ , где  $\Delta f$  – разнос частот сигналов, относительно которых выполняется измерение;  $c$  – скорость распространения радиосигналов, причем  $\Delta f \ll f_i$ ,  $f_i$  –  $i$ -я частота радиосигнала. При этом однозначность измерения дальности  $R_{\text{одн}}$  ограничена возможностью измерения разности фаз  $\Delta\varphi \leq 2\pi$  и определяется выбором разноса частот  $\Delta f$  между радиосигналами:  $R_{\text{одн}} \leq c / 2\Delta f$ . Радиальная скорость  $V_{\text{рад}}$  цели, как обычно, находится по частоте  $F_{\text{д}}$  доплеровского сигнала  $V_{\text{рад}} = cF_{\text{д}} / 2f_i$ . По знаку разности фаз  $\Delta\varphi$  определяется ее направление движения.

Следует отметить, что принцип переключения частоты в отличие от других видов частотной модуляции (например, синусоидальной, пилообразной и др.) и обработка принятых от цели сигналов являются наиболее простыми в реализации. Они позволяют достаточно легко разделить в принятом сигнале данные о разности фаз, которая является результатом эффекта Доплера, от данных о разности фаз, которая обусловлена запаздыванием отраженного излучения и связана с дальностью до цели. При этом определение параметров движения цели при обработке сигналов выполняется на низкой (доплеровской) частоте, что является также достоинством этого метода радиолокации, поскольку для обработки этих сигналов могут использоваться недорогие цифровые сигнальные процессоры. Дополнительными достоинствами этого вида модуляции для многих приложений является отсутствие требования к линейности модуляционной характеристики передатчика и простота избавления от влияния паразитной амплитудной модуляции излучения [14–16].

Однако известные технические решения РЛД и принципы формирования и обработки сигналов с ПЧ имеют общий недостаток. Он состоит в том, что для нормального приема и формирования доплеровских сигналов необходимо выпол-

нение следующих противоречивых условий. С одной стороны, для минимизации амплитудно-фазовых искажений доплеровских сигналов период модуляции  $T_{\text{мод}}$  ПЧ должен быть значительно меньше наименьшего периода доплеровского сигнала  $T_{\text{д}} = 1/F_{\text{д}}$ , по крайней мере, на порядок. С другой стороны, для нормального приема отраженного радиосигнала, его преобразования и обработки время  $\tau = 2R/c$  распространения радиосигнала до цели и обратно должно быть меньше  $T_{\text{мод}}/2$  [1; 17]. Отсюда следует, что при заданной предельной дальности  $R = R_{\text{max}}$  до цели и максимальной скорости  $V_{\text{рад}}^{\text{max}}$  ее движения период модуляции  $T_{\text{мод}}$  должен удовлетворять следующим неравенствам:

$$\frac{4R_{\text{max}}}{c} \leq T_{\text{мод}} \leq \frac{c}{20f_i V_{\text{рад}}^{\text{max}}}. \quad (1)$$

Из (1) следует, что с увеличением предельной дальности  $R_{\text{max}}$  и скорости  $V_{\text{рад}}^{\text{max}}$ , а также при укорочении длины волны излучения, данные неравенства могут не выполняться, т. е. нормальная работа РЛД становится невозможной. Таким образом, условие (1) является существенным ограничением известных технических решений, особенно в свете общих тенденций освоения радиолокацией миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн.

Метод формирования зондирующих радиосигналов и обработки сигналов РЛД с ПЧ, предложенный в [18; 19], позволил снять это ограничение. Данный метод основан на вычитании временных интервалов зондирования цели на одной и другой частоте радиосигнала с учетом знака фазы доплеровского сигнала при переключении частоты зондирующего радиосигнала, что позволило исключить зависимость результатов обработки доплеровских сигналов от времени распространения радиосигналов до цели и обратно.

Настоящая статья посвящена описанию нового метода формирования и обработки сигналов, обеспечивающего повышение помехоустойчивости РЛД с ПЧ [20]. Дело в том, что в случае попадания на вход РЛД с ПЧ радиосигналов от иных средств, например, таких же датчиков, работающих одновременно в общей области контроля пространства, и близком расположении рабочих частот возможно появление на выходе РЛД с ПЧ сигналов помехи в виде биений, которые нарушают нормальный процесс обработки доплеровского сигнала. В таком случае вероятен отказ в работе РЛД с ПЧ, который может выражаться в ложном пропуске цели или его ложном срабатывании при отсутствии цели.

## 2. Новый метод обработки сигналов РЛД с ПЧ

На рис. 1 представлена структурная схема РЛД с ПЧ. РЛД содержит антенну, доплеровский приемопередатчик с переключением частоты (ДПП с ПЧ) и блок обработки сигналов и управления (БОСУ) [20]. При этом антенна и ДПП с ПЧ связаны между собой по высокой частоте, к сигнальному выходу ДПП с ПЧ подключен вход БОСУ для передачи низкочастотных информационных сигналов (НИС). Выход БОСУ подключен к входу управления частотой ДПП с ПЧ для передачи сигналов переключения частоты (ПЧ). Последовательность действий обработки НИС и переключения частоты зондирующего излучения между ДПП с ПЧ и БОСУ образуют информационно-измерительную систему с «обратной связью» по частоте. Выходом устройства является выходная шина блока обработки, содержащая данные о скорости  $V_{\text{п}}$ , расстоянии  $R_{\text{п}}$  и направлении  $\vec{V}_{\text{п}}$  движения цели.

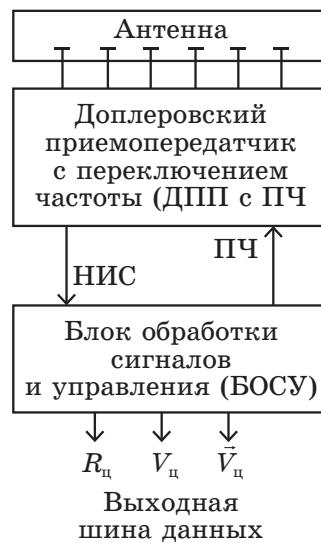


Рис. 1. Структурная схема радиолокационного датчика с переключением частоты

Fig. 1. Block diagram of the radar sensor with frequency switching

БОСУ (рис. 2) выполняет одновременно функции управления частотой излучаемого радиосигнала и первичной обработки отраженных от цели сигналов, которые поступают с выхода ДПП с ПЧ. Блок реализован на основе цифрового сигнального процессора (ЦСП) и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), который предназначен для перестройки частоты ДПП с ПЧ путем формирования ступенчато-пилообразного напряжения. Это напряжение подается на вход управления частотой ДПП с ПЧ,

переключающего частоту излучаемого антенной радиосигнала. В состав ЦСП входят блоки, выполняющие следующие функции:

- аналого-цифровой преобразователь АЦП, предназначенный для оцифровки выходных сигналов ДПП с ПЧ;
- приемопередатчик шины первого последовательного порта (ПП-1), управляющий работой цифро-аналогового преобразователя ЦАП;
- приемопередатчик шины второго последовательного порта (ПП-2), который осуществляет обмен информацией с персональным компьютером через шину данных;
- высокоскоростное вычислительное ядро, выполняющее все функции цифровой обработки сигнала (спектральный анализ, цифровую фильтрацию сигнала и формирование данных для переключения частоты ДПП с ПЧ и индикации);
- постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), хранящее программу обработки сигналов и управления;
- оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), выполняющее функции запоминания текущих значений и результатов обработки сигналов.

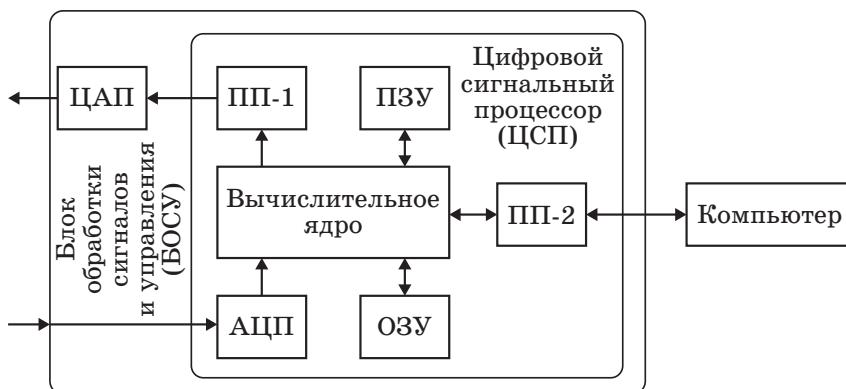


Рис. 2. Структурная схема блока обработки сигналов и управления

Fig. 2. Block diagram of the signal processing and control unit

После подачи на устройство напряжения от источника питания в ЦСП производится сначала настройка периферийных устройств ЦСП, распределение внутренней памяти, установка значений внутренних переменных, копирование исполняемого кода команд из ПЗУ с низкой производительностью в высокопроизводительное ОЗУ. После ее завершения через последовательный порт ПП-1 производится выдача на управляющий регистр ЦАП исходного цифрового кода значения частоты ДПП с ПЧ. При этом ЦАП, получив цифровой код, устанавливает на своем аналоговом выходе напряжение, соответствующее этому

цифровому коду. Далее напряжение с выхода ЦАП поступает на вход управления частотой ДПП с ПЧ, устанавливая начальную частоту  $f_i = f_1$  излучаемого антенной радиосигнала. Здесь  $f_i \in (f_1, f_2, \dots, f_M)$  – текущая частота радиосигнала ДПП с ПЧ внутри цикла из  $M$  частот, причем разнос частот между соседними значениями  $f_{i+1} - f_i = \Delta f$  является постоянным и равным  $\Delta f$ .

Формируемый таким образом зондирующий радиосигнал ДПП с ПЧ на частоте  $f_i$  поступает в антенну и в соответствие с ее диаграммой направленности излучается в контролируемое пространство. Радиосигнал, отраженный от движущейся цели, попадает через антенну обратно в ДПП с ПЧ. Там он смешивается с частью излучаемого радиосигнала и в смесителе приемника преобразуется в область низких частот в виде доплеровского сигнала. Амплитуда преобразованного сигнала характеризует отражающую способность цели, а его частота – скорость ее перемещения. Данный сигнал далее поступает на выход ДПП с ПЧ. В случае воздействия на устройство активной помехи на отдельных частотах приема радиосигналов, пораженных действием активной помехи, на выходе ДПП с ПЧ наблюдается сигнал биений. Поскольку высокочастотные сигналы биений подавляются на выходе смесителя приемника сопутствующим фильтром низких частот, то на выходе ДПП с ПЧ проходят сигналы биений, частота которых в основном находится в области доплеровских частот. При этом необходимо отметить, что на выходе приемника присутствуют также собственные шумы ДПП с ПЧ. Далее аддитивная совокупность доплеровских сигналов и сигналов биений от действия активных помех, а также шумов через вход БОСУ поступает на вход АЦП ЦСП.

Рассмотрим работу устройства сначала при наличии на входе АЦП только аддитивной смеси доплеровского сигнала и собственных шумов ДПП с ПЧ. В этом случае в соответствие с предложенным алгоритмом обработки сигналов (рис. 3) АЦП производит оцифровку мгновенных значений аддитивной смеси сигнала и шума с частотой выборки  $F_v$ , причем  $F_v >> F_d^{\max}$ , где  $F_d^{\max}$  – частота доплеровского сигнала при максимальной ожидаемой скорости цели. Полученный при этом массив исходных данных заполняется в память ОЗУ для последующей обработки аддитивной смеси сигнала и помех.

Далее к исходным данным аддитивной смеси сигнала и шума последовательно применяют операции «скользящее среднее», которая выступает в качестве фильтра низких частот, и «экстраполяция», обеспечивающая нахождение на оси времени точек пересечения сигналом «нулей» и дополнение этими данными массива новых «сглаженных» данных о сигнале в ОЗУ.

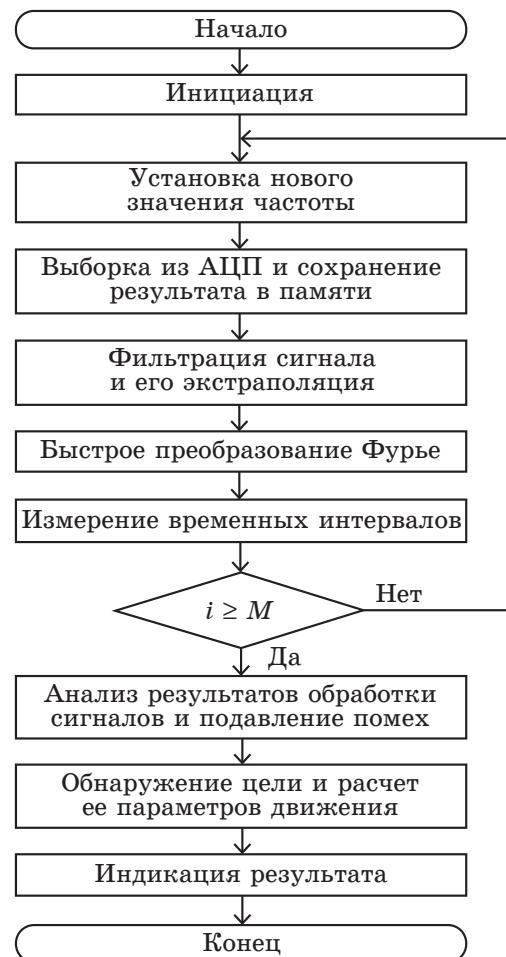


Рис. 3. Алгоритм обработки сигналов для одного цикла

Fig. 3. Signal processing algorithm for one cycle

После этого с массивом данных доплеровского сигнала выполняется операция быстрого преобразования Фурье (БПФ). Данная операция реализована на основе стандартной библиотеки функций по алгоритму «Radix2» с применением оконной функции Хенningа, оптимизированных для используемого в ЦСП вычислительного ядра. В результате выполнения операции БПФ из массива «сглаженных» данных о сигнале в ОЗУ, дополненных данными о переходах сигналов через нуль, формируется еще одна последовательность данных, отображающих картину спектра смеси доплеровского сигнала и шума. «Пьедестал» этого спектра определяется уровнем шума ДПП с ПЧ, а присутствующая в спектре гармоническая составляющая опре-

деляется наличием доплеровского сигнала от движущейся цели в поле излучения антенны. При этом амплитуда гармонической составляющей пропорциональна уровню принятого от цели радиосигнала, а ее частота пропорциональна скорости движения цели в соответствие с эффектом Доплера. Далее вычислительным ядром ЦСП значение полученной в результате БПФ частоты  $F_i^{(D)}$  гармонической доплеровской составляющей и величины ее амплитуды  $q_i$  записываются в память ОЗУ.

Далее определяется продолжительность временного интервала  $T_i^{(+)}$  от момента предыдущего переключения частоты  $f_i$  ДПП с ПЧ до момента последующего переключения на частоту  $f_{i+1}$ , определяемого как момент времени  $N$ -го перехода мгновенного значения смеси сигнала и шума через нуль при одном и том же значении производной от мгновенного значения. Здесь смысл  $N$  – это коэффициент деления частоты доплеровского сигнала, который может выбираться в пределах от единицы до десятков раз. Полученное значение временного интервала  $T_i^{(+)}$  заносится в память ОЗУ. При этом в момент завершения формирования временного интервала  $T_i^{(+)}$  производится переход к следующей частоте радиосигнала. Для этого через последовательный порт ПП-1 на управляющий регистр ЦАП поступает цифровой код следующего значения частоты  $f_{i+1} = f_i + \Delta f$  радиосигнала ДПП с ПЧ, отличающейся от предыдущего значения частоты на величину  $\Delta f$ . На частоте  $f_{i+1}$  радиосигнала повторяется выборка из АЦП и сохранение результата в памяти массива данных о сигнале, фильтрация сигнала и его экстраполяция, БПФ, измерение временных интервалов и так далее до завершения прямого цикла, когда число  $i$  обработанных сигналов достигнет значения  $i = M$ . При этом завершается цикл прямой последовательности переключения частоты ДПП с ПЧ, когда разность  $f_{i+1} - f_i = \Delta f > 0$  (рис. 4).

После завершения прямого цикла повторяющейся последовательности команд вычислительное ядро ЦСП продолжает выполнение цикла по установке значения частоты. Однако в этом случае при выполнении действия по установке нового значения частоты вычислительным ядром формируется обратный цикл изменения частоты  $f_i$  радиосигнала ДПП с ПЧ, т. е. каждая последующая частота  $f_{i+1}$  радиосигнала уменьшается на величину  $\Delta f$ , т. е.  $f_{i+1} = f_i - \Delta f$  (рис. 4). При этом, как и на прямом цикле действий, в память ОЗУ на обратном цикле также заносятся значения частот  $F_i^{(D)}$  гармонических доплеровских составляющих и величины их амплитуд  $q_i$ , а также полученные значения временных интервалов, которые для отличия от прямого цикла обозначены верхним индексом минус  $T_i^{(-)}$ .

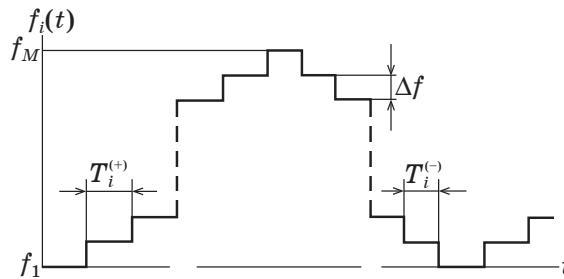


Рис. 4. Временные диаграммы переключения частоты

Fig. 4. Time diagrams of frequency switching

После завершения обратного цикла повторяющейся последовательности действий, когда частота  $f_i$  радиосигнала ДПП с ПЧ снова становится равной первоначальной частоте  $f_1$ , выполняется анализ результатов обработки сигналов и подавление помех. Это действие выполняется как при наличии, так и при отсутствии помех. В случае воздействия на устройство активных помех, как отмечалось выше, на отдельных частотах  $f_i$  приема радиосигналов на выходе ДПП с ПЧ и, соответственно, входе БОСУ, кроме доплеровского сигнала, наблюдается присутствие сигнала биений, который вызывает нарушения процессов формирования временных интервалов  $T_j$  и последующей обработки сигналов на частотах  $f_j$ . В результате БПФ в спектре сигналов присутствуют не только гармонические составляющие  $F_j^{(\text{Д})}$ , обусловленные доплеровским эффектом, но и дополнительные гармонические составляющие, связанные с воздействием помех  $F_j^{(\text{н})}$ . При этом отличительными признаками доплеровских составляющих  $F_i^{(\text{Д})}$  является их присутствие в спектре сигналов практически на всех  $M$  частотах  $f_i$  радиосигналов и группировка их значений в пределах полосы частот с относительным разбросом  $\delta F_i^{(\text{Д})} = (F_i^{(\text{Д})} - F_{\text{ср}}^{(\text{Д})}) / F_{\text{ср}}^{(\text{Д})}$  значений не более  $\delta F_i^{(\text{Д})} \leq |\Delta f_{\text{эфф}} / (2f_1 + M\Delta f)|$  от их среднего арифметического значения  $F_{\text{ср}}^{(\text{Д})}$ . Здесь  $\Delta f_{\text{эфф}} \approx M\Delta f$  – эффективная ширина спектра излучения ДПП с ПЧ,

$$F_{\text{ср}}^{(\text{Д})} = (1 / 2M) \sum_{i=1}^{2M} F_i^{(\text{Д})}.$$

Активные помехи, если они не преднамеренные и не являются ретрансляционными, не могут поразить РЛД с ПЧ на всех частотах  $f_i$  радиосигналов, и они не обладают взаимной когерентностью. Поэтому после БПФ сигналы биений в своем спектре содержат гармонические составляющие  $F_j^{(\text{н})}$ , которые имеют значительный разброс, а их присутствие возможно лишь на отдельных частотах  $f_j$  радиосигналов.

Для выявления пораженных помехой данных, содержащихся в ОЗУ на частоте  $F_j^{(n)}$  гармонических составляющих и длительности  $T_j$  временных интервалов, выполняется перебор значений частот  $F_i^{(D)}$  и  $F_j^{(n)}$  гармонических составляющих, полученных на каждой из частот  $f_i \in (f_1, f_2, \dots, f_M)$ . Находятся между ними повторяющиеся частоты  $F_i^{(D)}$  с относительным разбросом  $\delta F_i^{(D)}$  значений не более  $\delta F_i^{(D)} \leq |\Delta f_{\text{эфф}} / (2f_1 + M\Delta f)|$  от их среднего арифметического значения  $F_i^{(D)}$ . Если на частотах  $f_j$  радиосигналов, на которых выявлены спектральные составляющие  $F_j^{(n)}$ , не совпадающие с частотой  $F_{\text{ср}}^{(D)}$  на иных частотах  $f_i$  радиосигналов, то полученные данные считаются пораженными помехой. Поэтому в ходе выполнения настоящего действия из памяти ОЗУ исключаются данные о временных интервалах  $T_j^{(+)}$  и  $T_j^{(-)}$ , относительных амплитудах  $q_j$ , частотах  $F_i^{(D)}$  и  $F_j^{(n)}$  гармонических составляющих. В случаях, когда активные помехи отсутствуют, операция исключения данных из памяти ОЗУ не выполняется. В случае наличия активной помехи при отсутствии сигнала от цели частоты  $F_j^{(n)}$  гармонических составляющих на различных частотах  $f_i$  радиосигналов не могут быть близкими, и тем более когерентными. Поэтому они при анализе результатов обработки сигналов и подавлением помех будут выявлены как пораженные помехой и полученные данные будут удалены.

Для обнаружения цели и расчета ее параметров движения из памяти ОЗУ выбираются значения амплитуд  $q_i$  гармонических составляющих из числа оставшихся после выполнения предыдущей команды. Каждое значение  $q_i$  сравнивается с пороговым значением  $q_{\text{пор}}$ . Если во множестве значений  $q_i$  на каждом цикле ПЧ (прямом и обратном) насчитывается  $k \geq 2$  значений, которые превышают  $q_{\text{пор}}$  пороговое значение  $q_i \geq q_{\text{пор}}$ , то принимается решение об обнаружении цели и определяются параметры движения цели. Для этого из памяти ОЗУ берется полученное выше среднеарифметическое значение частоты  $F_{\text{д}}^{\text{ср}}$  доплеровского сигнала и определяется скорость  $V_{\text{ц}}$  движения цели  $V_{\text{ц}} = cF_{\text{д}}^{\text{ср}} / (2f_1 + M\Delta f)$ . Прежде чем описывать дальнейший порядок расчета, рассмотрим принцип определения дальности до цели и направления движения на рис. 5.

На временных диаграммах (a) и (b) приведены графики мгновенных значений доплеровских сигналов  $u_i(t)$ ,  $u_{i+1}(t)$  и  $u_{i+2}(t)$ , полученных от движущейся цели соответственно на частотах  $f_i$ ,  $f_{i+1}$  и  $f_{i+2}$  радиосигналов ДПП с ПЧ для прямой последовательности переключения частоты (диаграммы a) и обратной (диаграммы b) соответственно. На этих же диаграммах стрелками около графиков сигналов  $u_i(t)$ ,  $u_{i+1}(t)$  и  $u_{i+2}(t)$  показано перемещение по оси времени  $t$  изображающей точки мгновенного зна-

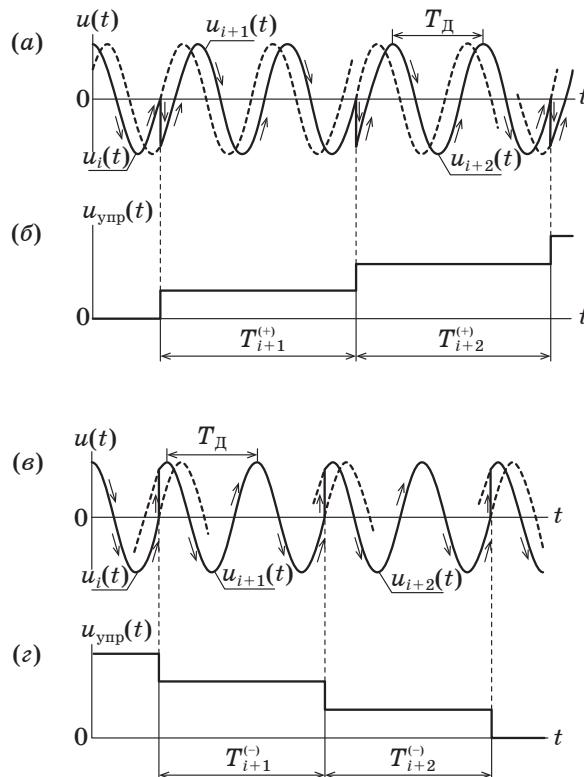
чения доплеровского сигнала при движении удаляющейся цели. Значение количества подсчитываемых периодов  $N$  доплеровского сигнала принято равным двум.

На диаграммах (б) и (г) представлены графики изменения управляющего напряжения  $u_{\text{упр}}(t)$  на выходе БОСУ соответственно для прямой и обратной последовательности ПЧ радиосигнала. Показаны период  $T_{\text{д}}$  доплеровского сигнала, а также временные интервалы  $T_{i+1}^{(+)}$  и  $T_{i+2}^{(+)}$ , соответствующие работе устройства на частотах  $f_{i+1}$  и  $f_{i+2}$  радиосигнала ДПП с ПЧ для прямой (возрастающей) последовательности переключения частоты зондирующего радиосигнала. Для обратной (убывающей) последовательности ПЧ показаны временные интервалы  $T_{i+1}^{(-)}$  и  $T_{i+2}^{(-)}$ , соответствующие работе устройства на частотах  $f_{i+1}$  и  $f_{i+2}$  радиосигнала. Здесь рассмотрен случай, когда время  $\tau$  распространения излучения до цели и обратно пренебрежимо мало по сравнению с периодом  $T_{\text{д}}$  доплеровского сигнала:  $\tau \ll T_{\text{д}}$ .

В реальной ситуации сравнительно больших дальностей и высоких значений частоты доплеровского сигнала, когда время  $\tau$  распространения радиосигналов до цели и обратно соизмеримо с периодом  $T_{\text{д}}$  доплеровского сигнала, необходимо учитывать время  $\tau$  распространения радиосигналов до цели и обратно [17; 18]. Переключение частоты радиосигнала ДПП с ПЧ с частоты  $f_i$  на частоту  $f_{i+1}$  на прямом цикле вызывает (после прихода через время  $\tau$  отраженного излучения) скачок фазы доплеровского сигнала на угол  $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(+)}$ :  $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(+)} = 4\pi(f_{i+1} - f_i)R_{\text{ц}} / c$  (см. формулу 8.76 в [1]) и здесь  $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(+)} > 0$ . На обратном цикле ПЧ, где  $f_i > f_{i+1}$ , наблюдается отрицательный скачок фазы, т. е.  $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(-)} < 0$ . Для учета времени  $\tau$  распространения радиосигналов до цели и обратно к каждому интервалу времени  $T_{i+1}^{(+)}$ ,  $T_{i+2}^{(+)}$ ,  $T_{i+1}^{(-)}$  и  $T_{i+2}^{(-)}$  как для прямой, так и обратной последовательности ПЧ, необходимо прибавить время  $\tau$ . Так, при работе на частоте  $f_i$  для прямой последовательности радиосигналов имеем:  $T_i^{(+)} = NT_{\text{д}} + \tau + t_{\phi}^{(+)}$ , а для обратной  $T_i^{(-)} = NT_{\text{д}} + \tau - t_{\phi}^{(-)}$ , где  $t_{\phi}^{(+)}$ ,  $t_{\phi}^{(-)}$  – временные интервалы, вызванные скачками фазы  $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(+)}$  и  $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(-)}$  при переключении частоты излучения с частоты  $f_i$  на частоту  $f_{i+1}$  на прямом и обратном циклах соответственно по абсолютной величине  $|t_{\phi}^{(+)}| = |t_{\phi}^{(-)}| = t_{\phi}$ . Значения  $t_{\phi}^{(+)}$  и  $t_{\phi}^{(-)}$  находятся на основе анализа разности любой пары временных интервалов  $\Delta T_i = T_i^{(+)} - T_i^{(-)}$ , соответствующих прямому и обратному циклу последовательностей переключения частоты радиосигнала ДПП с ПЧ:  $\Delta T_i = NT_{\text{д}} + \tau + t_{\phi}^{(+)} - NT_{\text{д}} - \tau + t_{\phi}^{(-)} = 2t_{\phi}$ .

Полученное значение  $\Delta T_i = 2t_{\phi}$  позволяет при известном периоде  $T_{\text{д}}$  доплеровского сигнала (или его частоты  $F_{\text{д}}$ ) определить разность фаз  $\phi$  и, соответственно, расстояние  $R_{\text{ц}}$  до цели:

$R_{\text{п}} = K_R \Delta T_i$ , где  $K_R$  – масштабный коэффициент расстояния, который можно определить как  $K_R = c / 4T_{\Delta} \Delta f = cF_{\Delta} / 4\Delta f$ .



**Рис. 5.** Временные диаграммы для мгновенных значений доплеровских сигналов (a), (c) и изменений управляемого напряжения  $u_{\text{вар}}(t)$  частотой зондирующего излучения (b), (d)

**Fig. 5.** Time diagrams for instantaneous values of Doppler signals (a), (c) and changes in the control voltage by the frequency of probing radiation (b), (d)

При изменении направления движения цели знаки скачков фазы  $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(+)}$  и  $\Phi_{i \rightarrow (i+1)}^{(-)}$  при переключении частоты радиосигналов на прямом цикле и обратной последовательности, а также соответствующие им изменения интервалов времени  $t_{\phi}^{(+)}$  и  $t_{\phi}^{(-)}$  меняются на обратные. В связи с этим длительности временных интервалов  $T_i^{(+)}$  и  $T_i^{(-)}$  тоже изменяются и полярность результата их вычитания  $\Delta T_i = T_i^{(+)} - T_i^{(-)}$ , также изменяет знак. Поэтому по знаку разности  $\Delta T_i$  временных интервалов можно определять направление относительного движения цели.

В соответствие с описанным принципом получения данных о цели из множества значений временных интервалов для прямого  $T_i^{(+)}$  и соответственно для обратного  $T_i^{(-)}$  цикла последова-

тельности ПЧ определяются средние значения  $T_{\text{cp}}^{(+)}$ ,  $T_{\text{cp}}^{(-)}$ , затем находится разность  $\Delta T_{\text{cp}}$  и расстояние  $R_{\text{ц}}$  до цели  $\Delta T_{\text{cp}} = T_{\text{cp}}^{(+)} - T_{\text{cp}}^{(-)}$ ;  $R_{\text{ц}} = K_R |\Delta T_{\text{cp}}|$ , где

$$T_{\text{cp}}^{(\pm)} = (1/k) \sum_k T_k^{(\pm)}; K_R = c F_{\text{Д}}^{\text{cp}} / 4 \Delta f,$$

$k$  – количество оставшихся значений временных интервалов  $T_i^{(+)}$  и  $T_i^{(-)}$ . При этом знак разности  $\Delta T_{\text{cp}}$  указывает направление относительного движения цели: знак «+» – цель удаляется, а знак «–» – цель приближается.

После завершения действий, связанных с определением параметров движения цели, через последовательный порт ПП-2 и шину данных отправляется полученная информация о расстоянии  $R_{\text{ц}}$ , скорости  $V_{\text{ц}}$  и направлении  $\vec{V}_{\text{ц}}$  движения цели в персональный или бортовой компьютер конечного потребителя для ее последующей вторичной обработки и отображения.

### 3. Реализация метода обработки сигналов

Описанный метод формирования и обработки сигналов реализован в 8-мм диапазоне на базе автодинного модуля на диоде Ганна AA727A и варикапа ЗА637А-6 в корпусном исполнении. Выходная мощность излучения 25 мВт, центральная частота 36,5 ГГц. Модуль обеспечивал перестройку частоты в полосе до 100 МГц с шагом  $\Delta f = 0,5$  МГц. При этом расчетное значение однозначного измерения расстояния до цели составило  $R_{\text{одн}} = 300$  м. Число обрабатываемых сигналов за каждый полуцикл равно 200. Потенциал РЛД в полосе доплеровских частот 0,05...20 кГц получен равным в диапазоне 95...100 дБ.

Рупорная антенна с автодинным модулем и печатная плата формирования сигналов управления частотой излучения и обработки доплеровских сигналов помещены в цилиндрический корпус, выполненный из дюралюминия. Диэлектрическая линза антенны является одновременно передней стенкой корпуса. Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности составила около 6 градусов в обеих плоскостях.

Функциональная схема автодинного РЛД с ПЧ представлена на рис. 6. Центральный сигнальный процессор, выполняющий одновременно функции управления формированием ПЧ излучаемого сигнала и обработки автодинных сигналов, реализован на основе цифрового сигнального процессора TMS320F2808 фирмы Texas Instrument. В составе этого процессора использованы блоки аналого-цифрового преобразования (АЦП); приемопередатчик шины SP; приемопередатчик шины SC, который осуществляет обмен информацией с блоком индикации и управления, а также высокоскоростное вычислительное ядро, выполняющее все

функции цифровой обработки сигнала. Блок ЦАП предназначен для формирования напряжения модуляции, которое после прохождения через усилитель подается на варикап СВЧ-генератора, осуществляющего ПЧ.



Рис. 6. Функциональная схема РЛД с ПЧ, выполненного на основе автодинного модуля

Fig. 6. Functional diagram of an RS with an FS made on the basis of the autodyne module

Зондирующий радиосигнал РЛД излучается антенной, непосредственно связанной с автодинным генератором без каких-либо развязывающих элементов. Излучение, отраженное от цели, попадает обратно в СВЧ-генератор, вызывая в нем автодинный эффект. Автодинный сигнал регистрируется датчиком тока, преобразующим изменения тока в цепи питания генератора Ганна в напряжение выходного сигнала [21]. Данный сигнал после прохождения через фильтр и усилитель поступает на АЦП сигнального процессора для последующей цифровой обработки в соответствие с описанным выше мето-

дом. Результаты обработки далее передаются через универсальный асинхронный приемопередатчик УАПП и преобразователь RS-485 на персональный компьютер ПК, используемый в качестве системы отображения.

Первый образец РЛД крепился на капот легкового автомобиля. Его диаграмма направленности антенны была ориентирована по ходу автомобиля. В качестве цели использовался уголковый отражатель с эффективной площадью рассеяния около 100 м<sup>2</sup>. Рядом с уголковым отражателем был установлен второй образец РЛД, диаграмма направленности антенны которого была ориентирована навстречу движущемуся автомобилю с первым образцом. Испытания, проведенные на открытой площадке, подтвердили возможность обнаружения препятствия, определение расстояния до него, скорости и направления движения, а также работоспособность РЛД с ПЧ в условиях воздействия помех от аналогичного датчика цели.

#### 4. Заключение

Исходя из описания принципа действия устройства следует, что предлагаемый метод обладает повышенной помехоустойчивостью к воздействию активных помех. Использование множества значений доплеровских частот  $F_i^{(D)}$  в спектре сигнала при определении среднего значения  $F_{cp}^{(D)}$  доплеровской частоты, а также множества временных интервалов для прямой  $T_i^{(+)}$  последовательности и соответственно для обратной  $T_i^{(-)}$  последовательности ПЧ позволяет усреднить результат вычисления  $\Delta T_{cp} = T_{cp}^{(+)} - T_{cp}^{(-)}$  и тем самым повысить точность определения скорости цели и расстояния до нее.

При значительном расширении спектра излучения радиосигналов (при выборе большого числа  $M$  переключаемых частот, при  $M \gg 1$ ) повышается защищенность РЛД с ПЧ к воздействию помех от подстилающей поверхности. Эти помехи возникают при интерференции прямых и отраженных от поверхности радиосигналов, поступающих на вход РЛД с ПЧ. При значительном расширении спектра радиосигналов на одних частотах прямые и отраженные радиосигналы могут находиться в противофазе (вычитаться), то на других частотах они могут быть в фазе (складываться).

Таким образом, предложенный метод обработки сигналов в РЛД с ПЧ обеспечивает повышение помехоустойчивости к воздействию активных помех и воздействию помех, связанных с отражениями радиосигналов от подстилающей поверхности, а также повышение точности определения скорости цели и расстояния до нее.

## Список литературы

1. Виницкий А. С. *Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн*. М.: Советское радио; 1961. 495 с.
2. Сколник М. И. (ред.). *Справочник по радиолокации*. М.: Техносфера; 2014. Кн. 1, 672 с.; Кн. 2, 680 с.
3. Komarov I. V., Smolskiy S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood, MA: Artech House; 2003. 153 p.
4. Nguyen C., Park J. *Stepped-Frequency Radar Sensors. Theory, Analysis and Design*. Springer; 2016. 133 p. DOI: 10.1007/978-3-319-12271-7
5. Гримс Д. М., Джонс Т. О. Автомобильный радиолокатор: краткий обзор. *ТИИЭР*. 1974;62(6):185–209.
6. Stevens J. E., Nagy L. L. Dplex Doppler radar for automotive obstacle detection. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1974;23(2):34–44. DOI: 10.1109/T-VT.1974.23570
7. Ветлинский В. Н. Автомобильные радиолокационные станции. *Зарубежная радиоэлектроника*. 1978;10:51–70.
8. Armstrong B. M., Brown R., Rix F., Stewart J. A. C. Use of microstrip impedance-measurement technique in the design of a BARITT dplex Doppler sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1980;28(12):1437–1442. DOI: 10.1109/TMTT.1980.1130263
9. Комаров В. М., Яновицкий А. К. Системы предотвращения столкновений наземных транспортных средств. *Зарубежная радиоэлектроника*. 1980;9:64–78.
10. Mayhan R. J., Bishel R. A. A Two-frequency radar for vehicle automatic lateral control. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1982;31(1):32–39. DOI: 10.1109/T-VT.1982.23910
11. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transaction of Microwave Theory and Technique*. 1985;31(8):613–624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559
12. Сысоева С. Актуальные технологии и применение датчиков автомобильных систем активной безопасности. Часть 6. Радары. *Компоненты и технологии*. 2007;3:67–76.
13. 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. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016;3:32–86.
14. 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
15. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Влияние сопутствующей амплитудной модуляции на формирова-

ние сигналов автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(2):127–166. DOI: 10.15826/urej.2020.4.2.2001

16. 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

17. Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2009;3:3–50. DOI: 10.18127/j20700784-202001-01

18. Носков В. Я., Игнатков К. А. Способ определения параметров движения объектов локации в радиолокационных датчиках с частотной манипуляцией непрерывного излучения радиоволн и устройство для его реализации. Патент РФ 2695799 от 29.07.2019, бул. 22.

19. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Метод обработки сигналов в радиолокационном датчике с переключением частоты. В: Иофин А. А., Пономарев Л. И. (ред.). *Сборник трудов Шестой Всероссийской научно-технической конференции «Радиовысотометрия-2021»*. Екатеринбург: ООО «Типография ФортДиалог»; 2021. С. 162–166.

20. Носков В. Я., Игнатков К. А., Шабунин С. Н. Способ повышения помехоустойчивости радиолокационных датчиков с переключением частоты. Патент РФ RU2756789 от 05.10.2021, бул. 28.

21. Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Мишин Д. Я., Чупахин А. П. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 11. Основы реализации автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2019;2:5–33. DOI: 10.18127/j20700784-201902-01

## Reference

1. Vinitksy A. S. *An essay on the basics of radar with continuous radiation of radio waves*. Moscow: Sovetskoe Radio; 1961. 495 p. (In Russ.)
2. Skolnik M. I. (ed.) *Handbook of radar*. 3<sup>rd</sup> ed. The McGraw-Hill Companies; 2008. 1351 p.
3. Komarov I. V., Smolskiy S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood, MA: Artech House; 2003. 153 p.
4. Nguyen C., Park J. *Stepped-Frequency Radar Sensors. Theory, Analysis and Design*. Springer; 2016. 133 p. DOI: 10.1007/978-3-319-12271-7
5. Grimes D. M., Jones T. O. Car radar: a brief overview. *Proceedings of the IEEE*. 1974;62(6):804–822. DOI: 10.1109/PROC.1974.9520
6. Stevens J. E., Nagy L. L. Dplex Doppler radar for automotive obstacle detection. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1974;23(2):34–44. DOI: 10.1109/T-VT.1974.23570

7. Vetlinsky V. N. Automobile radar stations. *Zarubezhnaya radioelektronika*. 1978;10:51–70. (In Russ.)
8. Armstrong B. M., Brown R., Rix F., Stewart J. A. C. Use of microstrip impedance-measurement technique in the design of a BARITT diplex Doppler sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1980;28(12):1437–1442. DOI: 10.1109/TMTT.1980.1130263
9. Komarov V. M., Yanovitsky A. K. Collision prevention systems for ground vehicles. *Zarubezhnaya radioelektronika*. 1980;9:64–78. (In Russ.)
10. Mayhan R. J., Bishel R. A. A Two-frequency radar for vehicle automatic lateral control. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1982;31(1):32–39. DOI: 10.1109/T-VT.1982.23910
11. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transaction of Microwave Theory and Technique*. 1985;31(8):613–624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559
12. Sysoeva S. Actual technologies and application of sensors of automotive active safety systems. Part 6. Radars. *Komponenty i tekhnologii*. 2007;3:67–76. (In Russ.)
13. 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.)
14. 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
15. Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. The influence of concomitant AM on the formation of FM autodyne radars signals. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(2):127–166. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2020.4.2.001
16. 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
17. Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smolskiy S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 5. Investigations of frequency-modulated autodynes. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2009;3:3–50. (In Russ.)
18. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. *Method of determining location parameters of location objects in radar sensors with frequency manipulation of continuous radiation of radio waves and a device for its realizing*. Patent RF RU2695799 dated 29.07.2019, bulletin No. 22.
19. Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. A method of signal processing in a radar sensor with frequency switching.

In: Iofin A. A., Ponomarev L. I. (eds) *Proceedings of the Sixth All-Russian Scientific and Technical Conference “Radio Altimetry-2021”*. Ekaterinburg: Tipografiya FortDialog; 2021, pp. 162–166. (In Russ.)

20. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Shabunin S. N. *Method for increasing noise resistance of radar sensors with frequency selection*. Patent RF RU2756789 dated 05.10.2021, bulletin No. 28.

21. Noskov V. Ya., Smolskiy S. M., Ignatkov K. A., Mishin D. Ya., Chupahin A.P. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 11. Fundamentals of autodyne implementation. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2019;2:5–33. (In Russ.) DOI: 10.18127/j20700784-201902-01

## 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.

**Черных Олег Аветисович**, 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.

**Шайдуров Кирилл Дмитриевич**, кандидат технических наук, 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, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radioelectronics 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, Department of Radioengineering, Siberian Federal University; Technical Director, JSC NPP Radiosvyaz, Krasnoyarsk, Russia.

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

**Oleg A. Chernyh**, Senior Lecturer, Department of Radioelectronics and Communications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

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

**Поступила** / Received: 09.09.2021

**Принята в печать** / Accepted: 22.10.2021

## 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, представляющей журналом.
- Материалы, направляемые в редакцию журнала, авторам не возвращаются. Вознаграждение (гонорар) за опубликованные материалы не выплачивается. Все научные статьи публикуются в журнале на безвозмездной основе.
- Редакция журнала руководствуется такими этическими принципами COPE, как:
  - беспристрастность;
  - соблюдение научной этики при рецензировании статей, поощрение научной дискуссии между авторами и рецензентами;
  - содействие защите интеллектуальной собственности и авторских прав;

- отклонение рукописи статьи при выявлении 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 автора<sup>1</sup>**

<sup>1</sup> 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 Name<sup>1</sup>**

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: « $\mu_0$ », но не « $\mu_o$ ».
- 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. 3**

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

Journal Registration Certificate  
PI № FS77-69790 as of 18.05.2017

**Adress of Journal**  
Office 129a, Mira st.,  
620002, Ekaterinburg, Russia  
Phone: +7 343 375-97-02  
E-mail: [urj@urfu.ru](mailto: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, № 3

Журнал входит в перечень рецензируемых научных изданий (2021), рекомендованных ВАК для публикации основных научных результатов диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук по следующим группам научных специальностей:  
05.11.08 Радиоизмерительные приборы  
05.11.18 Приборы и методы преобразования изображений и звука  
05.12.14 Радиолокация и радионавигация  
05.12.07 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии  
05.27.01 Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника

**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](mailto:urj@urfu.ru)  
<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Формат 70x100 1/16. Тираж 500 экз. Уч.-изд. л. 7,88.  
Дата выхода в свет 27.10.2021. 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