

ISSN 2588-0454
ISSNe 2588-0462

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

VOL. 4, № 1
2020



Ural Radio Engineering Journal

2020, Vol. 4, No. 1

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

2020, Т. 4, № 1

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

2020, Vol. 4, No. 1

Editor in Chief

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

Editorial council

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Eugenij Ochin, Maritime University of Szczecin, Szczecin, Poland

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

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

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

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

Managing editor

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

Ural Radio Engineering Journal

2020, Т. 4, № 1

Главный редактор

Князев Сергей Тихонович, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Редакционный совет

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

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

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

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

Гимпилевич Юрий Борисович, Севастопольский государственный
университет, Севастополь, Россия

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

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

Доросинский Леонид Григорьевич, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Иванов Вячеслав Элизбарович, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

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

Клемте Рейнхард, Оклендский технологический университет,
Окленд, Новая Зеландия

Коберниченко Виктор Григорьевич, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Носков Владислав Яковлевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Очин Евгений, Морской университет Щецина, Щецин, Польша

Зейде Кирилл Михайлович, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

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

Шабунин Сергей Николаевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Управляющий редактор

Папуловская Наталья Владимировна, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Ural Radio Engineering Journal**2020, Vol. 4, No. 1****CONTENTS**

<i>Borodina I. A., Zaitsev B. D., Guliy O. I.</i> Assessment of the viability of bacterial cells in their interaction with bacteriophages using an acoustic sensor	7
<i>Andriyanov N. A., Gavrilina Yu. N.</i> Investigation of the algorithm for detecting deterministic anomalies in complex structure images using a doubly stochastic model	18
<i>Zeyde K. M.</i> Electrodynamic interpretation of the results of electron dynamics modeling using the discrete element method	33
<i>Noskov V. Ya., Smolskiy S. M., Ignatkov K. A.</i> Influence of attended FM of the am oscillator on the autodyne signal formation	51
<i>Shabashov E. P., Shabunin S.N., Mrdakovic B.</i> Modeling and analysis of the spiral antenna properties for the research of the brain radiation in the microwave range	84
<i>Publication Requirements for Articles Submitted to <i>Ural Radio Engineering Journal</i></i>	100
<i>Publication Ethics</i>	106
<i>Article Submission Guidelines</i>	114

Ural Radio Engineering Journal**2020, Т. 4, № 1****СОДЕРЖАНИЕ**

<i>Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Гулий О. И.</i> Оценка жизнеспособности бактериальных клеток при их взаимодействии с бактериофагами с помощью акустического датчика	7
<i>Андреянов Н. А., Гаврилина Ю. Н.</i> Исследование алгоритма обнаружения детерминированных аномалий на сложных изображениях с помощью дважды стохастической модели.....	18
<i>Зейде К. М.</i> Электродинамическая интерпретация результатов моделирования динамики электрона методом дискретных элементов.....	33
<i>Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А.</i> Влияние сопутствующей модуляции частоты колебаний амплитудно-модулированного генератора на формирование автодинных сигналов.....	51
<i>Шабашов Е. П., Шабунин С. Н., Мрдакович Б.</i> Моделирование и анализ свойств спиральной антенны для исследования излучения головного мозга в микроволновом диапазоне	84
Требования к статьям, публикуемым в журнале <i>Ural Radio Engineering Journal</i>	103
Публикационная этика	110
Правила оформления статьи	114

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2020.4.1.001

УДК 534.2

Оценка жизнеспособности бактериальных клеток при их взаимодействии с бактериофагами с помощью акустического датчика

И. А. Бородина¹ , Б. Д. Зайцев¹, О. И. Гулий^{2, 3}¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал, Россия, 410019, г. Саратов, ул. Зеленая, 38² Институт биохимии и физиологии растений и микроорганизмов РАН, Россия, г. Саратов, 410049, ул. Проспект энтузиастов, 13³ Саратовский государственный аграрный университет им. Н.И. Вавилова, Россия, 410012, г. Саратов, Театральная площадь, 1 e-mail: borodinaia@yandex.ru

Аннотация

В статье представлен датчик на основе щелевой моды в акустической линии задержки для экспресс-анализа и оценки жизнеспособности бактериальных клеток непосредственно в жидкой проводящей суспензии. В качестве аналитического сигнала использовали изменение глубины и частоты пиков резонансного поглощения на частотной зависимости полных потерь выходного сигнала датчика до и после биологического взаимодействия бактериальных клеток с бактериофагами. Измерения проводились в суспензиях с начальной проводимостью 5–30 мкСм/см. Для подавления биохимических процессов в бактериальных клетках с целью оценки их жизнеспособности клеточную суспензию подвергали температурному воздействию в температурном интервале 60–100 °С с последующим охлаждением. Конструкция датчика позволяла многократно использовать съемный контейнер, при этом значительно упрощался процесс его очистки от отработанного образца.

Ключевые слова

акустическая линия задержки, щелевая мода, пики резонансного поглощения, жизнеспособность бактериальных клеток, бактериофаги

Для цитирования

Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Гулий О. И. Оценка жизнеспособности бактериальных клеток при их взаимодействии с бактериофагами с помощью акустического датчика. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(1):7–17. DOI: 10.15826/urej.2020.4.1.001

Assessment of the viability of bacterial cells in their interaction with bacteriophages using an acoustic sensor

I. A. Borodina¹ , B. D. Zaitsev¹, O. I. Guliy^{2,3}

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

² Institute of Biochemistry and Physiology of Plants and Microorganisms, RAS, 13 Prospekt Entuziastov, Saratov 410049, Russia

³ Saratov State Agrarian University named after N.I. Vavilov, 1 Theater Square, Saratov, 410012, Russia.

 e-mail: borodinaia@yandex.ru

Abstract

The article presents a slot-mode sensor in acoustic delay line for rapid analysis and assessment of the viability of bacterial cells directly in a liquid conductive suspension. The main element of the sensor is the delay line made of the Y-X lithium niobate plate. Two interdigital transducers (IDTs) were applied to the surface of the plate to excite and receive the acoustic SH_0 wave. A liquid container was placed above the waveguide of the delay line between the IDTs with the given gap of 8 μm . The bottom of the container was made of the Z-X + 30° lithium niobate plate. The sensor was connected to the S-parameter meter E5071C (Agilent, USA), and the frequency dependence of the insertion loss of the sensor output signal was measured. During the measurements the presence of pronounced resonance peaks in the frequency dependence of the insertion loss of the sensor associated with the excitation of the slot mode was observed. The method of the analysis of the microbial cells was based on recording changes in the depth and frequency of resonance absorption peaks on the frequency dependence of the insertion loss of the sensor before and after the biological interaction of the microbial cells with the specific bacteriophages. The sensor recorded the infection of microbial cells with the specific bacteriophages in suspensions with the initial conductivity of 4.5–30 $\mu S/cm$. The analysis time was 5–10 minutes, the limit of the determination of the microbial cells was 10³ cells/ml. The control experiments were conducted with the nonspecific interactions of the microbial cells with the bacteriophages, in which no change in the sensor parameters was observed. To suppress the biochemical processes in the cells or the further assessment of their viability, the cell suspension was heated to 60, 80, and 100 °C. Then the cell suspension was cooled to the room temperature, placed in the liquid container and the sensor readings were recorded. After that, the specific bacteriophage was added and the sensor readings were again recorded. A distinctive feature of the used sensor is the lack of contact of the suspension under investigation with the thin (200 μm) waveguide of the delay line. Therefore, the additional advantage of the sensor is the presence of a removable container with the liquid, which allows to reuse it and to facilitate the process of cleaning the container from the spent sample. This fact is an important condition when working with microorganisms.

Keywords

acoustic delay line, slot mode, peaks of the resonant attenuation, viability of bacterial cells, bacteriophages

For citation

Borodina I. A., Zaitsev B. D., Guliy O. I. Assessment of the viability of bacterial cells in their interaction with bacteriophages using an acoustic sensor. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(1):7–17. DOI: 10.15826/urej.2020.4.1.001

Введение

Исследования микробного загрязнения воды, продуктов питания и предметов домашнего обихода важны для своевременной профилактики пищевых отравлений и массовых заболеваний. В целях осуществления постоянного санитарно-бактериологического контроля поверхности объектов, находящихся в медицинских лабораториях и используемых в пищевой промышленности, применяются различные микробиологические методы для определения бактериальной обсемененности. Отбор проб для санитарно-микробиологического исследования предметов обихода и оборудования обычно осуществляется путем использования смывов (тампонами или салфетками); отпечатков (контактный метод); агаровой заливки. В дальнейшем для получения результата о наличии/отсутствии обсемененности требуется не менее 24 часов. Поэтому развитие быстрых методов оценки обсемененности предметов является весьма актуальным для медицины, ветеринарии и пищевой промышленности.

В этом плане биосенсорные системы являются уникальным решением для определения микробных клеток. Тем не менее, большинство сенсорных устройств, разработанных к настоящему времени, не адаптированы к проведению измерений в реальных образцах с высокой проводимостью (например, в воде, используемой в промышленных или муниципальных объектах) [1]. Кроме того, в большинстве статей, описывающих биосенсоры, практически отсутствуют данные об условиях очистки сенсоров от анализируемого образца, особенно при определении микробных клеток [2–4]. Еще одним актуальным вопросом является оценки жизнеспособности бактериальных клеток в анализируемом образце, поскольку наибольшую опасность представляют именно жизнеспособные бактериальные клетки.

Ранее нами было показано, что в результате инфекции микробных клеток специфичными бактериофагами происходит изменение электрофизических параметров измеряемой суспензии (в частности, проводимости), которое фиксируются акустическими датчиками на основе пьезоэлектрического резонатора

с поперечным электрическим полем или пьезоэлектрической пластины с распространяющейся пьезоактивной волной [5; 6]. Поскольку бактериофаги инфицируют только метаболически активные микробные клетки, оценка изменений параметров датчика при регистрации инфекции микробных клеток бактериофагом может служить информативным параметром жизнеспособности бактерий.

В настоящей работе показана возможность экспресс-анализа и оценки жизнеспособности бактериальных клеток при их инфекции бактериофагами в растворах с различной проводимостью с помощью акустического датчика на основе щелевой моды в акустической линии задержки.

1. Описание датчика и методики измерений

Основным элементом датчика для анализа бактериальных клеток и оценки их жизнеспособности служила линия задержки на основе пьезоэлектрической пластины Y-X ниобата лития толщиной 200 мкм (рис. 1). На поверхности пластины были нанесены два встречно-штыревых преобразователя (ВШП) для возбуждения и приема акустической волны с поперечно-горизонтальной поляризацией нулевого порядка (SH_0). Над звукопроводом линии задержки между ВШП с зазором 8 мкм помещалась жидкостная ячейка объемом 2 мл. Дно ячейки было изготовлено из пластины Z-X+30° ниобата лития толщиной 500 мкм [7].

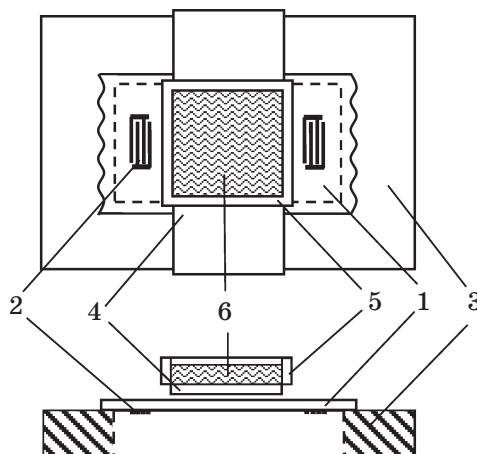


Рис. 1. Схема исследуемой линии задержки:
 1 – пьезоэлектрическая пластина Y-X $LiNbO_3$; 2 – ВШП; 3 – держатель из оргстекла; 4 – пьезоэлектрическая пластина Z-X +30° $LiNbO_3$; 5 – жидкостный контейнер; 6 – исследуемая суспензия

Fig. 1. The scheme of the sensor:
 1 – lithium niobate plate of Y-X cut; 2-IDTs; 3 – holder of the plexiglass;
 4 – lithium niobate plate of Z-X+30° cut; 5 – liquid container;
 6 – suspension of the cells under study

При помощи разработанного датчика экспериментально исследовалось биологическое взаимодействие «бактериальные клетки – бактериофаги» непосредственно в жидкой фазе.

Для этого датчик подключался к измерителю S-параметров E5071C («Agilent», США) в режиме измерения полных потерь выходного сигнала устройства. Первоначально измерялись характеристики датчика с ячейкой без жидкости и было установлено наличие ярко выраженных резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь, связанных с возбуждением щелевой моды (рис. 2, I) [7]. Резонансные пики возникают из-за многократных переотражений акустической волны в пластине Z-X $+30^\circ$ LiNbO₃. Каждый резонансный пик соответствует случаю, когда по ширине этой пластины укладывается целое количество акустических полуволн.

Затем жидкостный контейнер заполнялся буферным раствором с определенной проводимостью и измерялись частотные зависимости полных потерь датчика для ячейки с буферным раствором.

Далее измерительную ячейку очищали, просушивали и добавляли в нее буферный раствор с микробными клетками и измерялись параметры датчика для этого случая. На последнем этапе в жидкостную ячейку добавлялись бактериофаги и проводилось измерение частотной зависимости полных потерь выходного сигнала датчика для суспензии клеток с добавленным бактериофагом. По измеренным зависимостям определялись частота и глубина резонансных пиков.

Для определения наличия живых клеток в суспензии ее прогревали в течение 10 минут при 60, 80 и 100 °C. Затем клеточную суспензию охлаждали до температуры 21 °C, помещали в жидкостный контейнер и считывали показания датчика. После этого добавляли специфичный бактериофаг и снова записывали показания датчика.

2. Полученные результаты и их обсуждение

В качестве модельной системы использовали микробные клетки кишечной палочки *E. coli* XL-1 и специфичный им бактериофаг M13K07. В качестве проводящей жидкости использовали фосфатно-буферный солевой раствор с различной электропроводностью (5, 10, 15, 20, 25 и 30 мкСм/см). Электропроводность определяли с помощью кондуктометра HANNA HI 8733 (Hanna Instruments, Inc., США).

Добавление буферного раствора в ячейку приводило к значительному уменьшению глубины резонансных пиков по сравнению с пустой ячейкой (рис. 2, II). Дальнейшее добавление к буферному раствору микробных клеток практически не вли-

яло на характеристики датчика (рис. 2, III), однако последующее добавление к буферному раствору с клетками *E. coli* XL-1 специфичного бактериофага M13K07 приводило к существенному уменьшению глубины резонансных пиков (черная кривая на рис. 2, IV). Этот результат объясняется тем, что в результате инфекции микробных клеток специфичными бактериофагами происходит увеличение проводимости измеряемой супензии, которое фиксируется акустическими датчиками [5; 6; 8].

В процессе исследований проводимость буферных растворов менялась от 5 до 30 мкСм/см, концентрация бактериальных клеток составляла 10^8 , 10^6 и 10^4 кл/мл. Диапазон изменения глубины резонансных пиков вследствие специфического биологического взаимодействия «бактериальные клетки *E. coli* XL-1 – бактериофаг M13K07» составил 7–12 дБ.

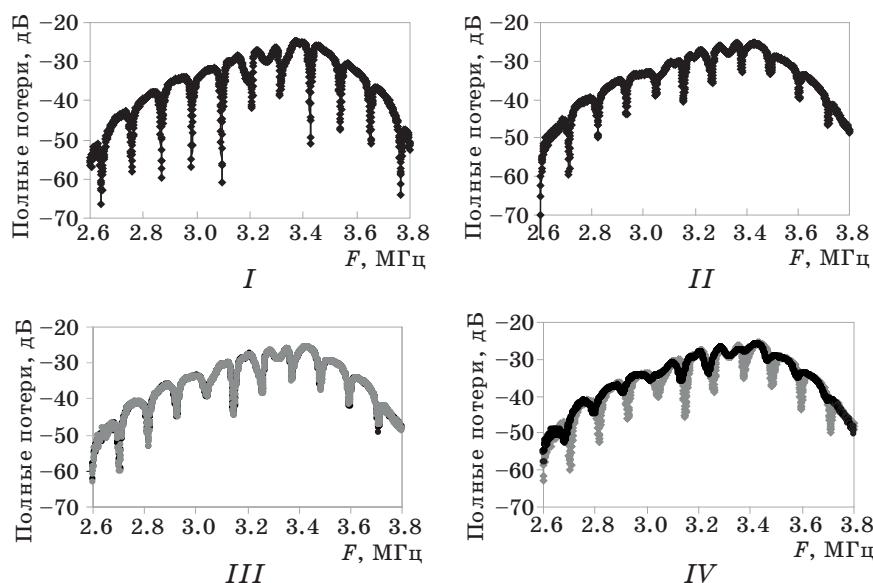


Рис. 2. Частотные зависимости полных потерь датчика с пустой ячейкой (I); с буферным раствором (II); с буферным раствором и клетками *E. coli* XL-1 (III); с буферным раствором и клетками *E. coli* XL-1 (серая кривая) при добавлении специфичных бактериофагов M13K07 (черная кривая) (IV). Проводимость буферного раствора составляет 30 мкСм/см. Концентрация бактериальных клеток равна 10^6 кл/мл

Fig. 2. The frequency dependences of the insertion losses of the sensor with the empty container (I); with the buffer solution (II); with the buffer solution and cells (III); with the buffer solution and the cells (gray curve) after adding of the specific bacteriophage (black curve) (IV). The conductivity of the buffer solution is 30 μ S/cm. The concentration of bacterial cells is 10^6 cells/ml

Также было показано, что разработанный датчик позволяет различать ситуации, когда бактериальные клетки заражаются бактериофагами и когда такая инфекция отсутствует. С этой целью были проведены эксперименты по неспецифическому взаимодействию бактериофага M13K07 и клеток *A. lipoferum* Sp59b. Измерения проводились для тех же значений проводимости буферного раствора, что и в случае специфического взаимодействия. Количество клеток в жидкостном контейнере в данном случае составляло 10^8 кл/мл.

Полученные результаты показали, что добавление к суспензии клеток *A. lipoferum* Sp59b бактериофага M13K07 не приводит к изменениям глубины и частоты резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь выходного сигнала датчика при любой проводимости буферного раствора. На рис. 3 представлены частотные зависимости полных потерь датчика с контейнером, заполненным буферным раствором с проводимостью 10 мкСм/см и клетками *A. lipoferum* Sp59b до (черная кривая) и после (серая кривая) добавления неспецифичных бактериофагов. Видно, что эти кривые практически полностью совпадают.

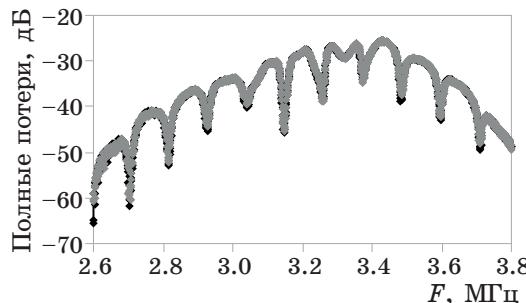


Рис. 3. Частотные зависимости полных потерь датчика с контейнером, заполненным буферным раствором с проводимостью 10 мкСм/см и клетками *A. lipoferum* Sp59b до (черная кривая) и после (серая кривая) добавления неспецифичных бактериофагов M13K07. Концентрация клеток равна 10^8 кл/мл

Fig. 3. The frequency dependences of the insertion losses of the sensor with the container filled with the buffer solution with the conductivity of 10 $\mu\text{S}/\text{cm}$ and *A. lipoferum* Sp59b cells before (black curve) and after (gray curve) adding the nonspecific bacteriophage M13K07. The cell concentration is 10^8 cells/ml

Одним из важных вопросов при разработке новых методов обнаружения клеток является определение их жизнеспособности. Поскольку бактериофаги инфицируют только метаболически активные микробные клетки, оценка изменений параметров датчика (глубины и частоты резонансных пиков) при инфекции

микробных клеток бактериофагом может служить информативным параметром жизнеспособности бактерий.

В данном цикле экспериментов использовали клетки *E.coli* XL-1 с концентрацией 10^6 и 10^3 кл/мл; проводимость буферного раствора менялась от 4.5 до 30 мкСм/см.

Ингибиование биохимических процессов в микробных клетках приводит к невозможности процесса деления клеток и, соответственно, их заражения фагом. Для подавления биохимических процессов в клетке суспензию клеток нагревали до 60, 80 и 100 °С.

Были получены частотные зависимости вносимых потерь датчика для всех исследуемых случаев. На основе этих частотных зависимостей были построены зависимости изменения глубины резонансных пиков от температуры нагрева суспензии клеток при различных значениях начальной проводимости буферного раствора. На рис. 4 в качестве примера представлены зависимости изменения глубины резонансного пика на частотной зависимости полных потерь датчика вблизи частоты 2.9 МГц от температуры нагрева суспензии клеток при специфическом взаимодействии «клетки *E. coli* XL-1 – бактериофаг M13K07» для различных значений начальной проводимости буферного раствора.

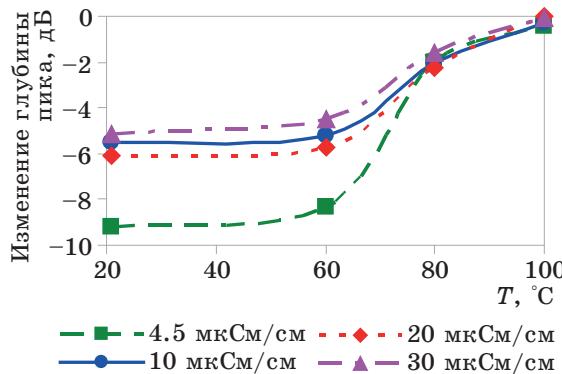


Рис. 4. Зависимости изменения глубины резонансного пика на частотной зависимости полных потерь датчика вблизи частоты 2.9 МГц от температуры нагрева суспензии клеток при специфическом взаимодействии «клетки *E. coli* XL-1 – бактериофаг M13K07». Значения электропроводности буферного раствора при этом равны 4.5, 10, 20 и 30 мкСм/см. Концентрация клеток равна 10^3 кл/мл

Fig. 4. Dependences of changes in the depth of the resonance peak on the frequency dependence of the insertion losses of the sensor near the 2.9 MHz frequency on the heating temperature of the cell suspension during the specific interaction of “*E. coli* XL-1 cells – bacteriophage M13K07”. The electrical conductivity of the buffer solution is 4.5, 10, 20, and 30 μ S/cm. The cell concentration is 10^3 cells/ml

Видно, что наибольшее изменение глубины резонансного пика наблюдается при температурах до 60 °С для всех значений проводимости буферного раствора. То есть при нагреве суспензии клеток до 60 °С бактериальные клетки активно взаимодействуют со специфичным бактериофагом, то есть остаются жизнеспособными. При нагреве исследуемой клеточной суспензии до 80 °С изменения глубины резонансных пиков становятся значительно меньше (~2дБ). Это означает, что количество жизнеспособных клеток в суспензии уменьшается. После нагрева суспензии клеток до 100 °С глубина резонансных пиков практически не меняется для всех исследуемых образцов, поскольку в данном случае не происходит взаимодействия микробных клеток со специфичным бактериофагом. Таким образом, можно сделать вывод о том, что нагрев клеточной суспензии до 100 °С приводит к полной гибели бактериальных клеток.

Заключение

Проведенные эксперименты показали возможность бесконтактного определения бактериальных клеток в суспензии с проводимостью до 30 мкСм/см путем регистрации специфического взаимодействия «бактериальные клетки – бактериофаг» с помощью датчика на основе щелевой моды в акустической линии задержки с поперечно-горизонтальной волной нулевого порядка. Установлен предел обнаружения микробных клеток датчиком, который составляет 10^3 кл/мл. Поскольку бактериофаги обладают специфичностью в отношении микробных клеток и инфицируют только жизнеспособные клетки, полученные данные об изменении параметров датчика при специфичном взаимодействии «микробные клетки – бактериофаги» могут служить показателем жизнеспособности микробных клеток.

Преимуществами используемого датчика являются возможность одновременного анализа микробных клеток с оценкой их жизнеспособности; проведение анализа в проводящих растворах; возможность многократного использования и очистки измерительной ячейки от бактериальных клеток без повреждения поверхности датчика.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Российского фонда фундаментальных исследований № 19-07-00304а.

Acknowledgments

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

Список литературы / References

1. Chen S., Cheng Y.F. Biosensors for bacterial detection. *International Journal of Biosensors & Bioelectronics*. 2017;2(6):197–199. DOI: 10.15406/ijbsbe.2017.02.00048
2. O’Mara P., Farrell A., Bones J., Twomey K. Staying alive! Sensors used for monitoring cell health in bioreactors. *Talanta*. 2018;176:130–139. DOI: 10.1016/j.talanta.2017.07.088
3. Jyoung J.Y., Hong S., Lee W., J. Choi W. Immunosensor for the detection of *Vibrio cholerae* O1 using surface plasmon resonance. *Biosens. Bioelectron.* 2006;21(12):2315–2319. DOI: 10.1016/j.bios.2005.10.015
4. Turner A.P.F., Karube I., Wilson G.S. *Biosensors: fundamentals and applications*. Oxford University Press; 1987.
5. Guliy O.I., Zaitsev B.D., Borodina I.A., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A. Analysis of interaction of bacterial cells and bacteriophages in conducting suspensions with an acoustic sensor. *Applied Biochemistry and Microbiology*. 2017;53(4):464–469. DOI: 10.1134/S0003683817040068
6. Guliy O.I., Zaitsev B.D., Borodina I.A., Teplykh A.A., Ignatov O.V. An acoustic method for the analysis of bacterial cells. *Biophysics*. 2016;61(4):629–639. DOI: 10.1134/S0006350916040138
7. Borodina I.A., Zaitsev B.D., Teplykh A.A. The influence of viscous and conducting liquid on the characteristics of the slot acoustic wave. *Ultrasonics*. 2018;82:39–43. DOI: 10.1016/j.ultras.2017.07.011
8. Guliy O.I., Zaitsev B.D., Borodina I.A., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., Staroverov S.A., Fomin A.S. The biological acoustic sensor to record the interactions of the microbial cells with the phage antibodies in conducting suspensions. *Talanta*. 2018;178:569–576. DOI: 10.1016/j.talanta.2017.09.076

Информация об авторах

Бородина Ирина Анатольевна, кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник, Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН (Саратовский филиал), 410019, Саратов, ул. Зеленая, 38; e-mail: borodinaia@yandex.ru.

Зайцев Борис Давыдович, доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник, Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН (Саратовский филиал), 410019, Саратов, ул. Зеленая, 38; e-mail: zai-boris@yandex.ru.

Гулий Ольга Ивановна, доктор биологических наук, ведущий научный сотрудник, Институт биохимии и физиологии растений и микрорганизмов РАН, Россия, г. Саратов, 410049, ул. Проспект энтузиастов, 13; Саратовский государственный аграрный университет им. Н.И. Вавилова, Россия, 410012, г. Саратов, Театральная площадь, 1; e-mail: guliy_olga@mail.ru.

Information about the authors

Irina A. Borodina, Candidate of Science in Physics and Mathematics, Leading Scientific Researcher, Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS (Saratov Branch), 38 Zelyonaya Str., Saratov, 410019, Russia; e-mail: borodinaia@yandex.ru.

Boris D. Zaitsev, Doctor of Science in Physics and Mathematics, Professor, Principal Scientific Researcher, Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS (Saratov Branch), 38 Zelyonaya Str., Saratov, 410019, Russia; e-mail: zai-boris@yandex.ru.

Olga I. Guliy, Doctor of Biological Sciences, Leading Researcher, Institute of Biochemistry and Physiology of Plants and Microorganisms, RAS, 13 Prospekt Entuziastov, Saratov 410049, Russia; Saratov State Agrarian University named after N.I. Vavilov, 1 Theater Square, Saratov, 410012, Russia; e-mail: guliy_olga@mail.ru.

Поступила / Received: 27.09.2019

Принята в печать / Accepted: 15.01.2020

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2020.4.1.002

УДК 621.39

Исследование алгоритма обнаружения детерминированных аномалий на сложных изображениях с помощью дважды стохастической модели

Н. А. Андриянов^{1,2} , Ю. Н. Гаврилина¹¹ Ульяновский государственный технический университет,
Россия, 432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32² Ульяновский институт гражданской авиации
имени Главного маршала авиации Б.П. Бугаева,
Россия, 432071, г. Ульяновск, ул. Можайского, 8/8 e-mail: nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация

В статье предложен алгоритм обнаружения детерминированных аномалий на фоне спутниковых изображений со сложной структурой, содержащих в себе сочетание нескольких природных объектов. Для описания таких изображений предложены дважды стохастические модели случайных полей, обеспечивающие формирование неоднородных изображений. Эффективность алгоритма оценивается по вероятности правильного обнаружения в различных условиях действия помех. Представлены зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум при различных порогах. Исследования эффективности обнаружения выполнены для имитированных изображений и реальных изображений. Полученные результаты сравниваются с алгоритмом на базе авторегрессионных случайных полей. Показано, что предложенный алгоритм обеспечивает выигрыш в смысле уменьшения отношения сигнал/шум для достижения заданной вероятности правильного обнаружения.

Ключевые слова

обнаружение аномалий, эффективность обнаружения, дважды стохастические модели, обработка изображений, случайные поля

Благодарности

Работа выполнена при поддержке гранта Российского фонда фундаментальных исследований в рамках Проекта №18-31-00056 мол_а.

Для цитирования

Андрянов Н. А., Гаврилина Ю. Н. Исследование алгоритма обнаружения детерминированных аномалий на сложных изображениях с помощью дважды стохастической модели. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(1):18–32. DOI: 10.15826/urej.2020.4.1.002

Investigation of the algorithm for detecting deterministic anomalies in complex structure images using a doubly stochastic model

N. A. Andriyanov^{1, 2} , Yu. N. Gavrilina¹

¹ Ulyanovsk State Technical University, 32, Severny Venets St., Ulyanovsk, 432027, Russia

² Ulyanovsk Civil Aviation Institute named after the Chieff Marshal of Aviation B.P. Bugaev, 8/8, Mozhaiskogo St., Ulyanovsk, 432071, Russia

 e-mail: nikita-and-nov@mail.ru

Abstract

The article proposes an algorithm for detecting deterministic anomalies against the background of satellite images with a complex structure, containing a combination of several natural objects. To describe such images, doubly stochastic models of random fields are proposed, which provide the formation of inhomogeneous images. The effectiveness of the algorithm is estimated by the probability of correct detection under various conditions of the interference. The dependences of the probability of the correct detection on the signal-to-noise ratio at various thresholds are presented. We present the detection efficiency studies on simulated and real images. The results are compared with the algorithm based on autoregressive random fields. We demonstrate that the proposed algorithm provides the efficacy in reducing the signal-to-noise ratio to achieve the given probability of the correct detection.

Keywords

anomaly detection, detection efficiency, doubly stochastic models, image processing, random fields

Acknowledgements

This work was supported by a grant from the Russian Foundation for Basic Research, Project No. 18-31-00056 mol_a.

For citation

Andriyanov N. A., Gavrilina Yu. N. Investigation of the algorithm for detecting deterministic anomalies in complex structure images using a doubly stochastic model. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(1):18–32.
DOI: 10.15826/urej.2020.4.1.002

Введение

Дистанционное зондирование Земли из космоса, как и с помощью аэросъемки, сегодня широко распространено. Существуют системы, проводящие регистрацию земной поверхности в десятках и сотнях спектральных диапазонов. Результатом их работы являются многомерные массивы данных, обработка которых представляет значительный интерес [1–5]. В ка-

честве примера прикладных задач обработки таких снимков можно привести актуальные задачи мониторинга территорий, предотвращения лесных пожаров, обнаружения утечек нефти в океанах, анализа сельскохозяйственных массивов и т. п. Таким образом, крайне важным в настоящее время является наличие эффективных алгоритмов обработки многомерных данных для автоматизации процесса решения указанных задач. Важнейшее место в обработке спутниковых снимков занимает обнаружение аномальных явлений: неопознанных объектов на охраняемых территориях, очагов пожаров в лесах, пятен нефти в океанах и заражения сельскохозяйственных культур в полях.

Одним из вариантов отработки различных алгоритмов обработки изображений является использование математических моделей изображений, полученных в том числе и с обобщением из одномерного случая [6; 7]. Тем не менее, природа реальных изображений настолько разнообразна, что универсального способа описания не существует. В частности, некоторые модели хорошо могут описывать снимки, содержащие однородную поверхность (лес, поле, вода), но для случая, если на снимке присутствует множество различных природных объектов, они не подходят. Проведенный анализ показывает, что известные математические модели изображений не позволяют адекватно описывать сложный неоднородный реальный материал. А ярко выраженная пространственная неоднородность – одна из ключевых характеристик спутниковых изображений с высоким разрешением. Это объясняется существованием множества форм и текстур объектов разной природы, которые наблюдаются из космоса. Действительно, практически любой спутниковый снимок поверхности Земли содержит изображения разных объектов, например, реки, леса, городских построек, сельскохозяйственных угодий и т. д. Визуальные характеристики этих объектов существенно отличаются друг от друга.

Таким образом, описание сложных структур на изображениях значительно усложняет задачу обнаружения. В настоящей работе предлагается для обнаружения аномальных явлений на изображениях использовать модели, которые позволяют формировать изображения со сложной структурой. Примером таких моделей является дважды стохастическая модель, параметры которой не представляют сами собой постоянные величины, а изменяются в каждой точке многомерного кадра изображения [8; 9]. В статье рассмотрим такую модель подробнее, а также характеристики обнаружения аномалий на фоне изображений, порождаемых дважды стохастической моделью.

Краткий обзор алгоритмов обнаружения аномалий на фоне коррелированных помех

При обнаружении сигналов [10–12] чаще всего используют модель наблюдения, представляющую смесь коррелированного фона с некоррелированной помехой

$$z_{\bar{j}} = x_{\bar{j}} + \theta_{\bar{j}}, \quad \bar{j} \in G, \quad (1)$$

где $x_{\bar{j}}$ – изображение подстилающей поверхности с заданными корреляционными характеристиками; $\theta_{\bar{j}}$ – пространственный белый шум.

Если на коррелированном фоне имеется полезный сигнал или аномалия, то наблюдения запишутся в виде:

$$z_{\bar{j}} = x_{\bar{j}} + s_{\bar{j}} + \theta_{\bar{j}}, \quad \bar{j} \in G_0, \quad z_{\bar{j}} = x_{\bar{j}} + \theta_{\bar{j}}, \quad \bar{j} \notin G_0, \quad (2)$$

где G_0 – область, для которой возможно появление полезного сигнала $s_{\bar{j}}$, $\bar{j} \in G_0$.

Обнаружение реализуется в два этапа. Сначала необходимо максимально ослабить коррелированный фон, затем собственно произвести обнаружение замешенного сигнала на полученном изображении.

Для того, чтобы ослабить коррелированный фон, необходимо выполнить вычитание из \bar{i} -го отсчета информационного поля $X(\bar{i})$ прогноза $\hat{X}(\bar{i})$, который строится на базе наблюдений из окрестности отсчета. Для вычисления прогноза $\hat{X}(\bar{i})$ применяют предсказание по линейному алгоритму:

$$\hat{X}(\bar{i}) = \sum_{\bar{j} \in M} a(\bar{j})x(\bar{i} - \bar{j}), \quad (3)$$

где M – область предсказания; $a(\bar{j})$ – весовые коэффициенты. Выбор наилучших коэффициентов $a(\bar{j})$ осуществляется, исходя из условия минимума дисперсии ошибки прогнозирования.

В ряде задач можно считать заданными условные плотности распределения вероятностей (ПРВ) наблюдений $w(\{z_{\bar{j}}\} / H_0)$ и $w(\{z_{\bar{j}}\} / H_1)$, где H_0 и H_1 – соответственно гипотезы об отсутствии или присутствии сигнала или аномалии, которые необходимо обнаружить, в исследуемой области. Оценка ПРВ $w(\{z_{\bar{j}}\} / H_0)$ и $w(\{z_{\bar{j}}\} / H_1)$ выполняется либо параметрическими методами в случае достаточности априорных знаний, либо непараметрическими [13]. Такие методы используют нормальное распределение для аппроксимации данных. Для этого выполняется оценка среднего значения и ковариации. Тогда получение решения задачи обнаружения сигнала возможно в случае нахождения отношения правдоподобия $L = w(\{z_{\bar{j}}\} / H_1) / w(\{z_{\bar{j}}\} / H_0)$ и его сравнении с пороговым значением. Обычно ПРВ $w(\{z_{\bar{j}}\} / H_1)$ и $w(\{z_{\bar{j}}\} / H_0)$ аппроксимируют гауссовыми распределениями:

$$w(\{z_{\bar{j}}\} / H_{0,1}) \equiv \frac{1}{(2\pi)^{1/2} \sqrt{\det V}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (z_{\bar{j}} - m_{0,1\bar{j}}) V_{\bar{j}\bar{k}}^{-1} (z_{\bar{j}} - m_{0,1\bar{k}}) \right\}, \quad (4)$$

где $m_{1\bar{j}} = M\{z_{\bar{j}} / Z_0, H_1, s\} = s_{\bar{j}} + \tilde{x}_{\partial\bar{j}}$; $m_{0\bar{j}} = M\{z_{\bar{j}} / Z_0, H_0\} = \tilde{x}_{\partial\bar{j}}$; $\tilde{x}_{\partial\bar{j}} = M\{x_{\bar{j}} / Z_0\}$ – оптимальный (в смысле минимума дисперсии ошибки) прогноз случайного поля (СП), сделанный на основе всех наблюдений Z_0 , в которых полезный сигнал заведомо отсутствует (прогноз в область G_0); $V_{\bar{j}\bar{k}} = M\{(z_{\bar{j}} - m_{0,1\bar{j}})(z_{\bar{k}} - m_{0,1\bar{k}})\} = P_{\partial\bar{j}\bar{k}} + \sigma_\theta^2 E_{\bar{j}\bar{k}}$, $P_{\partial\bar{j}\bar{k}} = M\{(x_{\bar{j}} - \tilde{x}_{\partial\bar{j}})(x_{\bar{k}} - \tilde{x}_{\partial\bar{k}})\}$ – ковариационная матрица ошибок при оптимальном прогнозировании; $E_{\bar{j}\bar{k}}$ – единичная матрица; $s_{\bar{j}}$ – значение полезного сигнала в точке с координатами \bar{j} .

Тогда можно записать следующее оптимальное правило обнаружения сигнала [14]:

$$L = \sum_{\bar{j}} \sum_{\bar{k} \in G_0} s_{\bar{j}} V_{\bar{j}\bar{k}}^{-1} (z_{\bar{k}} - \tilde{x}_{\partial\bar{k}}) \begin{cases} > L_0 - \text{есть сигнал,} \\ \leq L_0 - \text{нет сигнала.} \end{cases} \quad (5)$$

Правило (5) достаточно сложно реализуемо, поскольку прогнозирование в большую область требует больших вычислительных затрат. Однако (5) можно заменить более простым правилом, которое базируется на статистике [14]:

$$L = \sum_{\bar{k}} \sum_{\bar{j} \in G_0} s_{\bar{k}} V_{\bar{k}\bar{j}}^{-1} (z_{\bar{j}} - \tilde{x}_{\partial\bar{j}}) \begin{cases} > L_0 - \text{сигнал есть,} \\ \leq L_0 - \text{сигнала нет.} \end{cases} \quad (6)$$

где $\tilde{x}_{\partial\bar{j}}$ – оптимальный прогноз, сделанный на основе всех наблюдений, кроме $z_{\bar{j}}$ (прогноз в точку); $V_{\bar{k}\bar{j}} = P_{\partial\bar{T}\bar{j}\bar{k}} + \sigma_\theta^2 E_{\bar{l}v\bar{t}i\bar{j}\bar{k}}$; $P_{\partial\bar{T}\bar{j}\bar{k}}$ – ковариационная матрица ошибок $\varepsilon_{\bar{k}\bar{j}} = x_{\bar{j}} - \tilde{x}_{\partial\bar{j}}$.

Однако предложенные алгоритмы вызывают сложности при попытке анализа эффективности обнаружения. В литературе рассмотрена более удобная процедура обнаружения сигналов, которые могут иметь протяженную форму [15]. В алгоритме учитывается связь тензоров оценок $\tilde{x}_{\bar{j}} = \tilde{x}_{\partial\bar{j}} + P_{\bar{k}\bar{j}} V_{\theta}^{-1} (z_{\bar{j}} - \tilde{x}_{\partial\bar{j}})$, $\bar{j} \in G_0$, где $\tilde{x}_{\bar{j}}$ – оптимальная оценка СП в области \bar{j} , сделанная на основе всех наблюдений $z_{\bar{k}}$, $\bar{k} \in G_0$; $P_{\bar{k}\bar{j}}$ – ковариационная матрица ошибок фильтрации. Наконец, правило обнаружения принимает следующий вид

$$L = \sum_{\bar{j}} \sum_{\bar{k}} s_{\bar{j}} V_{\theta\bar{j}\bar{k}}^{-1} (z_{\bar{k}} - \tilde{x}_{\bar{k}}) \begin{cases} > L_0 - \text{есть сигнал,} \\ \leq L_0 - \text{нет сигнала,} \end{cases} \quad (7)$$

где $V_{\theta\bar{j}\bar{k}}$ – диагональная матрица со значениями σ_θ^2 .

Используемые в (7) оценки \tilde{x} представляют собой оптимальные (по минимуму дисперсии) линейные оценки, если сигнал отсутствует.

Таким образом, данный алгоритм требует не только аппроксимации гауссовыми распределениями, но и наличия оптималь-

ного фильтра для коррелированного СП в виде фона. Поскольку такой обнаружитель может быть реализован без значительных вычислительных затрат при нахождении ковариационных матриц ошибок прогнозирования, то его выгодно применять как при решении задач автоматической обработки изображений, так и для вероятностного анализа эффективности обнаружения. При этом пороговое значение L_0 рассчитывается, исходя из следующего равенства:

$$P_F = \int_{L_0}^{\infty} w(L/H_0) dL = 0.5 - \Phi_0 \left(\frac{L_0 - M\{L/H_0\}}{\sqrt{D\{L/H_0\}}} \right). \quad (8)$$

Вероятность правильного обнаружения находится из выражения:

$$P_D = \int_{L_0}^{\infty} w(L/H_1) dL = 0.5 + \Phi_0 \left(\frac{M\{L/H_1\} - L_0}{\sqrt{D\{L/H_1\}}} \right), \quad (9)$$

где

$$M\{L/H_1\} = D\{L/H_0\} = D\{L/H_1\} =$$

$$= \sum_{\bar{j}} \sum_{\bar{k} \in G_0} \frac{1}{\sigma_{\theta}^2} s_{\bar{k}} s_{\bar{j}} - \sum_{\bar{j}} \sum_{\bar{k} \in G_0} \frac{1}{\sigma_{\theta}^4} s_{\bar{k}} P_{\bar{k}\bar{j}} s_{\bar{j}};$$

$$M\{L/H_0\} = 0; \quad \Phi_0(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-\frac{t^2}{2}} dt;$$

P – ковариационная матрица ошибок фильтрации $\epsilon_{\bar{k}} = x_{\bar{k}} - \tilde{x}_{\bar{k}}$.

Величину порогового сигнала $s_{\bar{j}}$, которая обеспечивает требуемое значение вероятности правильного обнаружения P_D в случае, когда задана вероятность ложной тревоги $P_F(L_0)$, можно определить по формуле [16]:

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{M\{L/H_1\} - M\{L/H_0\}}{\sqrt{D\{L/H_1\}}} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{\sigma_{\theta}^2} \sum_{\bar{j}} s_{\bar{j}} s_{\bar{j}} - \frac{1}{\sigma_{\theta}^4} \sum_{\bar{k}\bar{j}} s_{\bar{k}} P_{\bar{k}\bar{j}} s_{\bar{j}}} \geq \frac{\lambda}{2} + \sqrt{\frac{\lambda^2}{4} + L_0}, \end{aligned} \quad (10)$$

где λ – квантиль стандартного нормального распределения уровня $P_D = 0.5 + \Phi_0(\lambda)$,

$$\frac{M\{L/H_1\} - L_0}{\sqrt{D\{L/H_1\}}} \geq \lambda.$$

В частности, если $P_D = 0.5$, то $\lambda(P_D) = 0$ и $\Delta = \sqrt{L_0}$.

Таким образом, обнаружитель (7) может быть взят за основу при разработке алгоритма для дважды стохастических моделей.

Дважды стохастическая модель

Пусть имеется дважды стохастическая модель многомерного СП, которая записана с помощью выражений

$$\begin{aligned} x_{\bar{i}} &= \alpha_{\bar{i}} + \sum_{\bar{j} \in D_{\bar{i}}} \rho_{\bar{i}, \bar{j}} x_{\bar{i}-\bar{j}} + \beta_{\bar{i}} \xi_{\bar{i}}, \quad \bar{i}, \bar{j} \in \Omega, \\ \rho_{\bar{i}, \bar{j}} &= \sum_{\bar{l} \in D_{\rho_{\bar{i}\bar{j}}}} r_{\bar{i}, \bar{j}} \rho_{\bar{i}-\bar{l}, \bar{j}} + \gamma_{\bar{i}, \bar{j}} \zeta_{\bar{i}, \bar{j}}, \\ \alpha_{\bar{i}} &= \sum_{\bar{l} \in D_{\alpha_{\bar{i}}}} r_{\alpha \bar{l}, \bar{j}} \alpha_{\bar{i}-\bar{j}} + \gamma_{\alpha \bar{i}} \zeta_{\alpha \bar{i}}, \\ \beta_{\bar{i}} &= \sum_{\bar{l} \in D_{\beta_{\bar{i}}}} r_{\beta \bar{l}, \bar{j}} \beta_{\bar{i}-\bar{j}} + \gamma_{\beta \bar{i}} \zeta_{\beta \bar{i}}. \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь $\alpha_{\bar{i}}$ – некоторый параметр, выступающий в качестве среднего значения основного СП, реализованного с помощью СП с корреляционными параметрами r_{α} и полем аддитивных белых добавок ζ_{α} с дисперсиями γ_{α} ; $\beta_{\bar{i}}$ – некоторый нормирующий параметр, выступающий в качестве нормирующего коэффициента дисперсии основного СП, реализованного с помощью СП с корреляционными параметрами r_{β} и полем аддитивных белых добавок ζ_{β} с дисперсиями γ_{β} ; $\xi_{\bar{i}}$ – поле гауссовых случайных величин с единичной дисперсией и нулевым математическим ожиданием.

Однако вместо (11) при описании двумерных изображений можно использовать более простое уравнение

$$\begin{aligned} x_{ij} &= \rho_{xij} x_{i-1,j} + \rho_{yij} x_{i,j-1} - \rho_{xij} \rho_{yij} x_{i-1,j-1} + \sigma_x \sqrt{(1-\rho_{xij}^2)(1-\rho_{yij}^2)} \xi_{ij}, \\ \tilde{\rho}_{xij} &= r_{1x} \tilde{\rho}_{x(i-1)j} + r_{2x} \tilde{\rho}_{xi(j-1)} - r_{1x} r_{2x} \tilde{\rho}_{x(i-1)(j-1)} + \sigma_{\rho_x} \sqrt{(1-r_{1x}^2)(1-r_{2x}^2)} \zeta_{\rho_x ij}, \\ \tilde{\rho}_{yij} &= r_{1y} \tilde{\rho}_{y(i-1)j} + r_{2y} \tilde{\rho}_{yi(j-1)} - r_{1y} r_{2y} \tilde{\rho}_{y(i-1)(j-1)} + \sigma_{\rho_y} \sqrt{(1-r_{1y}^2)(1-r_{2y}^2)} \zeta_{\rho_y ij}. \end{aligned} \quad (12)$$

Здесь r_{1x} , r_{2x} , r_{1y} , r_{2y} – корреляционные параметры по строке и по столбцу, используемые для генерации СП параметров основной модели ρ_x и ρ_y ; σ_x , σ_{ρ_x} , σ_{ρ_y} – дисперсии основного СП и СП корреляционных параметров; ξ , ζ_{ρ_x} , ζ_{ρ_y} – гауссовые случайные величины с нулевым средним и единичной дисперсией.

Выражение (12) необходимо дополнительно преобразовать путем добавления постоянного среднего значения корреляции по строке и столбцу

$$\begin{aligned} \rho_{xij} &= \tilde{\rho}_{xij} + m_{\rho_x}, \\ \rho_{yij} &= \tilde{\rho}_{yij} + m_{\rho_y}. \end{aligned} \quad (13)$$

Описанная модель будет использована для генерации коррелированного фона при решении задач обнаружения протяженных сигналов.

Анализ эффективности обнаружения

При обнаружении будем использовать (7) с учетом (12, 13). Пусть необходимо обнаружить протяженный сигнал. Исследования будем проводить для различных отношений сигнал/шум и вероятностей ложной тревоги. При этом исходные данные задачи обнаружения следующие: размер изображения – 50x50, размер сигнала – 2x2, корреляция СП, формирующих параметры модели, – $r_{1x} = r_{2x} = r_{1y} = r_{2y} = 0.9$, дисперсии СП, формирующих параметры модели – $\sigma_{px}^2 = 0.0025$ и $\sigma_{py}^2 = 0.0016$, коэффициенты, отвечающие за среднее значение корреляции по строке и по столбцу в основной модели – $m_{px} = m_{py} = 0.9$. Сигнал моделировался и обнаруживался $N = 10\,000$ раз для каждого отношения сигнала/шум и вероятности ложной тревоги. Следует отметить, что выигрыш дважды стохастических моделей в среднем составил 10–20 % по сравнению с авторегрессионными. На рис. 1 для лучшего восприятия представлены графики зависимости только для дважды стохастических моделей СП.

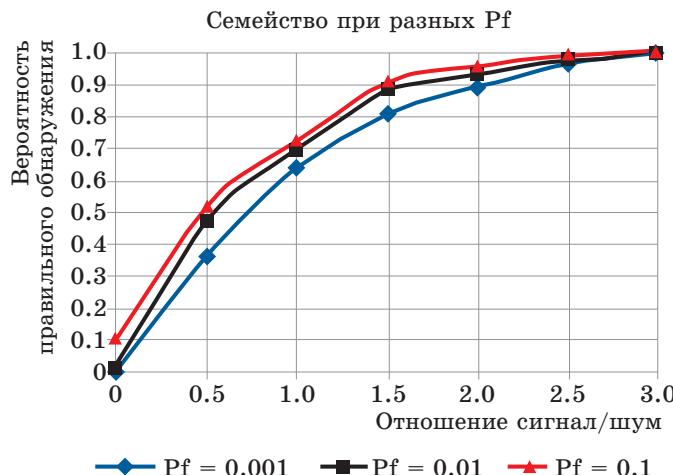


Рис. 1. Вероятность правильного обнаружения протяженного сигнала при различных значениях вероятности ложной тревоги

Fig. 1. The probability of correct detection of an extended signal at different values of the probability of false alarm

Как видно из кривых на рис. 1, можно добиться повышения эффективности обнаружения либо увеличивая отношение сигнал/шум, либо повышая вероятность ложной тревоги, что

увеличит и число ложных срабатываний. Это объясняется тем, что увеличение вероятности ложной тревоги приводит к снижению порога. Таким образом, обнаружитель срабатывает «положительно» чаще.

На рис. 2 представлены 2 случая: *I* – сигнал квадратной формы значительно отличается от локального окружения и обнаруживается, *II* – сигнал квадратной формы принят за локальное окружение и не обнаружен.

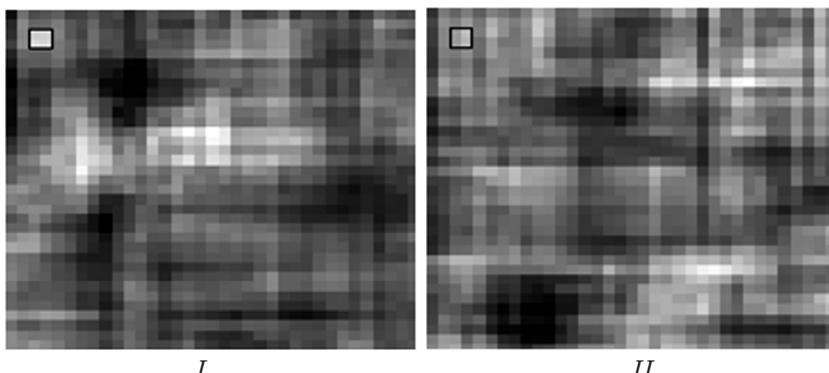


Рис. 2. Пример обнаруженного (*I*) и необнаруженного (*II*) сигналов
Fig. 2. Example of detected (*I*) and undetected (*II*) signals

Далее было сформировано одно СП, которое используется для формирования параметров корреляции основного СП. При этом исследовались случаи обнаружения для разных средних корреляций (одинаковых по строке и столбцу) и разных дисперсиях в СП для формирования параметров. Полученные характеристики обнаружения приведены на рис. 3. Для каждого случая отношение сигнал/шум равно 1, статистическое моделирование выполнено $N = 10\,000$ раз.

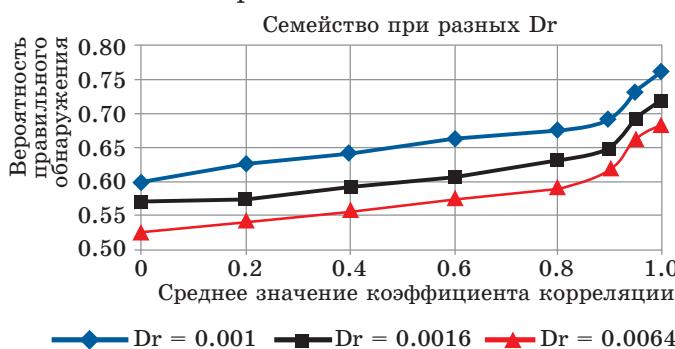


Рис. 3. Зависимость вероятности правильного обнаружения от среднего значения коэффициента корреляции

Fig. 3. Dependence of the probability of correct detection on the average value of the correlation coefficient

Из кривых на рис. 3 очевидно, что эффективность обнаружения значительно возрастает для более коррелированных СП. Также влияет на характеристики обнаружения разброс корреляционных параметров. Наибольшие вероятности правильного обнаружения получены для минимального значения дисперсии СП для формирования параметров.

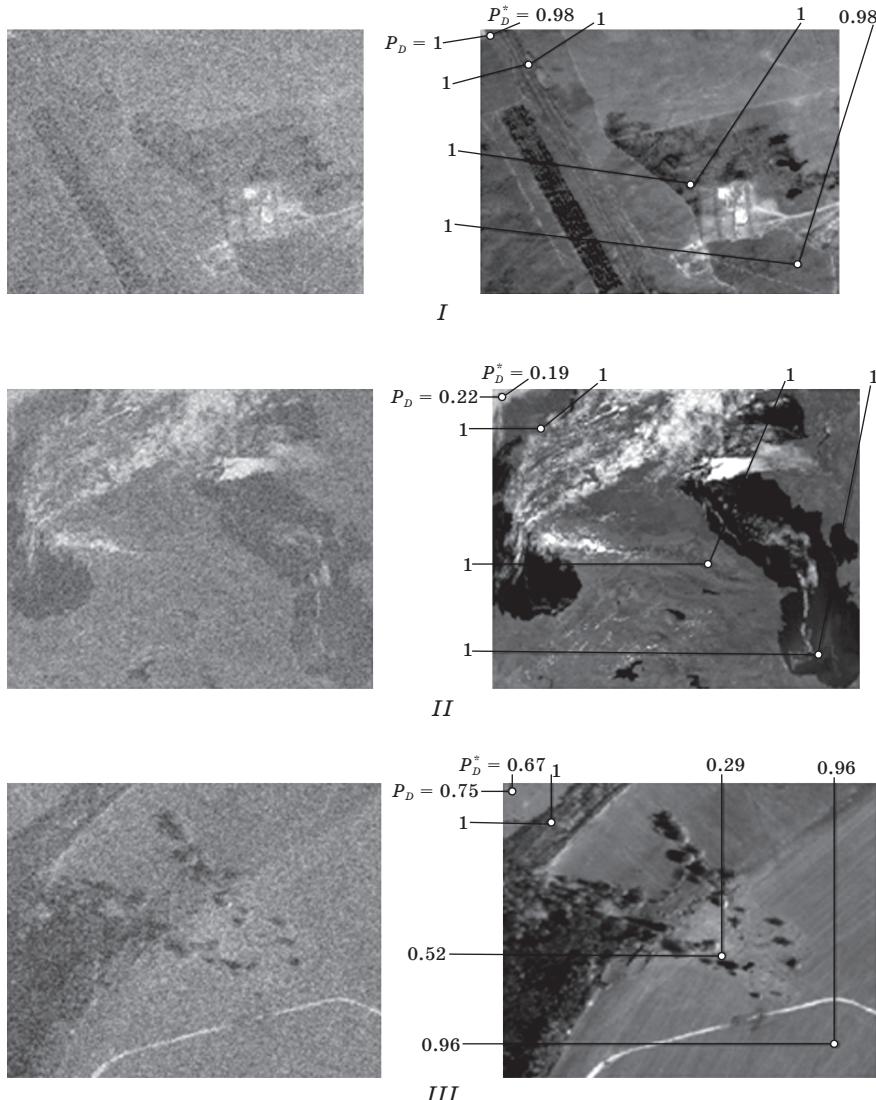


Рис. 4. Зашумленные изображения (слева) и исходные изображения (справа) с вероятностями правильного обнаружения квадратного сигнала

Fig. 4. Noisy images (left) and source images (right) with probabilities of correct detection of a square signal

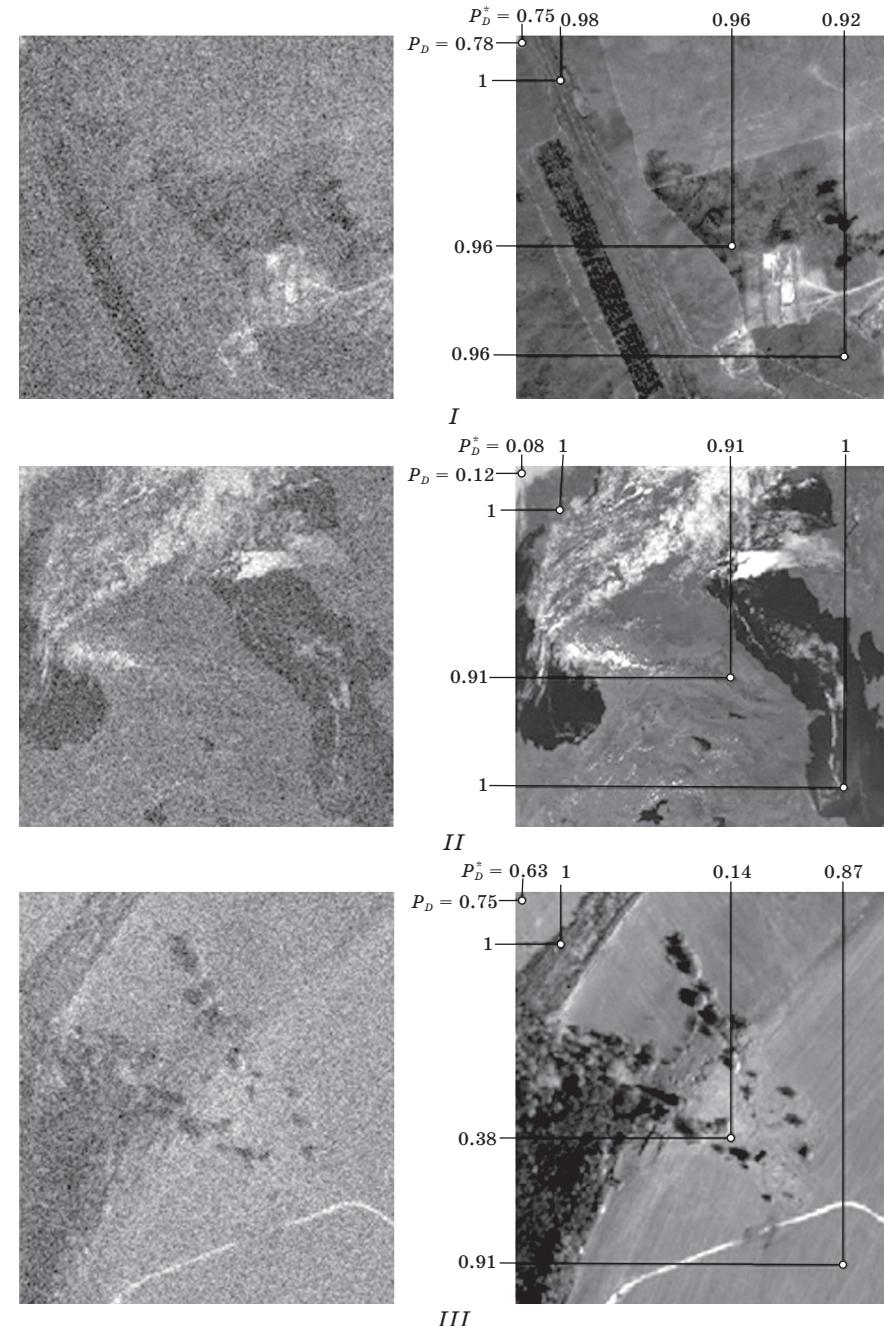


Рис. 5. Зашумленные изображения (слева) и исходные изображения (справа) с вероятностями правильного обнаружения круглого сигнала

Fig. 5. Noisy images (left) and source images (right) with probabilities of correct detection of a round signal

Ранее исследования были выполнены для имитируемых изображений. Однако особый интерес представляет обработка реальных снимков. Рассмотрим работу предложенного алгоритма обнаружения для трех реальных изображений. Кроме того, был добавлен аномальный сигнал круглой формы.

Рис. 4 и 5 демонстрируют расположение детерминированных протяженных аномалий в форме квадрата и круга на реальных изображениях, а также вероятность их правильного обнаружения в 10 000 реализаций алгоритмов на основе дважды стохастической (сбоку) и авторегрессионной моделей (сверху). Все изображения имеют размер 250x250, а искажения происходят при добавлении белого гауссова шума с единичной дисперсией. Сторона квадрата равна 4 пикселям, а радиус круга – 3. Отсчеты яркости изображения перед обработкой нормируются таким образом, чтобы они имели единичную дисперсию.

Полученные значения вероятностей правильного обнаружения позволяют сделать вывод о том, что алгоритм на базе дважды стохастической модели адаптируется более гибко под реальные изображения. Более того, в силу большей площади сигналов квадратной формы их обнаружение всегда было не хуже, чем обнаружение круглых сигналов. Для имеющихся типов изображений медианное значение работы алгоритмов на базе дважды стохастической модели порядка 80–90 %, что вполне приемлемо для первичной обработки.

Заключение

Установлен средний выигрыш (10–20 %), получаемый при использовании алгоритмов обнаружения, основанных на дважды стохастических моделях СП по сравнению с моделями на базе авторегрессионных СП. Получены зависимости для различных параметров моделей, а также выполнен анализ эффективности на реальных изображениях. Исследованы характеристики обнаружения при различных параметрах моделей и в зависимости от отношения сигнал/шум. Эффективность обнаружения на реальных снимках составила порядка 80–90 %.

Список литературы

1. Васильев К. К., Дементьев В. Е. *Представление и обработка спутниковых многоцональных изображений*. Ульяновск: УлГТУ; 2017. Режим доступа: <http://venec.ulstu.ru/lib/disk/2017/206.pdf>
2. Денисова А. Ю., Сергеев В. В. Идентификация линейной модели наблюдения изображений, получаемых при дистанционном зондировании Земли, с использованием геоинформационных данных. *Компьютерная оптика*. 2015;39(4):557–563. Режим доступа: <http://www.computeroptics.smr.ru/KO/PDF/KO39-4/390416.pdf>

3. Ташлинский А. Г. *Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей изображений*. Ульяновск: УлГТУ; 2000. Режим доступа: http://tk.ulstu.ru/lib/books/deform_1.pdf
4. Васильев К. К., Дементьев В. Е., Андриянов Н. А. Анализ эффективности нелинейной фильтрации многозональных спутниковых изображений и их последовательностей. В: *Интеллектуализация обработки информации: тезисы докладов 12-й Междунар. конф., Москва, Гаэта (Италия), 8–12 окт. 2018 г.* М.: ТОРУС ПРЕСС; 2018. С. 136–137. DOI: 10.30826/IDP201862
5. Андриянов Н. А. Программный комплекс обнаружения детерминированных сигналов на имитированных изображениях. В: *Актуальные проблемы физической и функциональной электроники: материалы 21-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара, Ульяновск, 4–6 дек. 2018 г.* Ульяновск; 2018. С. 100–102.
6. Андриянов Н. А., Гаврилина Ю. Н. Численный метод оценки вероятностных параметров сигнала, имитируемого дважды стохастической моделью. В: *Актуальные проблемы физической и функциональной электроники: материалы 21-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара, Ульяновск, 4–6 дек. 2018 г.* Ульяновск; 2018. С. 103–105.
7. Андриянов Н. А., Гаврилина Ю. Н. Псевдоградиентный поиск разрывов в сигнале и адаптивная фильтрация такого сигнала. *Радиоэлектронная техника*. 2018;(1):136–138.
8. Андриянов Н. А., Кутузов В. И. Применение алгоритма обнаружения одномерных протяженных аномалий к смешанным моделям случайных полей. *Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем*. 2016;(1):123–127.
9. Васильев К. К., Дементьев В. Е., Андриянов Н. А. Исследование точности обнаружения и распознавания сигналов простейших геометрических форм на фоне дважды стохастической модели. *Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения*. 2015;(6):67–71.
10. Васильев К. К., Дементьев В. Е. Алгоритмы оптимального обнаружения сигналов с неизвестными уровнями на многозональных изображениях. В: *Цифровая обработка сигналов и ее применение: труды 8-й Междунар. науч.-техн. конф.* М.; 2006. Т. 2. С. 433–436.
11. Мясников В. В. Локальное порядковое преобразование цифровых изображений. *Компьютерная оптика*. 2015;39(3):397–405. DOI: 10.18287/0134-2452-2015-39-3-397-405
12. Takeda H., Farsiu S, Milanfar P. Kernel regression for image processing and reconstruction. *IEEE Trans. Image Process.* 2007;16(2):349–366. DOI: 10.1109/tip.2006.888330
13. Васильев К. К., Дементьев В. Е., Андриянов Н. А. Обнаружение протяженных сигналов на фоне дважды стохастических изображений. *Радиотехника*. 2016;(9):23–27.
14. Roth S., Black M. J Fields of experts. *International Journal of Computer Vision*. 2009;82(2):205–229. DOI: 10.1007/s11263-008-0197-6
15. Andriyanov N. A., Vasiliev K. K., Dementiev V. E. Anomalies detection on spatially inhomogeneous polyzonal images. *CEUR Workshop Proceedings*. 2017;1901:10–15. DOI: 10.18287/1613-0073-2017-1901-10-15

16. Васильев К. К. *Прием сигналов при мультиплексивных по-мехах*. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та; 1983.

References

1. Vasiliev K. K. Dementiev V. E. *Presentation and processing of satellite multi-zone images*. Ulyanovsk: Ulyanovsk State Technical University; 2017. Available at: <http://venec.ulstu.ru/lib/disk/2017/206.pdf> (In Russ.)
2. Denisova A. Yu., Sergeev V. V. Identification of a linear model for observing images obtained by remote sensing of the Earth using geoinformation data. *Computer Optics*. 2015;39(4):557–563. Available at: <http://www.computeroptics.smr.ru/KO/PDF/KO39-4/390416.pdf> (In Russ.)
3. Tashlinsky A. G. *Estimation of the parameters of spatial deformations of image sequences*. Ulyanovsk: Ulyanovsk State Technical University; 2000. Available at: http://tk.ulstu.ru/lib/books/deform_1.pdf (In Russ.)
4. Vasiliev K. K., Dementiev V. E., Andriyanov N. A. Analysis of the efficiency of nonlinear filtering of multizone satellite images and their sequences. In: *Intellectualization of information processing: Proceedings of the 12th International Conference. Moscow, Gaeta (Italy), October 8–12, 2018*. Moscow: TORUS PRESS; 2018, pp. 136–137. (In Russ.) DOI: 10.30826/IDP201862
5. Andriyanov N. A. Software complex for detecting deterministic signals in simulated images. In: *Actual problems of physical and functional electronics Materials of the 21st All-Russian Youth Scientific School-Seminar. Ulyanovsk, December 4–6, 2018*. Ulyanovsk; 2018, pp. 100–102. (In Russ.)
6. Andriyanov N. A., Gavrilina Yu. N. A numerical method for estimating the probabilistic parameters of a signal simulated by doubly stochastic model. In: *Actual problems of physical and functional electronics Materials of the 21st All-Russian Youth Scientific School-Seminar. Ulyanovsk, December 4–6, 2018*. Ulyanovsk; 2018, pp. 103–105. (In Russ.)
7. Andriyanov N. A., Gavrilina Yu. N. Pseudo-gradient search for gaps in a signal and adaptive filtering of such a signal. *Radioelektronnaya tekhnika = Radioelectronic Engineering*. 2018;(1):136–138. (In Russ.)
8. Andriyanov N. A., Kutuzov V. I. Application of the algorithm for detecting one-dimensional extended anomalies to mixed models of random fields. *Sovremennye problemy proektirovaniya, proizvodstva i ekspluatatsii radiotekhnicheskikh sistem = Modern problems of design, production and operation of radio systems*. 2016;(1):123–127. (In Russ.)
9. Vasiliev K. K., Dementiev V. E., Andriyanov N. A. Investigation of the accuracy of detection and recognition of signals of simple geometric shapes against the background of a doubly stochastic model. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika televideniya = Issues of Radio Electronics. Series: Technique of Television*. 2015;(6):67–71. (In Russ.)
10. Vasiliev K. K., Dementyev V. E. Algorithms for the optimal detection of signals with unknown levels in multi-zone images. In: *Digital signal processing and its application: proceedings of 8th int. scientific and technical conf.* Moscow; 2006. Vol. 2, pp. 433–436. (In Russ.)

11. Myasnikov V. V. Local ordinal conversion of digital images. *Computer Optics*. 2015;39(3):397–405. (In Russ.) DOI: 10.18287/0134-2452-2015-39-3-397-405
12. Takeda H., Farsiu S, and Milanfar P. Kernel regression for image processing and reconstruction. *IEEE Trans. Image Process.* 2007;16(2):349–366. DOI: 10.1109/tip.2006.888330
13. Vasiliev K. K., Dementiev V. E., Andriyanov N. A. Detection of extended signals on the background of doubly stochastic images. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2016;(9):23–27. (In Russ.)
14. Roth S., Black M. J Fields of experts. *International Journal of Computer Vision*. 2009;82(2):205–229. DOI: 10.1007/s11263-008-0197-6
15. Andriyanov N. A., Vasiliev K. K., Dementiev V. E. Anomalies detection on spatially inhomogeneous polyzonal images. *CEUR Workshop Proceedings*. 2017;1901:10–15. DOI: 10.18287/1613-0073-2017-1901-10-15
16. Vasiliev K. K. *Reception of signals at multiplicative noise*. Saratov: Saratov University; 1983. (In Russ.)

Информация об авторах

Андрянов Никита Андреевич, кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры телекоммуникаций, Ульяновский государственный технический университет, Россия, 432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32; старший преподаватель кафедры авиационной техники, Ульяновский институт гражданской авиации имени Главного маршала авиации Б. П. Бугаева, Россия, 432071, г. Ульяновск, ул. Можайского, 8/8; e-mail: nikita-and-nov@mail.ru.

Гаврилина Юлия Николаевна, аспирант кафедры телекоммуникаций, Ульяновский государственный технический университет, Россия, 432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32.

Information about the authors

Nikita A. Andriyanov, Candidate of Technical Sciences, Senior Lecturer, Department of Telecommunications, Ulyanovsk State Technical University, 32, Severny Venets St., Ulyanovsk, 432027, Russia; Senior Lecturer, Department of Aviation Engineering, Ulyanovsk Institute of Civil Aviation named after the Chief Marshal of Aviation B. P. Bugaev, 8/8, Mozhaiskogo St., Ulyanovsk, 432071, Russia; e-mail: nikita-and-nov@mail.ru.

Yulia N. Gavrilina, postgraduate, the Department of Telecommunications, Ulyanovsk State Technical University, 32, Severny Venets St., Ulyanovsk, 432027, Russia.

Поступила / Received: 10.10.2019

Принята в печать / Accepted: 15.01.2020

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2020.4.1.003

УДК 537.86

Электродинамическая интерпретация результатов моделирования динамики электрона методом дискретных элементов

К. М. Зейде

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

✉ k.m.zeyde@urfu.ru

Аннотация

В данной работе рассматривается алгоритм обработки динамических и кинематических данных, формируемых при решении задачи движения отдельной частицы методом дискретных элементов. Работа алгоритма нацелена на получение основных электродинамических параметров системы: временная диаграмма напряженностей электрического и магнитного поля в точке наблюдения, их амплитудный и фазовый спектры. Особенности работы алгоритма и предложенного метода моделирования объясняются на тривиальном примере осциллирующего электрона. Приводится подробное описание алгоритма. Одной из рассматриваемых особенностей является автоматизированный учет инертности частицы, который приводит к характерному рывку (изменение ускорения) частицы при динамическом моделировании, даже при ее равномерном движении. Эта ситуация объясняется тем, что в начальный момент времени частица принимается покоящейся. Другой важной особенностью является резкое прерывание напряженности электрического поля в момент прерывания моделирования; схожая ситуация наблюдается при запуске процедуры симулирования. Этим объясняется тот факт, что даже для покоящейся частицы возвращаемый спектр является непрерывным и периодическим. Учет и анализ этих особенностей является важной частью предложенного алгоритма. Электродинамические параметры системы выражаются через классическое представление для потенциалов Лиенара – Вихерта. Комплексный спектр является результатом работы быстрого преобразования Фурье. Используемое ядро решателя методом дискретных элементов – MercuryDPM, обработка данных осуществляется в системе компьютерной алгебры Maxima. Подробно описывается структура выходного файла решателя для его более детальной обработки и последующего глубокого анализа. Предложенный алгоритм может эффективно применяться в рамках концепции мультифизического и полномасштабного моделирования.

Ключевые слова

электрон; метод дискретных элементов; моделирование; динамические характеристики

Для цитирования

Зейде К. М. Электродинамическая интерпретация результатов моделирования динамики электрона методом дискретных элементов. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(1):33–50. DOI: 10.15826/urej.2020.4.1.003

Electrodynamic interpretation of the results of electron dynamics modeling using the discrete element method

K. M. Zeyde

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

 k.m.zeyde@urfu.ru

Abstract

This paper considers the algorithm for processing dynamic and kinematic data, generated by solving the problem of the single particle motion, by the method of discrete elements. The algorithm is aimed at obtaining the basic electrodynamics system parameters, such as the time diagram of the electric and magnetic field strengths at the observation point, its amplitude and phase spectra. The features of the algorithm and the proposed modeling method are explained on the trivial example of the oscillating electron. One of the considered features is the automated accounting of the particle inertia which leads to a peculiar jerk (change in acceleration) of the particle during dynamic modeling, even when it is moving constantly. Another important feature is the sudden interruption of the electric field strength at the moment of interruption of the simulation; the similar situation is occurred when starting the simulation procedure. This explains the fact that even for the particle at rest, the returned spectrum is continuous and periodic. Accounting and highlighting these features is an important part of the purposed algorithm. The electrodynamics parameters of the system are expressed through the classical notation of the Lienard-Wiechert potentials. The complex spectrum is obtained as a result of the fast Fourier transform. MercuryDPM is the solver engine for the discrete element method implementation. Data processing is carried out in the Maxima computer algebra system. The structure of the output file according to the software specification is described in detail. We use the problem of the charged oscillator as a modeling example.

Keywords

electron, discrete element method, modeling, dynamics characteristics

For citation

Zeyde K. M. Electrodynamic interpretation of the results of electron dynamics modeling using the discrete element method. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(1):33–50. DOI: 10.15826/urej.2020.4.1.003

1. Введение

В работе [1] описывалась принципиальная возможность применения метода дискретных элементов (см. [2; 3]) для решения частных задач электродинамики в рамках мультифизического подхода к моделированию. В этой же работе проводилась экспериментальная верификация предложенного подхода. Логичным развитием подхода является предельный переход к рассмотрению динамики отдельных элементарных частиц в системе, к так называемому методу дискретных частиц [4]. В электродинамических задачах такой частицей естественным образом является электрон. Область возможных приложений, в которых такое моделирование может оказаться полезным, достаточно обширна. Моделирование динамики электронов особо актуально при разработке новых типов электровакуумных приборов, например релятивистских магнетронов [5] с повышенным значением КПД. Получение кинематических и динамических параметров электронов может найти применение при изучении условий распространения электромагнитных волн в плазме [6] или при моделировании плазменных антенн [7]. В этом контексте крайне важно упомянуть, что восстановление функций движения электрона является важной задачей при изучении мультиакторного эффекта [8].

В данной работе мы используем ядро решателя методом дискретных элементов реализованное в проекте MercuryDPM¹ [1; 2]. Исходные данные для моделирования совпадают с [1]. Тезисно постановка задачи сформулирована в [9]. В данной работе мы ограничиваемся возможностью восстановления электрических полей, являющихся продуктом движения электронов в замкнутой системе (формула (1) в [9]).

Основной нашей мотивацией к проведению данных исследований является создание универсального подхода к моделированию электродинамических эффектов методом дискретных элементов. В ряде задач метод дискретных элементов является предельным случаем метода конечных элементов. В рамках электродинамики класс таких задач должен быть установлен, тем не менее очевидным кажется эффективность гибридного моделирования [10]. При решении задач конечно-элементной сеточной оптимизации по параметру малости целевого эффекта наблюдения [11], требование дискретизации объекта на элементы, сохраняющие все его физические свойства, но минимально возможного объема, естественным образом вытекает из требо-

¹ *Mercury DPM code for discrete particle simulations. Available at: www.mercurydpm.org*

вания к бесконечной малости магнитуды целевого эффекта наблюдения.

Целью настоящего исследования является разработка алгоритма обработки выходных данных решателя с целью получения целевых электродинамических параметров системы.

Следует также указать, что мы видим особый интерес в использовании такого подхода в образовательных целях. Моделирование динамики отдельного электрона, или группы электронов позволило бы наглядно продемонстрировать самые фундаментальные закономерности электродинамики, а также визуализировать их проявления не на уровне полей и волн, а на уровне динамических уравнений отдельных носителей заряда (в том числе виртуальных электронов и фотонов).

2. Основные положения

На рис. 1 представлена геометрия системы и формулируются основные данные для задачи. Границы системы анализа – ограниченная область пространства, в которой ищется кинематические и динамические параметры частицы. Частица не взаимодействует с границей системы и в случае ее пересечения исключается из анализа (повторное пересечение границы невозможно, поэтому информация о частице перестает быть значимой [1]).

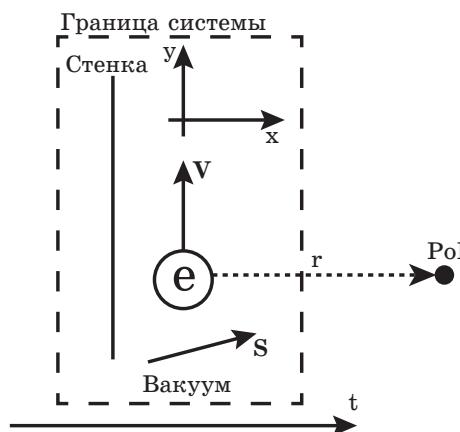


Рис. 1. Геометрия системы и формулировка задачи

Fig. 1. System geometry and problem statement

Для постановки электродинамической задачи важно указать, что вся среда внутри границ является вакуумом. В данном случае это не является допущением или аппроксимацией, так как любая материальная среда должна быть описана также на микроуровне, то есть на уровне частиц – молекул или атомов.

В данной работе мы рассматриваем только двухмерную постановку задачи в прямоугольной системе координат $(x; y)$. Решатель MercuryDPM позволяет проводить и трехмерное моделирование. Обработка результатов в этом случае остается прежней, но запись становится более громоздкой.

В границах системы находится частица – электрон. Фактически количество частиц ограничивается только доступными пользователю вычислительными мощностями. Как и в случае обоснования выбора двухмерного моделирование, мы производим обработку результатов для одного и двух электронов, так как алгоритм для большего количества частиц остается неизменным. Каждая частица имеет вектор скорости \mathbf{V} . Помимо этого в системе может действовать некоторое внешнее силовое поле любой природы \mathbf{S} , определяющее смещение частицы от кинематической траектории движения (это может быть внешнее гравитационное, электрическое, магнитное поле и т.д.) [1].

В границах системы может быть задана стенка, с которой частица вступает во взаимодействие. Характер этого взаимодействия может быть любым (например, упругое столкновение). При столкновении электрона со стенкой может происходить потеря его кинетической энергии.

Для последующей обработки результатов должны быть назначены координаты точки наблюдения за системой (PoI). В общем случае точка интереса может быть назначена где угодно, однако логично выбирать ее за границами анализа системы, чтобы избежать возможных ошибок, связанных с тем, что координаты частицы совпадают с координатами PoI.

Моделирование является динамическим. В системе определяется ось времени t . Отчеты о состоянии системы возвращаются за выбранный дискрет времени Δt . Область анализа системы является лабораторной инерциальной системой отсчета, в которую также входит наблюдатель в PoI.

Как уже говорилось выше, в данной работе мы обрабатываем результат решателя MercuryDPM для получения величины напряженности и частоты электрического поля PoI [9]. Целевая величина выражается известной формулой [13; 14]:

$$E_{\text{PoI}}(t) = kq_e \underbrace{\left[\frac{(\mathbf{r}_0 - \boldsymbol{\beta})(1 - \beta^2)}{\chi^3 r^2} + \frac{1}{c} \left(\frac{\mathbf{r}_0}{\chi^3 r} \times \left\{ (\mathbf{r}_0 - \boldsymbol{\beta}) \times \frac{d\boldsymbol{\beta}}{dt} \right\} \right) \right]}_{t_p}. \quad (1)$$

Выражение (1) получено через запаздывающие потенциалы Лиенара–Вихерта, а это, в свою очередь, означает, что значение скоростной части и ускорительной части выражения (1) долж-

но вычисляться не в текущий момент времени t , а в прошедший момент времени t_p :

$$t_p = t - \left(\frac{r(t_p)}{c} \right). \quad (2)$$

Магнитное поле в точке наблюдения может быть найдено следующим образом:

$$\mathbf{B}_{\text{PoI}}(t) = \mathbf{E}_{\text{PoI}} \times \mathbf{r}_0. \quad (3)$$

В выражениях (1), (2) и (3) используются следующие обозначения: k – коэффициент пропорциональности в СИ равный:

$$k = \frac{1}{4\pi\epsilon_0},$$

q_e – заряд электрона,

$$\mathbf{r}_0 = \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|} -$$

единичный вектор, направленный от текущего положения электрона к PoI,

$$\beta = \frac{V}{c} -$$

относительная скорость частицы, $\chi = 1 + \beta$ – магнитуда скоростного эффекта и

$$\frac{d\beta}{dt} = \frac{\mathbf{a}}{c},$$

где \mathbf{a} – ускорение частицы.

3. Схема моделирования

На рис. 2 показана используемая нами структурная схема моделирования. Первичными входными данными для решателя являются следующие величины: N – количество частиц в системе, x_{\max} и y_{\max} – координаты границы системы, начальное значение вектора скорости \vec{V} для каждой частицы, значение внешней, действующей в системе силы (или суммы сил) \mathbf{S} , время анализа T (соответствует времени наблюдения за системой) и значение дискрета времени Δt .

Перечисленный набор входных данных является минимальным для проведения расчета (поэтому мы называем его первичным набором). Так как программа MercuryDPM распространяется с открытым исходным кодом, количество входных уточняющих систему данных может быть дополнено произвольным образом. При первичном наборе данных решатель будет анализировать систему с точки зрения ее механического поведения (кинематического и динамического) методом дискетных элементов, что на данном этапе является достаточным.

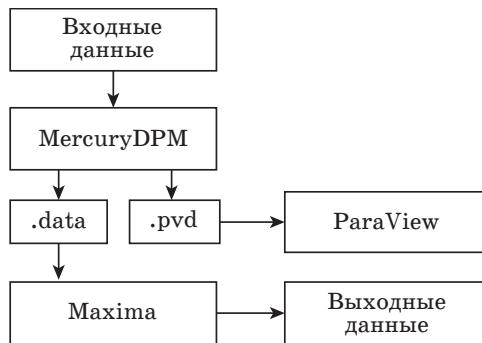


Рис. 2. Структурная схема этапов моделирования

Fig. 2. Structural scheme of modeling

По итогу анализа системы решатель формирует типовые файлы с результирующими данными, в том или ином виде. В данной работе мы описываем алгоритм обработки данных, хранящихся в файле .data. Генерируемый программой файл .pvd служит для визуализации данных, например в среде ParaView.

На рис. 3 показана структура файла .data. Следует указать, что этот файл является основным для последующей обработки, так как содержит полную информацию о кинематических и динамических параметрах каждой частицы в системе в каждый момент времени.

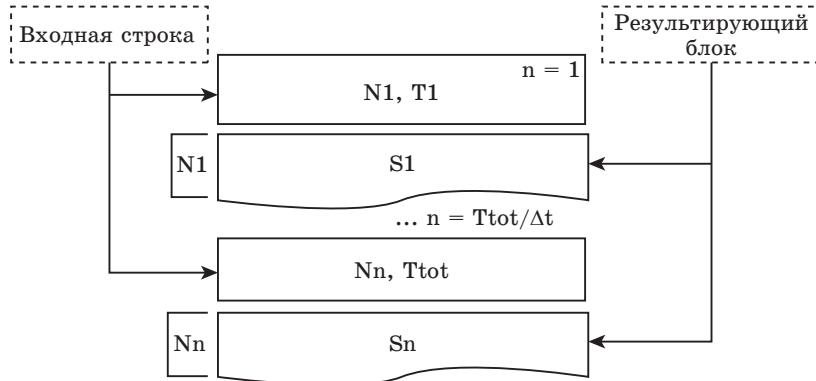


Рис. 3. Структура данных передаваемых на обработку

Fig. 3. Processing data structure

Информация о состоянии системы содержится в так называемом результирующем блоке S . Количество строк этого блока соответствует количеству частиц в системе N , то есть каждая строка описывает текущее состояние каждой частицы. В строке результирующего блока содержится информация по теку-

щему положению частицы в системе, все составляющие вектора мгновенной линейной скорости частицы, все составляющие вектора мгновенной угловой скорости частицы. Перед каждым результирующим блоком располагается входная строка, в которой содержится информация о количестве частиц в системе, текущее время в системе и размеры анализируемой системы. В случае, если на протяжении всего моделирования количество частиц и размеры анализируемого пространства неизменны, то единственной величиной, которая изменяется во входных строках, – это значение текущего времени t . Количество входных строк в файле соответствует количеству временных отчетов, то есть $n = T_{tot}/\Delta t$, где $T_{tot} = T$ – время наблюдения за системой.

Структура выходного файла решателя формирует массив данных, количество строк которого равно $N_s = n(N + 1)$.

4. Обработка данных решателя

Для обработки результатов мы используем систему компьютерной алгебры Maxima по основной причине: при использовании этого ядра можно обойтись без графического интерфейса и передавать данные напрямую обработчику в текстовом виде, что существенно экономит вычислительные ресурсы (по сравнению с использованием таких систем как MathCAD или MathLab). Однако при значительном количестве частиц в системе или/и временных итераций использование такого подхода уже не является оптимальным. В этой связи наиболее разумным кажется организация параллельных вычислений с использованием графических процессоров, например средствами CUDA ([14; 15] в качестве примеров использования в вычислительной электродинамике).

После загрузки в вычислительное ядро массива данных осуществляется его структуризация по строкам, согласно рис. 3. По количеству входных строк определяется значение временных итераций n , общее время наблюдения T_{tot} и временной интервал между отчетами Δt . Далее определяется частота дискретизации:

$$f_d = \frac{1}{\Delta t}.$$

Затем формируются массивы данных для значений x , y , V_x , V_y для каждой частицы в каждый момент времени. Из двух последних формируется массивы относительных скоростей частиц. В рамках данной работы для нахождения оптимального значения Δt может быть применен алгоритм, описанный в [16].

Единственной необходимой входной информацией от пользователя для обработчика является значение координат PoI – $(x_{PoI}; y_{PoI})$. Используя эту информацию, формируются массивы модуля вектора r и компонент единичного вектора r_{0x} и r_{0y} .

Также имеет смысл создать массивы данных для модуля мгновенной и мгновенной относительной скоростей частиц. Отсюда естественным образом вытекает массив магнитуд эффекта для каждого временного отчета.

Для того чтобы получить массивы для составляющих ускорения частицы, мы используем кинематическое определение величины:

$$\mathbf{a} = \frac{\Delta \mathbf{V}}{\Delta t} -$$

приращение времени в этой записи соответствует дискрету времени моделирования. В соответствии с этим необходимо из массивов составляющих скоростей получить массивы приращений составляющих скоростей: $\Delta \mathbf{V} = \mathbf{V}_{n+1} - \mathbf{V}_n$. Длина массивов приращений скоростей и ускорения на один меньше, чем длина массивов, рассматриваемых ранее. Это важное замечание может служить источником трудноуловимых ошибок в обработке результатов. Такие укороченные массивы будем отмечать с индексом «-1».

Далее обработчик переходит к расчету составляющих вектора напряженности электрического поля в точке интереса по формуле (1). Важным фактором в этом контексте является проверка на учет времени запаздывания (2). В силу того что минимальное приращение времени в системе определяется только значением Δt , то запаздывание, при котором

$$\left(\frac{r(t_p)}{c} \right) < \Delta t$$

учтено быть не может. Допустимым является ситуация, при которой

$$\left(\frac{r(t_p)}{c} \right) \ll \Delta t \Rightarrow t_p \rightarrow t -$$

в этом случае пренебрежение запаздыванием в (1) не приводит к значительным погрешностям.

После того как обработчик получает массивы амплитуд напряженности электрического и магнитного полей, необходимо получить комплексный спектр излучения. Для решения этой задачи мы используем быстрое преобразование Фурье (БПФ), согласно алгоритмам для Maxima [17]. Так как длина обрабатываемого БПФ массива L должна быть равна 2 в целой степени, прежде всего необходимо получить подходящую длину массива (длина полученного от обработчика массива является произвольной). Имеем:

$$L = 2^{\lceil \log_2 n \rceil} \quad (4)$$

Далее формируется нулевой массив $[Z0]$ длиной $(n-L)$. Затем амплитудный массив объединяется с нулевым массивом и вы-

полняется быстрое преобразование Фурье. Результатом работы БПФ является массив комплексных чисел, из которого может быть получен как амплитудный, так и фазовый спектр. Для отображения спектра вычисляется дискрет по частоте:

$$\Delta f = \frac{f_d}{L}. \quad (5)$$

Массив частот для построения спектра имеет длину ($L-1$) и строится итеративным образом из условия: $f_k = \Delta f \cdot k$, при $k = 0, 1, \dots, (L-1)$.

В качестве обобщенной схемы работы алгоритма, на рис. 4 показана структурная схема обработки данных моделирования динамики электрона.

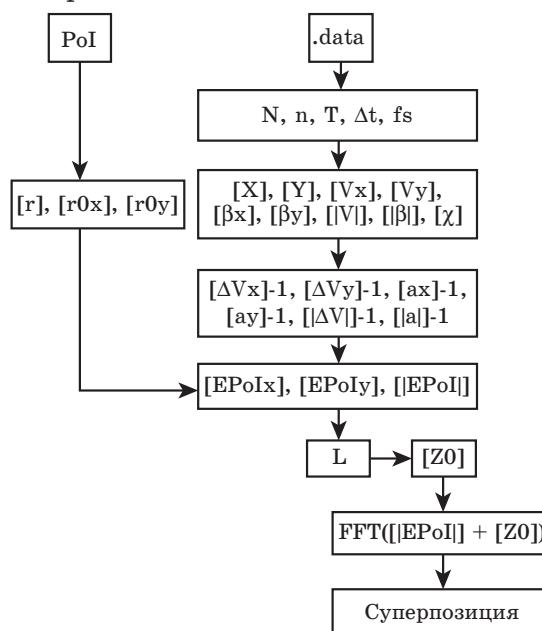


Рис. 4. Алгоритм работы обработчика данных моделирования

Fig. 4. Modeling data processing algorithm

5. Результаты моделирования

В данной работе мы ограничиваемся только рассмотрением некоторых качественных результатов моделирования для объяснения ряда особенностей, связанных с постановкой вычислительного эксперимента методом дискретных частиц.

Рассмотрим систему, в которой один электрон в начальный момент времени начинает движение вдоль оси x . В системе не действует никаких внешних сил, диссипации энергии не происходит. В определенный момент времени частица доходит до ба-

рьера, соударяясь с которым продолжает движение в противоположном направлении. Геометрия модели показана на рис. 5: синей окружностью показано текущее положение электрона – в масштабе метки сливаются в прямую. Красным треугольником обозначена PoI. Черные линии показывают границы системы.

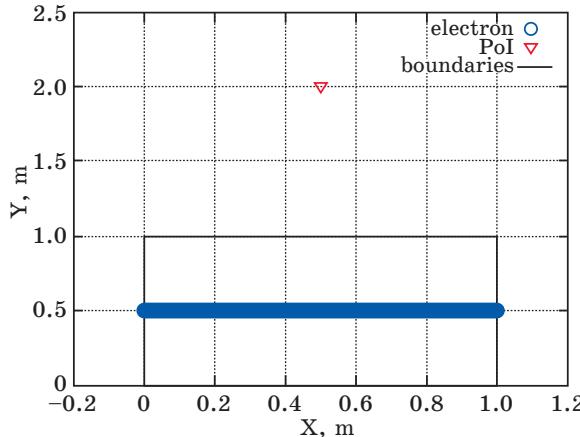


Рис. 5. Геометрия модели

Fig. 5. Geometry model

Входные данные для решателя следующие: $N = 1$, $x_{\max} = 1$ м, $y_{\max} = 1$ м, $V_x = 2.436$ м/с, $S = 0$, $T = 2$ с, $\Delta t = 0,001$ с. Частота дискретизации $f_d = 1$ кГц и $n = 2000$. Выбранная точка наблюдения имеет координаты $(0,5; 2)$. Длина массива для построения спектра $L = 2048$, дискрет по частоте $\Delta f = 0.4883$ Гц.

На рис. 6 показана временная диаграмма напряженности электрического поля в PoI. Рисунки 7 и 8, на которых показан амплитудный спектр, требуют некоторых пояснений.

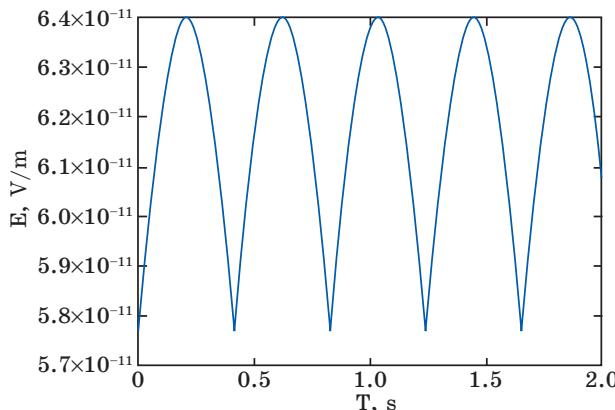


Рис. 6. Временная диаграмма

Fig. 6. Time diagram

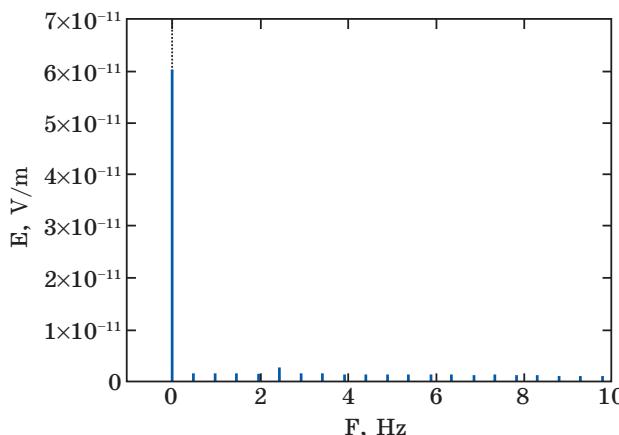


Рис. 7. Амплитудный спектр с нулевой гармоникой

Fig. 7. Amplitude spectrum with zero harmonic

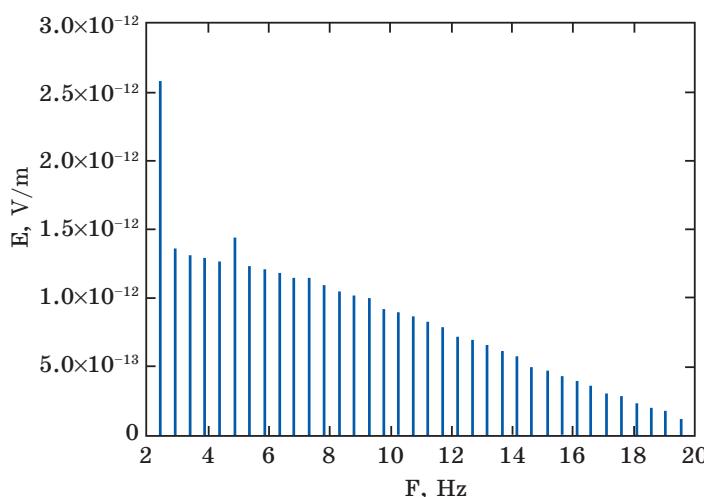


Рис. 8. Амплитудный спектр с первой и второй основными гармониками

Fig. 8. Amplitude spectrum with the first and second harmonics

Первая основная гармоника в спектре располагается на частоте около 2.4415 Гц (рис. 8). Вторая основная гармоника, как можно видеть, расположена на частоте в два раза выше, то есть 4.883 Гц. Эти значения являются ожидаемыми и соответствуют периоду колебаний (рис. 6). Вопросы, требующие пояснения, связаны с максимальным значением напряженности на нулевой частоте и с возникающим непрерывным спектром. Ответ на эти вопросы демонстрируют некоторые особенности при проведении моделирования таким методом.

При начале моделирования любая частица, даже обладающая начальной скоростью в момент времени $t = 0$, считается покоящейся. В момент времени $t_{n=1}$ частица получает ускорение согласно входным значениям. Объяснение этому факту заключается в том, что в методе дискретных частиц учитывается инертность объекта, значит, частица не может получить скорость мгновенно, то есть без снятия отчета о ее состоянии покоя и ускорения. При окончании моделирования частица считается вышедшей из системы, то есть перестает в ней существовать, а значит, перестает существовать и напряженность электрического поля, создаваемого ею. В силу этих факторов провести моделирование постоянного электрического поля, действующего в системе, не представляется возможным, так как в этом случае $t \rightarrow \infty$. При ограниченном времени моделирования, даже покоящегося электрона, временная диаграмма всегда представляет собой прямоугольный импульс неизменной амплитуды длительностью t . Данные положения в полной мере объясняют непрерывный периодический спектр и максимальное значение напряженности на нулевой частоте.

На рис. 9 показана временная зависимость составляющей ускорения электрона от времени анализа. В силу инертности частицы ненулевая составляющая ускорения появляется в некотором количестве начальных отчетов ($n = 1, 2, 3$), а также в момент соударения частицы с барьером. В момент соударения скорость частицы резко падает – ускорение отрицательное, в силу того, что диссипация кинетической энергии не происходит, электрон продолжает движение в противоположном направлении с начальной скоростью, но вновь развивает ее не мгновенно, а за время, равное $n = 3$ отчетов, двигаясь с положительным ускорением.

В силу того, что на определенных моментах времени электрон движется с ускорением, он излучает электромагнитные волны – это ускорительная часть в выражении (1). На рис. 10 показан спектр такого излучения. Легко видеть, что первая и вторая основные гармоники этого излучения располагаются на частотах 2.4415 Гц и 4.883 Гц, то есть излучение когерентно тому, которое образуется из-за равномерного движения электрона (скоростная часть выражения (1)). Это легко объясняется импульсным характером излучения, причем, согласно рис. 9, периоды импульсов соответствуют периодам на рис. 6. В силу того, что амплитуда излучения при ускоренном движении электрона в рассматриваемом случае ничтожна, по сравнению с амплитудой излучения равномерного движения (-26 порядок против -12 порядка), их сумма не дает значимого эффекта.

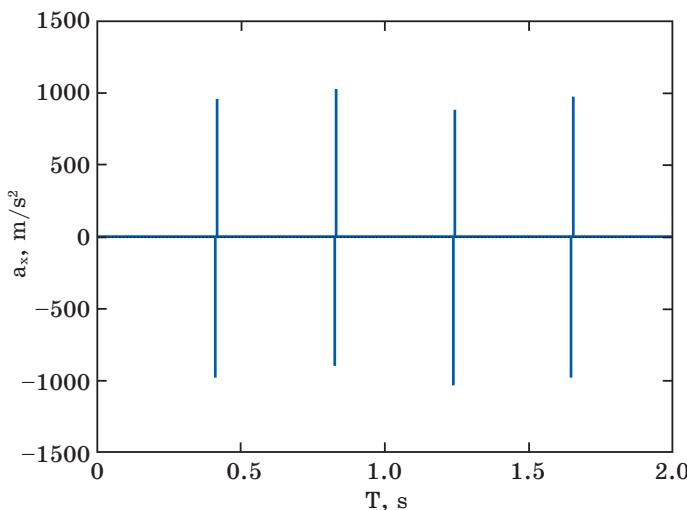


Рис. 9. Зависимость составляющей ускорения от времени
 Fig. 9. Acceleration component time dependence

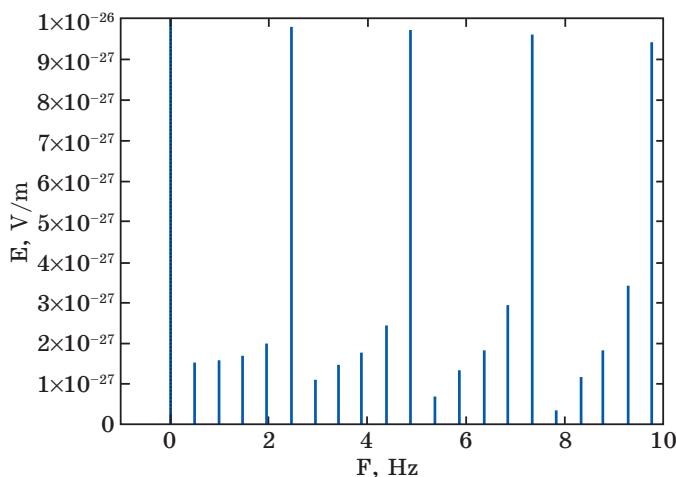


Рис. 10. Амплитудный спектр только ускорительной части выражения (1)
 Fig. 10. Amplitude spectrum for acceleration part of (1)

6. Выводы

В работе описывается основная часть алгоритма обработки данных, поступаемых от решателя методом дискретных элементов, в рамках классической электродинамики. Работа алгоритма продемонстрирована на примере тривиальной задачи для объяснения ряда важных особенностей затронутого подхода моделирования.

Гибкость метода и возможность его адаптации к требуемым параметрам системы, открывает широкие возможности в наиболее точном моделировании динамики электрона с учетом специфических эффектов (например, описанных в [18]), в том числе тепловое движение частиц [19].

Применение предложенного алгоритма в образовательных целях является одной из приоритетных задач в развитии проекта.

Список литературы

1. Зейде К. М. Применение метода дискретных элементов для изучения рефракционных свойств потока жидкости с мелкодисперсными примесями. *Журнал радиоэлектроники*. 2018;(9). DOI: 10.30898/1684-1719.2018.9.4
2. Baorong C., Zhichao H., Zhaochang Z. Improved discrete element method for linear and nonlinear dynamic analysis of 3-D beam structures. *Tsinghua Science and Technology*. 1997;2(2):529–535. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6078045>
3. Nakashima H. Discrete element method (DEM) and its possible application. In: *SICE Anual Conference, Sapporo, Japan, Aug. 4–6, 2004*. P. 1104–1107.
4. Thornton A., Weinhart T., Luding S., Bokhove O., Modeling of particle size segregation: calibration using the discrete particle method. *International Journal of Modern Physics C*. 2012;23(8):1240014. DOI:10.1142/S0129183112400141.
5. Винтизенко И. И., Митюшкина В. Ю. Предельные режимы работы релятивистских магнетронных СВЧ-генераторов. *Радиотехника*. 2005;(10):74–78.
6. Битюков В. К., Королев А. Н., Котов А. Ф. Особенности прохождения радиоволн через нестационарную холодную плазму. *Радиотехника*. 2007;(9):11–13.
7. Колычев С. А., Ярыгин А. П. Излучение плазменной антенны космического базирования, возбуждаемой магнитным диполем. *Радиотехника*. 2008;(6):102–105.
8. Егоров А. В., Мартыненко М. А., Прокофьев Б. В. Мультипакторный разряд в прямоугольных волноводах вывода энергии мощных ЭВП СВЧ. *Журнал радиоэлектроники*. 2015;(6). Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/mac/jun15/3/text.html>
9. Zeyde K. M. MercuryDPM adaptation for electromagnetic microscopic DEM simulation. In: *Proceedings of the 2019 9th IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications, APWC 2019, Granada, Spain, Sept. 9–13, 2019*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2019. DOI: 10.1109/APWC.2019.8870502
10. Munjiza A. *The combined finite-discrete element method*. England: John Wiley & Sons; 2004. DOI: 10.1002/0470020180
11. Zeyde K. M. Optimization of finite element mesh by the a priori parameter of smallness. In: *IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization*

(NEMO), Reykjavik, Iceland, Aug. 8–10, 2018. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2018. DOI: 10.1109/NEMO.2018.8503468

12. Джексон Дж. *Классическая электродинамика*. М.: Мир; 1965.
13. Кобзев А. П. О механизме излучения равномерно движущегося заряда. *Физика элементарных частиц и атомного ядра*. 2014;45(3):1112–1159. Режим доступа: http://www1.jinr.ru/Pepan/2014-v45/v-45-3/06_kobz.pdf
14. Demir V., Elsherbeni A. Z. Compute unified device architecture (CUDA) based finite-difference time-domain (FDTD) implementation. *ACES Journal*. 2010;25(4):303–314. Available at: https://inside.mines.edu/~aelsherb/pdfs/journal_papers/2010/CUDA_Based_FDTD_Implementation.pdf
15. Lvovich I. Ya., Preobrazhenskiy A. P., Choporov O. N., Kaydakova K. V. The analysis of the scattering electromagnetic waves with use of parallel computing. In: *International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Omsk, May 21–23, 2015*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2015. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147133
16. Зейде К. М. Оценка оптимальной пространственно-временной дискретизации в задачах слежения за вращающимися целями с использованием MDR. *Электромагнитные волны и электронные системы*. 2016;21(5):46–51.
17. Woollett E. L. *Maxima by example: Ch.11 Fast Fourier transform tools*. August 13, 2009. Available at: https://www.moodle2.tfe.umu.se/pluginfile.php/27372/mod_book/chapter/416/maxima/maxima_intro/wolett_maxima-6.pdf
18. Fujisawa T. Single-Electron Dynamics. In: *Encyclopedia of Nanoscience and Nanotechnology*. American Scientific Publishers. American Scientific Publishers; 2004. Vol. 9. P. 885–902.
19. Ovchinnikov A. A., Erikhman N. S. Calculation of particle mobility at high temperature. *Journal of Experimental and Theoretical Physics*. 1978;48(6):1118–1122. Available at: http://www.jetp.ac.ru/cgi-bin/dn/e_048_06_1118.pdf

References

1. Zeyde K. M. The application of the discrete element method to study the refractive properties of a liquid flow with powder impurities. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2018;(9). (In Russ.) DOI: 10.30898/1684-1719.2018.9.4
2. Baorong C., Zhichao H., Zhaochang Z. Improved discrete element method for linear and nonlinear dynamic analysis of 3-D beam structures. *Tsinghua Science and Technology*. 1997;2(2):529–535. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6078045>
3. Nakashima H. Discrete element method (DEM) and its possible application. In: *SICE Anual Conference, Sapporo, Japan, Aug. 4–6, 2004*, pp. 1104–1107.
4. Thornton A., Weinhart T., Luding S., Bokhove O., Modeling of particle size segregation: calibration using the discrete particle method. *Inter-*

national Journal of Modern Physics C. 2012;23(8):1240014. DOI:10.1142/S0129183112400141.

5. Vintzenko I. I., Mityushkina V. Yu. Limit modes of operation of relativistic magnetron microwave generators. *Radiotekhnika = Radioengineering..* 2005;(10):74–78. (In Russ.)

6. Bityukov V. K., Korolev A. N., Kotov A. F. Features of Radiowaves Passage Through Non-Stationary Cold Plasma. *Radiotekhnika = Radioengineering.* 2007;(9):11–13. (In Russ.)

7. Kolychev S. A., Yarygin A. P. Radiation of Space Basing Plasma Antenna Feed by Magnetic Dipolar. *Radiotekhnika = Radioengineering.* 2008;(6):102–105. (In Russ.)

8. Egorov A. V., Martynenko M. A., Prokofiev B. V. Multipact factor discharge in rectangular waveguides for energy output from high-power microwave high-voltage computers. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics.* 2015;(6). Available at: <http://jre.cplire.ru/mac/jun15/3/text.html> (In Russ.)

9. Zeyde K. M. MercuryDPM adaptation for electromagnetic microscopic DEM simulation. In: *Proceedings of the 2019 9th IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications, APWC 2019, Granada, Spain, Sept. 9–13, 2019.* Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2019. DOI: 10.1109/APWC.2019.8870502

10. Munjiza A. *The combined finite-discrete element method.* England: John Wiley & Sons; 2004. DOI: 10.1002/0470020180

11. Zeyde K. M. Optimization of finite element mesh by the a priori parameter of smallness. In: *IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), Reykjavik, Iceland, Aug. 8–10, 2018.* Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2018. DOI: 10.1109/NEMO.2018.8503468

12. Jackson J. D. *Classical Electrodynamics.* New York, London: John Wiley & Sons, Inc.; 1962.

13. Kobzey A. P. About the radiation mechanism of a uniformly moving charge. *Fizika elementarnykh chastits i atomnogo yadra = Physics of Elementary Particles and Atomic Nuclei.* 2014;45(3):1112–1159. Available at: http://www1.jinr.ru/Pepon/2014-v45/v-45-3/06_kobz.pdf (In Russ.)

14. Demir V., Elsherbeni A. Z. Compute unified device architecture (CUDA) based finite-difference time-domain (FDTD) implementation. *ACES Journal.* 2010;25(4):303–314. Available at: https://inside.mines.edu/~aelsherb/pdfs/journal_papers/2010/CUDA_Based_FDTD_Implementation.pdf

15. Lvovich I. Ya., Preobrazhenskiy A. P., Choporov O. N., Kaydakova K. V. The analysis of the scattering electromagnetic waves with use of parallel computing. In: *International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Omsk, May 21–23, 2015.* Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2015. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147133

16. Zeyde K. M. Estimation of optimal space-time sampling in problems of tracking of rotating targets, using MDR provision. *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy = Electromagnetic Waves and Electronic Systems.* 2016;21(5):46–51. (In Russ.)

17. Woollett E. L. *Maxima by example: Ch. 11 Fast Fourier transform tools*. August 13, 2009. Available at: https://www.moodle2.tfe.umu.se/pluginfile.php/27372/mod_book/chapter/416/maxima/maxima_intro/wolett_maxima-6.pdf
18. Fujisawa T. Single-Electron Dynamics. In: *Encyclopedia of Nanoscience and Nanotechnology*. American Scientific Publishers. American Scientific Publishers; 2004. Vol. 9, pp. 885–902.
19. Ovchinnikov A. A., Erikhman N. S. Calculation of particle mobility at high temperature. *Journal of Experimental and Theoretical Physics*. 1978;48(6):1118–1122. Available at: http://www.jetp.ac.ru/cgi-bin/dn/e_048_06_1118.pdf

Информация об авторе

Зейде Кирилл Михайлович, кандидат физико-математических наук, ведущий инженер, старший преподаватель департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32.

Information about the author

Kirill M. Zeyde, Candidate of Science in Physics and Mathematics, leading engineer, senior lecturer of the Department of Radioelectronics and Communications of Engineering School of Information Technologies, Telecommunications and Control Systems, Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, 32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia.

Поступила / Received: 22.19.2019

Принята в печать / Accepted: 15.01.2020

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2020.4.1.004

УДК 621.382.2

Влияние сопутствующей модуляции частоты колебаний амплитудно-модулированного генератора на формирование автодинных сигналов

В. Я. Носков¹ , С. М. Смольский², К. А. Игнатков¹¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32² Национальный исследовательский университет «МЭИ», Россия, 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14 noskov@oko-ek.ru

Аннотация

Представлены результаты исследований автодинного генератора с комбинированной амплитудно-частотной модуляцией, находящегося под воздействием собственного отраженного излучения. Получены основные соотношения для анализа автодинного отклика одноконтурного генератора в зависимости от величины времени запаздывания отраженного излучения при произвольном законе одновременной модуляции амплитуды и частоты. Выполнены вычисления характеристик амплитудной селекции сигналов автодинных генераторов для случая применения гармонического закона амплитудно-частотной модуляции. Установлены особенности формирования сигналов при различных значениях величин сопутствующей частотной модуляции излучения и параметра обратной связи системы «генератор – объект локации». Результаты экспериментальных исследований, выполненные на примере гибридно-интегрального генератора «Тигель-0,8М» с меза-планаарным диодом Ганна 8-мм диапазона, подтвердили выводы теоретического анализа.

Ключевые слова

автодин, автодинный генератор, автодинный сигнал, амплитудная модуляция, частотная модуляция, система ближней радиолокации

Для цитирования

Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А. Влияние сопутствующей модуляции частоты колебаний амплитудно-модулированного генератора на формирование автодинных сигналов. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(1):51–83. DOI: 10.15826/urej.2020.4.1.004

Influence of attended FM of the AM oscillator on the autodyne signal formation

V. Ya. Noskov¹ , S. M. Smolskiy², K. A. Ignatkov¹

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

² National Research University “Moscow Power Engineering Institute”,
14 Krasnokazarmennaya Str., Moscow, 111250, Russia

 noskov@oko-ek.ru

Abstract

Research results are presented for the autodyne oscillator with the combined amplitude-frequency modulation being exposed by the impact of the proper reflected emission. The main relations are obtained for the analysis of the autodyne response of the single-circuit oscillator depending on the delay time of reflected emission at arbitrary law of simultaneous modulation of amplitude and frequency. Computations are performed of characteristics of the amplitude selection of the autodyne oscillator signals for the case of harmonic law application of the amplitude-frequency modulation. The features of signal formation are defined at different values of attended frequency modulations of the emission and the feedback parameter of the system “generator – radar target”. Results of the experimental investigations executed on the example of the hybrid-integrated oscillator “Tigel-0,8M” with meza-planar Gunn diode of 8mm-range confirm the theoretical conclusions.

Keywords

autodyne, autodyne oscillator, autodyne signal, amplitude modulation, frequency modulation, short-range radar system

For citation

Noskov V. Ya., Smolskiy S. M., Ignatkov K. A. Influence of attended FM of the AM oscillator on the autodyne signal formation. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(1):51–83. DOI: 10.15826/urej.2020.4.1.004

1. Введение

Зародившееся в период Второй мировой войны научное направление, связанное с созданием и применением миниатюрных, простых и дешевых радиолокационных датчиков малого радиуса действия [1], окончательно утвердилось к началу 70-х гг. прошлого столетия как «ближняя радиолокация» [2]. В последующие годы это направление, особенно в свете достижений твердотельной микроэлектроники и освоению диапазона миллиметровых волн, получило свое дальнейшее бурное развитие [3–12].

Согласно определению, данному профессором И. М. Коганом, системы ближней радиолокации (СБРЛ) – это радиолокационные системы, дальность действия которых соизмерима с геоме-

трическими размерами объекта локации. В указанных условиях обычно отраженный радиосигнал принимается от множества блестящих точек объекта локации. Характерно для этих систем также наличие посторонних предметов и самого объекта в ближней зоне антенны. Диапазоны изменения дальности до объекта локации и эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) цели имеют значительно большие пределы, чем у обычных, «дальних» РЛС.

Кроме того, во многих приложениях, например, в радиовзрывателях, радиоволновых датчиках охранной сигнализации, измерителях параметров движения, системах предупреждения столкновений на транспорте и пр., продолжительность нахождения цели в зоне контроля СБРЛ и время обработки принимаемых сигналов для выдачи команд обычно очень ограничены. Функционирование СБРЛ в указанных условиях является причиной порождения одной из проблем СБРЛ, связанной с погрешностью фиксации положения объекта локации, которая оказывается соизмеримой с расстоянием. При этом необходимо обеспечить селекцию цели на фоне высокого уровня отражений от пассивных помех. Кроме того, условия эксплуатации во многих применениях СБРЛ связаны с воздействием высокого уровня вибраций и шумов. Поэтому во многих случаях при создании СБРЛ ставится специфическая задача формирования, так называемых, «мертвых зон» и «зон селекции цели» путем выбора вида и параметров модуляции излучения, а также соответствующей обработки принятого сигнала.

Простейшую конструкцию, минимальные габариты, вес и стоимость СБРЛ обеспечивают приемо-передатчики с автодинным принципом построения. В автодинных СБРЛ (АСБРЛ) функции передатчика и приемника выполняет единственный каскад, работающий непосредственно на антенну. Этот каскад (автодин – АД), выполненный на основе автогенератора, вырабатывает зондирующие СВЧ колебания, которые излучаются антенной в направлении объекта локации. Отраженный от объекта сигнал принимается этой же антенной и поступает в колебательную систему генератора, порождая в нем сложный нелинейный процесс, который принято называть автодинным эффектом [13].

Этот эффект проявляется в изменениях практически всех параметров колебаний автогенератора и наблюдается во всех типах генераторов, как непрерывного излучения, так и с различными видами модуляции, и в диапазоне от радиочастотных до оптических частот [4–14]. Изменениям подвергаются не только высокочастотные параметры колебаний (амплитуда, частота, фаза и выходная мощность), но и низкочастотные параметры,

такие как постоянные токи и напряжения в схеме генератора. Регистрация этих изменений в виде автодинных сигналов и их обработка обеспечивают возможность получения необходимой информации о кинематических, внешних и внутренних параметрах объектов локации, а также среды распространения электромагнитного излучения, характеристиках вторичного излучения объектов и параметров антенных систем.

В настоящее время автодинные, также как и гомодинные СБРЛ, широко используются для самых разнообразных приложений. Примерами их применения являются решения различных задач военного назначения, на автомобильном и железнодорожном транспорте и в системах безопасности, в научных исследованиях, измерительной технике и электронной промышленности для контроля параметров материалов [12; 15–21]. Кроме того, они используются в бортовых измерителях параметров движения носителя относительно подстилающей поверхности, в датчиках вибраций и скорости вращения вала судовых дизельных двигателей, в аппаратуре для диагностики работы турбоагрегатов, а также в приборах для физиологических и медицинских исследований и пр. [22–32].

Из-за зависимости параметров автодинного генератора от собственного отраженного от объекта локации СВЧ излучения АД относятся к классу автопараметрических систем с запаздывающей обратной связью. При анализе этих устройств раздельное рассмотрение функций формирования и передачи зондирующего излучения, а также приема и преобразования отраженного излучения от объекта локации невозможно. Это совмещение создает проблему выбора оптимального режима колебаний, при котором обеспечиваются наилучшие характеристики АД, как радиолокатора, поскольку для каждой из указанных функций генератора оптимальные режимы могут значительно отличаться. Сложность решения этой проблемы, которое лежит в плоскости методов теории нелинейных колебаний, зачастую является препятствием для успешного применения АД в решении многих задач ближней и сверхближней радиолокации.

Кроме указанных выше общих условий функционирования СБРЛ, при разработке АСБРЛ необходимо учитывать ряд специфических свойств и особенностей работы АД. Среди них – инерционность автодинного эффекта, ограничивающая быстродействие системы. При неправильном выборе параметров автоколебательной системы инерционные свойства генератора, характеризуемые эквивалентной постоянной времени автодинного отклика, могут вызвать ограничение рабочего диапазона частот АСБРЛ. Другая особенность – наличие ангармониче-

ских искажений сигналов, усиливающиеся с укорочением длины волны излучения и создающие проблемы при их обработке. Для адекватного описания наблюдаемых экспериментально явлений в свое время потребовался пересмотр некоторых концептуальных представлений о функционировании АД.

Расширить функциональные возможности и улучшить работоспособность АСБРЛ в условиях сложной радиолокационной обстановки можно при использовании АД с дополнительной модуляцией излучения по частоте или применением импульсной модуляции [8; 11; 14; 23]. В ряде случаев для успешного решения локационных задач может оказаться полезным использование амплитудной модуляции (АМ) при непрерывном излучении радиоволн [33]. Однако при АМ, особенно по цепи питания твердотельных СВЧ генераторов, неизбежно возникает сопутствующая частотная модуляция (ЧМ), которая накладывает свои условия на формирование автодинного отклика генератора. Влияние одновременно этих двух условий на формирование автодинного отклика в литературе на сегодня в полной мере не рассматривалось [34]. Хотя задачи исследования новых режимов и поиска оригинальных технических решений с целью повышения помехоустойчивости, улучшения других качественных показателей и расширения области применения АД, безусловно, являются актуальными и требуют своего решения.

Цель работы – восполнить указанный пробел в исследовании особенностей формирования автодинного сигнала при одновременной амплитудной и частотной модуляции (АЧМ) колебаний генератора. Эти особенности необходимо учитывать при создании перспективных АСБРЛ СВЧ и КВЧ диапазонов.

2. Общие уравнения для описания автодинного эффекта в генераторах с АЧМ

Воздействие на генератор отраженного излучения вызывает в нем автодинный эффект, заключающийся в изменениях текущих значений амплитуды A и частоты ω колебаний относительно их стационарных значений A_0 и ω_0 автономного генератора. Результат такого воздействия в рамках модели АД в виде одноконтурного генератора на активном элементе с отрицательной проводимостью описывается системой линеаризованных дифференциальных уравнений с запаздывающим аргументом для малых относительных изменений амплитуды $a = (A - A_0) / A_0$ и частоты $\chi = (\omega - \omega_0) / \omega_0$ колебаний [35; 36]:

$$(Q_{\text{н}} / \omega_{\text{c}})(da / dt) + \alpha a + \varepsilon \chi = \Gamma(t, \tau) \eta \cos \delta(t, \tau), \quad (1)$$

$$\beta a + Q_{\text{н}} \chi = -\Gamma(t, \tau) \eta \sin \delta(t, \tau), \quad (2)$$

где $Q_{\text{н}}$, ω_c – нагруженная добротность и частота резонатора; α , ε , β – безразмерные параметры, определяющие приведенную крутизну инкремента, неизодромность и неизохронность генератора соответственно [37]; $\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0 [A(t, \tau) / A(t)]$, $\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau)$ – модуль и фаза мгновенного коэффициента отражения, приведенного к нагрузке генератора; $A(t, \tau)$, $\Psi(t, \tau)$ – амплитуда и фаза колебаний АД из истории системы ($t - \tau$); $A(t)$, $\Psi(t)$ – амплитуда и фаза колебаний АД в текущий момент времени; $\Gamma_0 = (P_{\text{пр}} / P_{\text{изл}})^{1/2}$ – коэффициент затухания излучения по амплитуде при его распространении до объекта локации и обратно; $P_{\text{изл}}$, $P_{\text{пр}}$ – излучаемая и принимаемая мощности СВЧ излучений на нагрузке генератора; $\eta = Q_{\text{н}} / Q_{\text{вн}}$, $Q_{\text{вн}}$ – КПД и внешняя добротность колебательной системы; $\tau = 2l/c$ – время запаздывания отраженного излучения; l – расстояние до отражателя; c – скорость распространения радиоволн.

Математическая модель АД в виде системы (1) и (2), в основе которой предполагается амплитудно-фазовое запаздывание отраженного от объекта локации излучения, справедлива также и для случая АД с АЧМ. В этой модели выражение для квазигармонических выходных АЧМ колебаний, излучаемых посредством приемо-передающей антенны в направлении объекта локации, в общем виде можно записать как:

$$u_{\text{изл}}(t) = A(t) \cos \Psi(t) = A_0 [1 + m_{\text{AM}} f_{\text{m}}(t)] \cos \left[\omega_0 t + \omega_0 m_{\text{ЧМ}} \int_0^t f_{\text{m}}(t) dt \right], \quad (3)$$

где $m_{\text{AM}} = \Delta A_{\text{AM}} / A_0$, $m_{\text{FM}} = \Delta \omega_{\text{FM}} / \omega_0$ – коэффициенты АМ и ЧМ колебаний; ΔA_{AM} , $\Delta \omega_{\text{FM}}$ – максимальные отклонения амплитуды и частоты генерации от их стационарных значений A_0 и ω_0 вследствие модуляции; $f_{\text{m}}(t)$ – модулирующая функция.

Отраженные от объекта локации колебания и принятые антенной запишем в следующем виде:

$$u_{\text{пр}}(t, \tau) = \Gamma_0 A(t, \tau) \cos \Psi(t, \tau) = \\ = \Gamma_0 A_0 [1 + m_{\text{AM}} f_{\text{m}}(t, \tau)] \cos \left[\omega_0(t - \tau) + \omega_0 m_{\text{ЧМ}} \int_{t-\tau}^t f_{\text{m}}(t, \tau) dt + \phi_0 \right], \quad (4)$$

где $f_{\text{m}}(t, \tau)$ – модулирующая функция отраженных колебаний; ϕ_0 – постоянный фазовый сдвиг, обусловленный отражающими свойствами объекта локации.

Решение системы (1), (2) с учетом (3), (4) для малосигнальных автодинных изменений амплитуды $A(t)$ и частоты $\omega(t)$ автоколебаний генератора, когда $\Gamma_0 \ll 1$, в квазистатическом приближении имеет вид:

$$A(t) = A_0 \{1 + m_{\text{AM}} f_{\text{m}}(t) + \Gamma(t, \tau) K_a \cos[\delta(t, \tau) - \psi]\}, \quad (5)$$

$$\omega(t) = \omega_0 \{1 + m_{\text{ЧМ}} f_{\text{м}}(t) - \Gamma(t, \tau) L_a \sin[\delta(t, \tau) + \theta]\}, \quad (6)$$

где K_a , L_a – коэффициенты автодинного усиления и девиации частоты генерации [41]; $\psi = \arctg(\rho)$, $\theta = \arctg(\gamma)$ – углы фазового смещения; $\rho = \varepsilon / Q_a$, $\gamma = \beta / \alpha$ – коэффициенты неизодромности и неизохронности генератора соответственно.

Второе слагаемое в правой части уравнения (5) повторяет закон модуляции $m_{\text{AM}} f_{\text{м}}(t)$ и определяет уровень сопутствующей, так называемой, «паразитной» АМ (ПАМ) при регистрации автодинного сигнала по изменению амплитуды колебаний. При малом уровне ПАМ влиянием этого слагаемого на формирование полезного сигнала можно пренебречь. Однако в ряде случаев, например, при модуляции генератора по изменению напряжения питания, ПАМ может оказывать существенное и нежелательное влияние на формирование автодинного отклика.

Выполним анализ особенностей формирования сигналов для режима непрерывного АЧМ излучения, описываемые в (5), (6) третьими членами правой части. Для выявления функций запаздывающего воздействия $f_{\text{м}}(t, \tau)$, $A(t, \tau)$ и $\Psi(t, \tau)$ в этих выражениях выполним их разложение в ряды Тейлора по малому параметру τ по сравнению с текущим временем t [35; 36]:

$$f_{\text{м}}(t, \tau) = f_{\text{м}}(t) - \frac{\tau^1}{1!} \frac{d^1 f_{\text{м}}(t)}{dt^1} + \frac{\tau^2}{2!} \frac{d^2 f_{\text{м}}(t)}{dt^2} - \frac{\tau^3}{3!} \frac{d^3 f_{\text{м}}(t)}{dt^3}, \quad (7)$$

$$\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0 \frac{A_{\text{пп}}(t, \tau)}{A(t)} = \Gamma_0 \left[1 - \frac{m_{\text{AM}}}{1+a(t)} M_{\text{AM}}(t) + \frac{a_{\text{м}}}{1+a(t)} M_{\text{АД}}(t) \right], \quad (8)$$

$$\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi_{\text{пп}}(t, \tau) = \omega_0 \tau + p_{\text{ЧМ}} F_{\text{ЧМ}}(t) - C_{\text{ОС}} F_{\text{АД}}(t), \quad (9)$$

где $M_{\text{AM}}(t)$, $M_{\text{АД}}(t)$ – множители, обусловленные процессом АМ и автодинными изменениями амплитуды колебаний генератора соответственно:

$$M_{\text{AM}}(t) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} \frac{\tau^n}{n!} \cdot \frac{d^n f_{\text{м}}(t)}{dt^n}, \quad (10)$$

$$M_{\text{АД}}(t) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} H_n(\Omega_a \tau) \sin[\delta(t, \tau) - \psi - \Phi_n(\Omega_a \tau)], \quad (11)$$

где $F_{\text{ЧМ}}(t)$, $F_{\text{АД}}(t)$ – множители, обусловленные процессом ЧМ и автодинными изменениями частоты колебаний генератора соответственно:

$$F_{\text{ЧМ}}(t) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} \frac{\tau^{n-1}}{n!} \cdot \frac{d^{n-1} f_{\text{м}}(t)}{dt^{n-1}}, \quad (12)$$

$$F_{\text{АД}}(t) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(\Omega_a \tau) \sin[\delta(t, \tau) + \theta - \Phi_n(\Omega_a \tau)], \quad (13)$$

$a(t) = m_{\text{AM}} f_m(t) + a_m \cos[\delta(t, \tau) - \psi]$; $\Omega_a = d[\delta(t, \tau)]/dt$ – мгновенная частота автодинного сигнала; $a_m = \Gamma_0 K_a$ – относительная глубина автодинных изменений амплитуды колебаний; $p_{\text{ЧМ}} = m_{\text{ЧМ}} \omega_0 \tau$ – индекс фазовой модуляции, обусловленный ЧМ; $C_{\text{OC}} = \Delta \omega_a \tau$ – параметр внешней обратной связи (ОС) АД; $\Delta \omega_a = \Gamma_0 L_a \omega_0$ – автодинная девиация частоты [37]; n – порядковый номер членов разложения в (10) и (12), а $H_n(\Omega_a \tau)$, $S_n(\Omega_a \tau)$ – коэффициенты и $\Phi_n(\Omega_a \tau)$ – их фазы:

$$H_n(\Omega_a \tau) = \frac{(\Omega_a \tau)^{2n-1}}{(2n-1)!} \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega_a \tau}{2n}\right)^2}, \quad (14)$$

$$S_n(\Omega_a \tau) = \frac{(\Omega_a \tau)^{2(n-1)}}{(2n-1)!} \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega_a \tau}{2n}\right)^2},$$

$$\Phi_n(\Omega_a \tau) = \arctg(\Omega_a \tau / 2n). \quad (15)$$

Из выражений (8) и (12) видно, что в отношении $\delta(t, \tau)$ трансцендентное уравнение (8) является неявным. Для выявления (8) при условии его гладкости, когда $C_{\text{OC}} < 1$, находим $\delta(t, \tau)$ методом последовательных приближений. Данное решение в виде фазовой характеристики АД (ФХА) $\delta(t, \tau)$ имеет вид:

$$\delta(t, \tau) = \delta(t, \tau)_{(0)} - C_{\text{OC}} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(\Omega_a \tau) \sin[\delta(t, \tau)_{(1)} + \theta - \Phi_n(\Omega_a \tau) -$$

$$- C_{\text{OC}} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(\Omega_a \tau) \sin[\delta(t, \tau)_{(2)} + \theta - \Phi_n(\Omega_a \tau) - \dots -$$

$$- C_{\text{OC}} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(\Omega_a \tau) \sin[\delta(t, \tau)_{(k)} + \theta - \Phi_n(\Omega_a \tau)] \dots]. \quad (16)$$

где $\delta(t, \tau)_{(0, 1, \dots, k)} = \omega_0 \tau + p_{\text{ЧМ}} F_{\text{ЧМ}}(t)$; индексами в круглых скобках около слагаемых $\delta(t, \tau)$ обозначен порядок приближения.

При анализе обычных АД без модуляции в (8) и (9) нужно положить $m_{\text{AM}} = p_{\text{ЧМ}} = 0$. Если при этом выполняется сильное неравенство $\Omega_a \tau \ll 1$, что свойственно большинству применений автодинных СБРЛ, то из (7), (8) получим $\Gamma(t, \tau) = \Gamma_0$ и $\delta(t, \tau) = \omega \tau$ [37]. Для случая анализа АД с ЧМ в этих выражениях следует приравнять нулю m_{AM} [38], а для анализа АД с АМ необходимо положить $m_{\text{AM}} = 0$ [33]. Таким образом, разработанная математическая модель АД является более общей, чем модели, полученные в предшествующих работах.

Ниже на основе полученной системы уравнений (5), (6) и разложений (7)–(15) с использованием программы «MatchCAD» вы-

полнен численный анализ особенностей поведения АД с АЧМ для гармонического закона модулирующей функции. При выполнении этих вычислений приняты приближения, учитывающие реальные условия функционирования автодинных СБРЛ в диапазонах СВЧ и КВЧ.

3. Расчет и анализ автодинных характеристик при гармоническом законе АЧМ

Сигналы АД обычно регистрируются в цепи питания генератора (сигнал автодетектирования) или по изменению амплитуды его колебаний с помощью детекторного диода. В формирование этих сигналов вносят свой вклад изменения амплитуды и фазы $\delta(t, \tau)$, обусловленные процессом модуляции и автодинными изменениями параметров генерации, а также перемещением объекта локации. Ниже рассмотрим случай синусоидальной модуляции амплитуды и частоты. Основными достоинствами этого вида модуляции являются простора реализации и сравнительно низкий уровень высших гармоник сигнала модуляции. В связи с этим, выделение слабых сигналов на фоне основных составляющих сигнала выполняется довольно просто. Поэтому гармонический закон модулирующей функции широко используется в автодинных системах для решения многих задач ближней радиолокации [11; 14; 38].

Для нормальной работы СБРЛ с АЧМ частота Ω_m модуляции должна значительно отличаться от частоты Ω_a автодинного сигнала. При таких условиях спектр сигнала и спектральные составляющие, обусловленные процессом АЧМ, не перекрываются, что упрощает задачу частотной селекции полезных составляющих спектра автодинного сигнала [2]. Практический интерес представляет рассмотреть случай выполнения сильного неравенства $\Omega_m \gg \Omega_a$, когда составляющие полезного сигнала группируются как в области низких «нулевых» частот, так и в окрестности гармоник частоты Ω_m модуляции [33]. При этом выясним закономерности формирования амплитуды полезного сигнала в зависимости от расстояния до объекта локации. Данную зависимость принято называть характеристикой амплитудной селекции (ХАС) цели по дальности. Основными уравнениями для анализа такой характеристики являются выражения (5) и (7) с учетом (8) и разложений (9) – (15). В этих выражениях реальное соотношение m_{AM} и a_m таково, что обычно $m_{AM} \gg a_m$ и влиянием автодинных изменений амплитуды колебаний на уровень отраженного излучения можно пренебречь. Поэтому выражение (7) при расчете ХАС можно значительно упростить, исключив из даль-

нейшего анализа третье слагаемое. Это выражение для гармонического закона $f_m(t) = \sin(\Omega_m t)$ модулирующей функции после выполнения нормировки амплитуды относительно произведения $\Gamma_0 K_a$ имеет вид:

$$a(t) = \left[1 - \frac{m_{AM} M_{AM}(t)}{1 + m_{AM} \sin(\Omega_m t)} \right] \cos[\delta(t, \tau) - \psi], \quad (16)$$

где

$$M_{AM}(t) = \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} M_n(r_h) \cos[(\Omega_m t) - \Psi_n(r_h)], \quad (17)$$

$M_n(r_h)$ – коэффициенты и $\Theta_n(r_h)$ – фазовые углы членов разложения (17):

$$M_n(r_h) = \frac{(2\pi r_h)^{2n-1}}{(2n-1)!} \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi r_h}{2n} \right)^2}, \quad \Psi_n(r_h) = \arctg \frac{2\pi r_h}{2n}, \quad (18)$$

$r_h = \Omega_m \tau / 2\pi = l / (\Lambda_m / 2)$ – нормированное расстояние до объекта локации; $\Lambda_m = 2\pi c / \Omega_m$ – длина модулирующей волны.

Здесь входящее в (16) выражение для ФХА $\delta(t, \tau)$ (15) перепишем с учетом нормировки расстояния до объекта локации в виде:

$$\begin{aligned} \delta(t, \tau) = & (2\pi \tau_h)_{(0)} + p_{QM} F_{QM}(t) - C_{OC} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(r_h) \sin[(2\pi \tau_h)_{(1)} + \\ & + p_{QM} F_{QM}(t) + \theta - \Phi_n(r_h) - C_{OC} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(r_h) \sin[(2\pi \tau_h)_{(2)} + \\ & + p_{QM} F_{QM}(t) + \theta - \Phi_n(r_h) - \dots - C_{OC} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} S_n(r_h) \sin[(2\pi \tau_h)_{(k)} + \\ & + p_{QM} F_{QM}(t) + \theta - \Phi_n(r_h)] \dots], \end{aligned} \quad (19)$$

где $\tau_h = \omega_0 \tau / 2\pi$ – нормированное время; $p_{QM} = 2\pi \tau_h m_{QM}$; $S_n(r_h)$ – коэффициенты и $\Phi_n(r_h)$ – фазовые углы членов разложения (19):

$$S_n(r_h) = \frac{(2\pi r_h / z)^{2(n-1)}}{(2n-1)!} \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi r_h}{2nz} \right)^2}, \quad \Phi_n(r_h) = \arctg \frac{2\pi r_h}{2nz}, \quad (22)$$

$z = \Omega_m / \Omega_a$ – соотношение частот модуляции и автодинного сигнала;

$$F_{QM}(t) = \sin(\Omega_m t) - \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} F_n(r_h) \cos[(\Omega_m t) - \Theta_n(r_h)], \quad (20)$$

$F_n(r_h)$ – коэффициенты и $\Theta_n(r_h)$ – фазовые углы членов разложения (20):

$$F_n(r_h) = \frac{(2\pi r_h)^{2n-1}}{2n!} \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi r_h}{2n+1} \right)^2}, \quad \Theta_n(r_h) = \arctg \frac{2\pi r_h}{2n+1}. \quad (21)$$

Из анализа (16) с учетом (17)–(21) следует, что ХАС является периодической функцией нормированного расстояния r_n до объекта локации, определяемым периодом модулирующей функции $f_m(t)$. Поэтому далее ограничимся анализом только ее основной составляющей, заключенной в интервале $0 < r_n < 1$. Кроме того, для облегчения анализа полагаем, что z представляет собой натуральный ряд чисел, причем $z \gg 1$.

Если условия работы СБРЛ таковы, что необходимо рассматривать ХАС только вблизи СБРЛ (начальный участок ХАС), где выполняется неравенство $r_n \ll 1$, то выражение (16) упрощается и имеет вид:

$$a(t) = \left[1 - \frac{2\pi r_n m_{AM} \cos(\Omega_m t)}{1 + m_{AM} \sin(\Omega_m t)} \right] \cos[p_{AM} \sin(\Omega_m t)]. \quad (22)$$

Однако с увеличением расстояния до отражающего объекта, где применение выражения (22) становится неприемлемым, число требуемых для расчета членов рядов в (17)–(21) быстро растет. Это значительно усложняет анализ. Например, при выполнении условия $r_n \leq 1$, которое означает, что время запаздывания τ отраженного излучения должно составлять величину не более шестой части полупериода модулирующей функции, необходимое число первых членов разложений (17)–(21) должно быть не менее пяти. Для корректного описания ХАС на всем ее интервале $0 < r_n < 1$, как показали расчеты, требуется значительно увеличить число N членов этого ряда: $N \geq 25$. В таких условиях в общем случае произвольного значения r_n выяснение особенностей формирования автодинных сигналов аналитическими методами представляется неприемлемым, поэтому далее для достижения поставленной цели воспользуемся численным методом.

На рис. 1–4 приведены результаты расчетов ХАС как нормированной функции двух переменных: коэффициента амплитудной модуляции m_{AM} (ось «модуляции») и нормированного на половину длины модулирующей волны расстояния до объекта локации r_n (ось «расстояния»). По вертикали на этих ХАС отложены относительные уровни $a_n(k)$ составляющих автодинного отклика на k -й гармонике частоты Ω_m модуляции. На «нулевой» гармонике эта ось обозначена как $a_n(0)$ (см. рис. 1). На первой гармонике частоты модуляции она обозначена как $a_n(1)$ (см. рис. 2), на второй – $a_n(2)$ (см. рис. 3), третьей – $a_n(3)$ (см. рис. 4). Расчеты выполнялись для нормированного полезного сигнала $a_n = a / \Gamma_0 K_a$ при разложении функции (16) с учетом (17)–(21) в гармонический ряд Фурье по периоду модулирующей функции $f_m(t)$. Для этих же ХАС на рис. 5 и 6 приведены семейства графиков их сечений при $m_{AM} = 0.8$ (см. рис. 5) и $r_n = 0.5$ (см. рис. 6).

Для случая равномерного изменения нормированного времени τ_h на рис. 7 и 8 соответственно представлены результаты расчета временных $a_h(\tau_h)$ и спектральных $a_h(F_h)$ диаграмм автодинного сигнала, рассчитанные для генератора с АМ ($m_{AM} = 0.5$, $p_{CM} = 0$) и с АЧМ ($m_{AM} = 0.5$, $p_{CM} = 1$). Расчеты диаграмм выполнялись при соотношении частот Ω_m модуляции и Ω_a автодинного сигнала $z = 10$, углах смещения $\theta = 1$ и $\psi = 1$ для различных значений нормированного расстояния r_h (см. рис. 7 и 8 под номерами I–V).

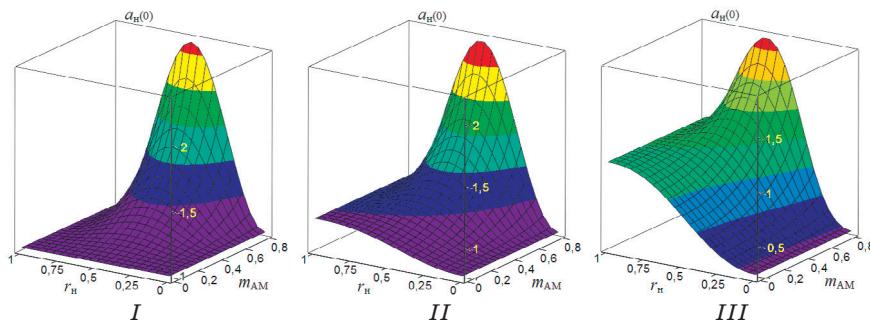


Рис. 1. ХАС $a_h(0)$ автодинного сигнала по изменению амплитуды колебаний генератора с АЧМ на нулевой гармонике частоты модуляции, рассчитанные для различных значений p_{CM} : $p_{CM} = 0$ (I), $p_{CM} = 2$ (II) и $p_{CM} = 5$ (III)

Fig. 1. Characteristics of the amplitude selection (CAS) $a_h(0)$ of the autodyne signal on the variation of the oscillation amplitude with AFM on the zero harmonic of the modulation frequency calculated for different of the values of p_{CM} : $p_{CM} = 0$ (I), $p_{CM} = 2$ (II) and $p_{CM} = 5$ (III)

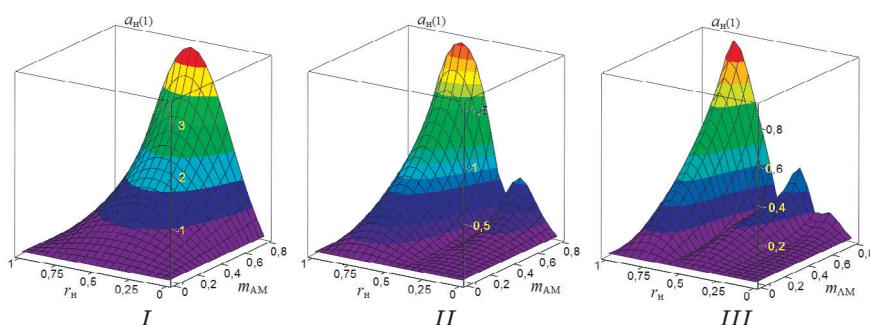


Рис. 2. ХАС $a_h(1)$ автодинного сигнала по изменению амплитуды колебаний генератора с АЧМ на первой гармонике частоты модуляции, рассчитанные для различных значений p_{CM} : $p_{CM} = 0$ (I), $p_{CM} = 5$ (II) и $p_{CM} = 10$ (III)

Fig. 2. CAS $a_h(1)$ of the autodyne signal on the variation of the oscillation amplitude with AFM on the first harmonic of the modulation frequency calculated for the different values of p_{CM} : $p_{CM} = 0$ (I), $p_{CM} = 5$ (II) and $p_{CM} = 10$ (III)

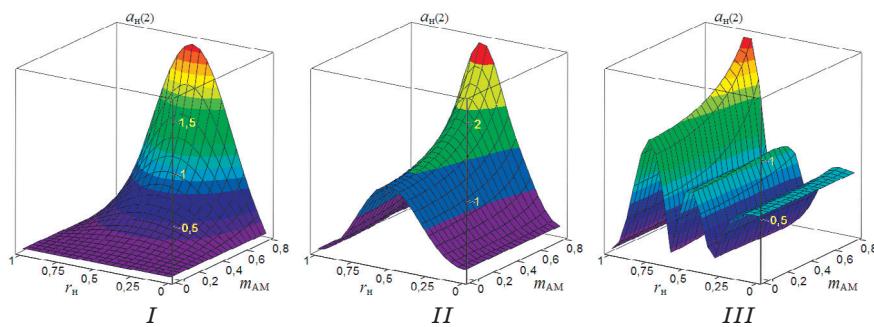


Рис. 3. ХАС $a_h(2)$ автодинного сигнала по изменению амплитуды колебаний генератора с АЧМ на второй гармонике частоты модуляции, рассчитанные для различных значений $p_{\text{ЧМ}}$: $p_{\text{ЧМ}} = 0$ (I), $p_{\text{ЧМ}} = 5$ (II), $p_{\text{ЧМ}} = 10$ (III)

Fig. 3. CAS $a_h(2)$ of the autodyne signal on the variation of the oscillation amplitude with AFM on the second harmonic of the modulation frequency calculated for the different values of $p_{\text{ЧМ}}$: $p_{\text{ЧМ}} = 0$ (I), $p_{\text{ЧМ}} = 5$ (II) and $p_{\text{ЧМ}} = 10$ (III)

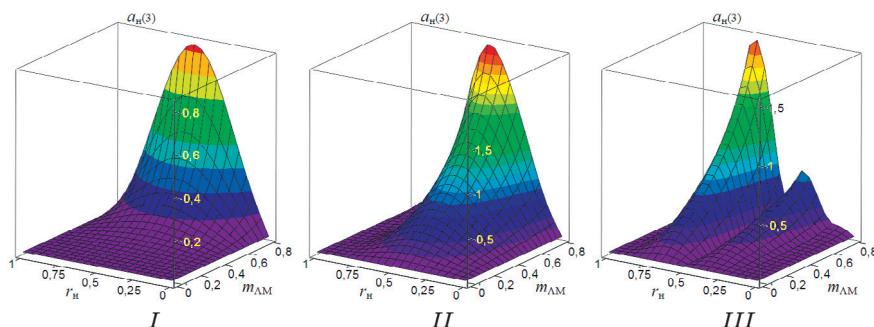


Рис. 4. ХАС $a_h(3)$ автодинного сигнала по изменению амплитуды колебаний генератора с АЧМ на третьей гармонике частоты модуляции, рассчитанные для различных значений $p_{\text{ЧМ}}$: $p_{\text{ЧМ}} = 0$ (I), $p_{\text{ЧМ}} = 5$ (II) и $p_{\text{ЧМ}} = 10$ (III)

Fig. 4. CAS $a_h(3)$ of the autodyne signal on the variation of the oscillation amplitude with AFM on the third harmonic of the modulation frequency calculated for the different values of $p_{\text{ЧМ}}$: $p_{\text{ЧМ}} = 0$ (I), $p_{\text{ЧМ}} = 5$ (II) and $p_{\text{ЧМ}} = 10$ (III)

Из характеристик и графиков рис. 1–4 с римскими цифрами I и II, а также кривых 1 и 2 рис. 5 видно, что максимум автодинного отклика при отсутствии и сравнительно «малом» уровне ЧМ соответствует середине зоны амплитудной селекции, когда $r_h = 0.5$. Такой характер поведения автодинного отклика в середине ХАС при преобладании процесса АМ над ЧМ объясняется явлением регенерации сигнала в петле обратной связи «генератор – объект локации – генератор», когда процесс АМ колебаний и воздействие амплитуды отраженного излучения находятся в фазе.

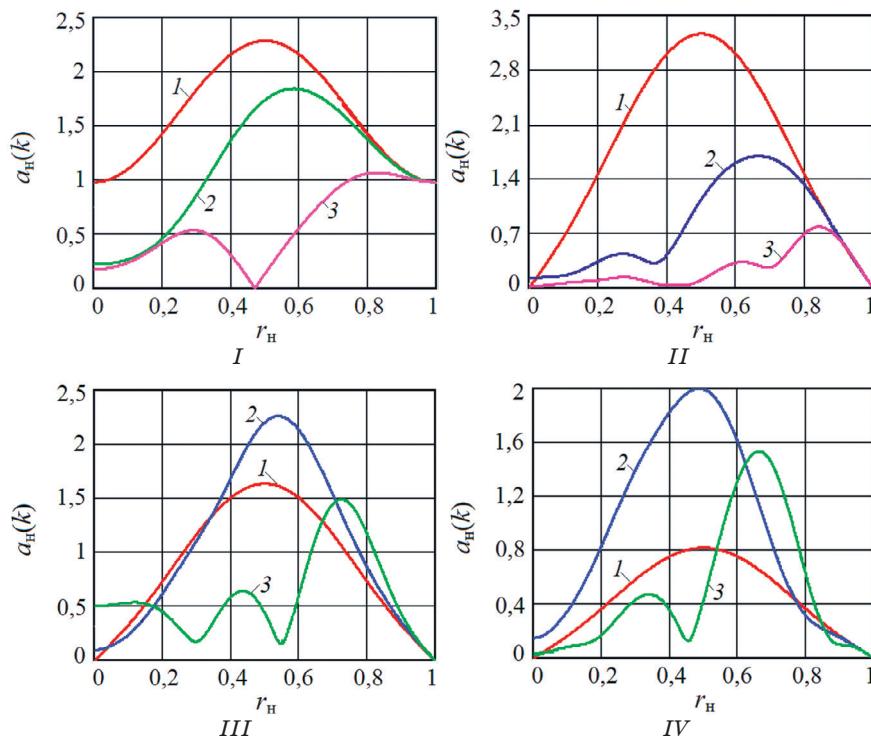


Рис. 5. Графики сечения ХАС по оси r_h на нулевой $a_h(0)$ (I), первой $a_h(1)$ (II), второй $a_h(2)$ (III), третьей $a_h(3)$ (IV) гармониках частоты модуляции, рассчитанные при $m_{AM} = 0.8$ для различных значений p_{CM} : $p_{CM} = 0$ (кривая 1), $p_{CM} = 2$ (кривая 2), $p_{CM} = 5$ (кривая 3) (I); $p_{CM} = 0$ (кривая 1), $p_{CM} = 5$ (кривая 2), $p_{CM} = 10$ (кривая 3) (II); $p_{CM} = 0$ (кривая 1), $p_{CM} = 5$ (кривая 2), $p_{CM} = 10$ (кривая 3) (III), (IV)

Fig. 5. Plots of CAS section along the axis r_h on the zero $a_h(0)$ (I), first $a_h(1)$ (II), second $a_h(2)$ (III), third $a_h(3)$ (IV) harmonics of the modulation frequency calculated at $m_{AM} = 0.8$ for different values of p_{CM} : $p_{CM} = 0$ (curve 1), $p_{CM} = 2$ (curve 2), $p_{CM} = 5$ (curve 3) (I); $p_{CM} = 0$ (curve 1), $p_{CM} = 5$ (curve 2), $p_{CM} = 10$ (curve 3) (II); $p_{CM} = 0$ (curve 1), $p_{CM} = 5$ (curve 2), $p_{CM} = 10$ (curve 3) (III), (IV)

Подобного рода явления наблюдаются, например, в измерителях малых дальностей «рециркуляционного» типа [39–41]. В этих измерителях выделенное приемным устройством СБРЛ напряжение модуляции отраженного сигнала после усиления снова подается в необходимой полярности на модулятор передатчика. Подбором параметров элементов замкнутого контура (усиления и сдвига фазы), в который входят объект локации и среда распространения, можно добиться режима генерации на некоторой частоте, которая зависит от времени задержки отраженного излучения. Из результатов вычислений ХАС видно, что при гармонической АМ и малом уровне ЧМ наиболее выгодно использо-

вание больших значений коэффициента АМ, величина которого приближается к единице. При этом появляется возможность выделения сигналов на высших гармониках частоты модуляции.

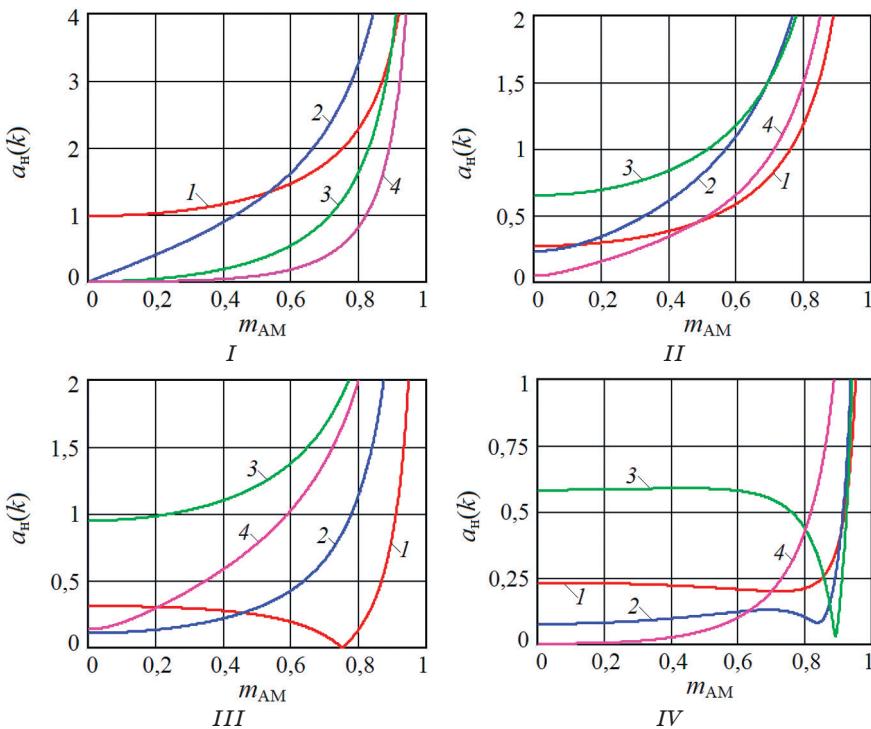


Рис. 6. Графики сечения ХАС по оси m_{AM} на нулевой $a_{\text{h}}(0)$ (кривые 1), первой $a_{\text{h}}(1)$ (кривые 2), второй $a_{\text{h}}(2)$ (кривые 3) и третьей $a_{\text{h}}(3)$ (кривые 4) гармониках частоты модуляции, рассчитанные при $r_{\text{h}} = 0.5$ для различных значений $p_{\text{ЧМ}}$:

$$p_{\text{ЧМ}} = 0 \text{ (I); } p_{\text{ЧМ}} = 3 \text{ (II); } p_{\text{ЧМ}} = 5 \text{ (III); } p_{\text{ЧМ}} = 10 \text{ (IV)}$$

Fig. 6. Plots of CAS sections along axis m_{AM} on the zero $a_{\text{h}}(0)$ (curves 1), first $a_{\text{h}}(1)$ (curves 2), second $a_{\text{h}}(2)$ (curves 3) and third $a_{\text{h}}(3)$ (curves 4) harmonics of the modulation frequency calculated at $r_{\text{h}} = 0.5$ for different values $p_{\text{ЧМ}}$: $p_{\text{ЧМ}} = 0$ (I); $p_{\text{ЧМ}} = 3$ (II); $p_{\text{ЧМ}} = 5$ (III); $p_{\text{ЧМ}} = 10$ (IV)

В случае «высокого» уровня ЧМ происходит смещение области главного максимума в сторону, где $r_{\text{h}} > 0.5$, и появление многогорбой ХАС (см. рис. 1–4 под номером III, кривые 3 рис. 5). При этом амплитуда отклика на всех гармониках $\Omega_{\text{м}}$ частоты модуляции, включая «нулевую», во всех случаях наличия или отсутствия сопутствующей ЧМ значительно возрастает с приближением коэффициента m_{AM} к единице (см. рис. 6, I–IV). Интересно отметить также, что при отсутствие АМ, когда $m_{\text{AM}} = 0$, но наличие ЧМ на нулевой и четных гармониках $\Omega_{\text{м}}$ наблюдается формирование многогорбых ХАС (см. рис. 1 и 3 под номерами II и III).

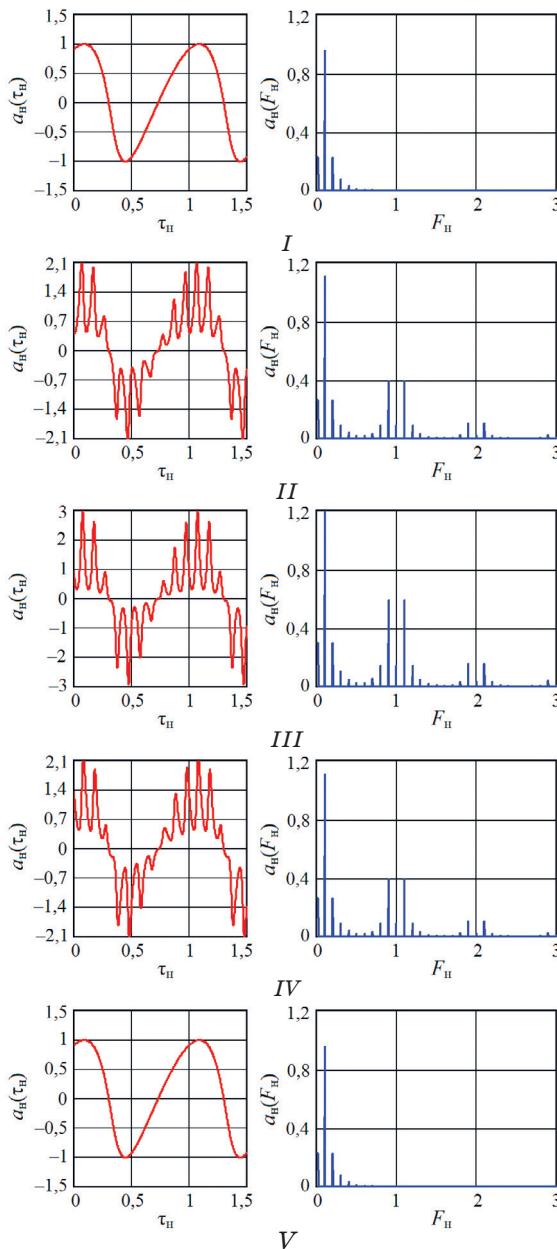


Рис. 7. Временные $a_h(\tau_u)$ и спектральные $a_h(F_u)$ диаграммы автодинного сигнала, рассчитанные для генератора с АМ при отсутствии ЧМ ($p_{\text{ЧМ}} = 0$) и различных значениях r_h : $r_h = 0$ (I); $r_h = 0.25$ (II); $r_h = 0.5$ (III); $r_h = 0.75$ (IV); $r_h = 1$ (V)

Fig. 7. Time $a_h(\tau_u)$ and spectral $a_h(F_u)$ diagrams of the autodyne signal calculated for the oscillator with AM at absence of ЧМ ($p_{\text{ЧМ}} = 0$) and different values r_h : $r_h = 0$ (I); $r_h = 0.25$ (II); $r_h = 0.5$ (III); $r_h = 0.75$ (IV); $r_h = 1$ (V)

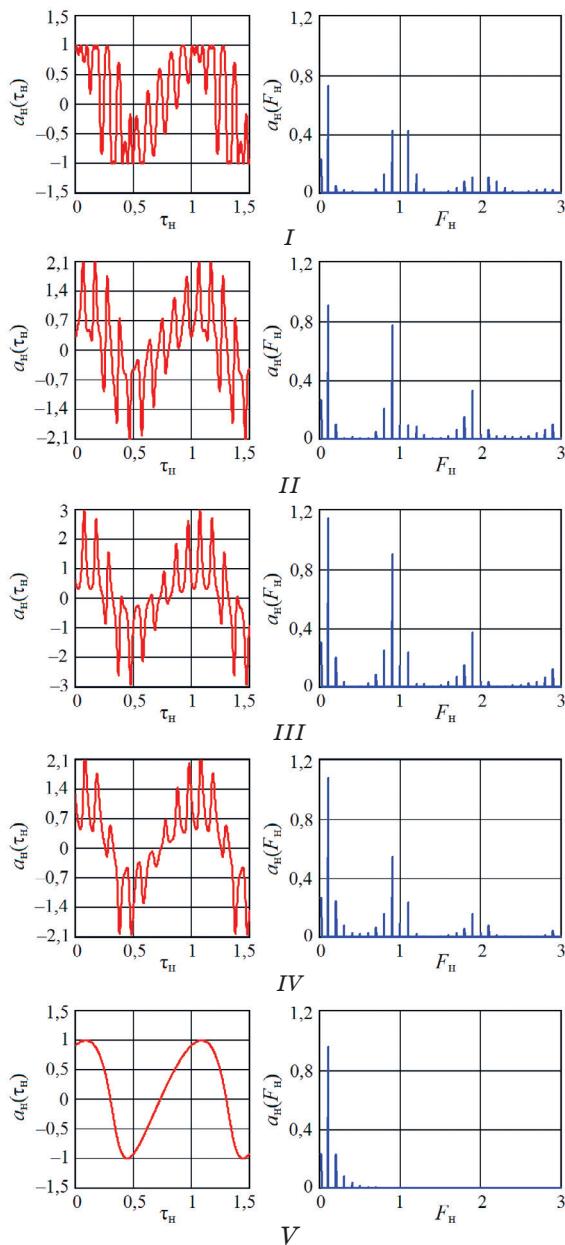


Рис. 8. Временные $a_h(\tau_h)$ и спектральные $a_h(F_h)$ диаграммы автодинного сигнала, рассчитанные для генератора с АМ при наличии ЧМ ($p_{\text{ЧМ}} = 1$) и различных значениях r_h : $r_h = 0$ (I); $r_h = 0.25$ (II); $r_h = 0.5$ (III); $r_h = 0.75$ (IV); $r_h = 1$ (V)

Fig. 8. Time $a_h(\tau_h)$ and spectral $a_h(F_h)$ diagrams of the autodyne signals calculated for the oscillator with AM at the presence of FM ($p_{\text{ЧМ}} = 1$) and different values r_h : $r_h = 0$ (I); $r_h = 0.25$ (II); $r_h = 0.5$ (III); $r_h = 0.75$ (IV); $r_h = 1$ (V)

ХАС автодинного отклика на гармониках частоты модуляции существенно отличаются от ХАС, формируемой в области «нулевых» (доплеровских) частот (см. рис. 1 и 2–4). Это отличие состоит в наличии «мертвых» зон в ХАС на гармониках, где наблюдается подавление сигналов, отраженных от объектов, находящихся на определенных расстояниях от СБРЛ. Одна из таких важнейших зон находится в непосредственной близости от СБРЛ, где $r_n = 0$. В этой зоне появление сравнительно мелких отражающих объектов, например, насекомых, капель дождя и других, вызывает появление мощных отраженных сигналов, которые в ряде применений нарушают нормальную работу СБРЛ. В данном случае наличие мертвой зоны вблизи антенны СБРЛ с АМ и ЧМ при выделении сигналов на гармониках частоты модуляции является весьма важным свойством этих систем, обеспечивающим их повышенную помехоустойчивость.

Из результатов выполненных расчетов видно, что в автодинных СБРЛ с АМ по синусоидальному закону наиболее целесообразно использование больших значений коэффициента АМ. При этом появляется возможность выделения сигналов на высших гармониках частоты модуляции, на которых форма ХАС является более предпочтительной для ряда применений, а уровень ПАМ – значительно ниже. Однако при гармоническом законе АМ уровень сигнала на высших гармониках резко спадает с увеличением их номера. И применение гармоник выше третьего порядка становится нерациональным. При этом наличие сопутствующей ЧМ излучения АД способствует изменению соотношения между уровнями гармоник в пользу повышения их порядка.

Временные диаграммы $a_n(\tau_n)$, как видно из рис. 7, содержат медленную (доплеровскую) и быструю составляющие. Медленная составляющая, в «чистом» виде показанная на рис. 7, I, аналогична амплитудной характеристике (АХА) обычного немодулированного автодина [37]. Из графиков рис. 7, I и V видно, что как в начале, так и в конце каждой ХАС автодинный отклик на выходе АД с АМ представлен только в виде доплеровского сигнала. Отклик на гармониках частоты модуляции Ω_m в этих случаях отсутствует. При смещении в среднюю область ХАС происходит наложение на доплеровскую составляющую сигнала дополнительных составляющих в форме «пиков», обусловленных процессом взаимодействия отраженных АМ колебаний с излучаемыми, также «промодулированными» по амплитуде с частотой Ω_m (см. рис. 7, II–IV). Эти дополнительные составляющие вызывают соответствующий рост уровня сигнала как на нулевой, так и на гармониках частоты модуляции Ω_m . Как показали расчеты, амплитуда пиков существенно возрастает

ет с приближением коэффициента m_{AM} к единице, а также при переходе в область средней части ХАС, где $r_h = 0.5$. Из полученных на рис. 7 спектрограмм видно, что спектральные составляющие, полученные в АД с АМ на частотах, кратных частоте модуляции Ω_m , при движении объекта локации распадаются на две составляющие половинной амплитуды. Данные составляющие смещены от частоты, кратной Ω_m , на величину частоты Ω_a автодинного сигнала, равной частоте Доплера.

Наличие дополнительной ЧМ, сопутствующей процесс АМ, как видно из графиков рис. 8, I, вызывает фазовую модуляцию доплеровского сигнала в начале ХАС, где $r_h = 0$, и перенос сигнала на гармоники частоты Ω_m модуляции. Однако в конце каждой ХАС автодинный отклик на выходе автодина с АЧМ представлен только в виде доплеровского сигнала и отклик на гармониках частоты Ω_m модуляции в этих случаях отсутствует (см. рис. 8, V). В средней части ХАС происходит наложение на составляющие сигнала, обусловленных процессом АМ, дополнительных составляющих связанных с процессом ЧМ (см. рис. 7, II–IV). Отличия по фазе этих составляющих вызывает заметную асимметрию спектра сигналов на гармониках частоты модуляции. Тогда как составляющая сигнала на «нулевой» доплеровской частоте имеет практически прежнюю амплитуду.

Наличие ангармонических искажений на временных диаграммах и высших гармоник частоты автодинного сигнала в его спектре (см. рис. 7, I, V и 8, V) объясняется известной нелинейностью набега фазы $\delta(t, \tau)$ отраженного излучения, вызванной автодинными изменениями частоты генерации АД [37]. Степень этих искажений сигналов определяется преимущественно величиной параметра обратной связи C_{OC} . Так при $C_{OC} \ll 1$ автодинные изменения являются практически гармоническими, а с его увеличением – значительно отличаются от синусоидальных, приобретая «наклон волн» автодинного сигнала. «Направление» этого наклона зависит от знака и величины параметров неизохронности (через угол θ) и неизодромности (через угол ψ), генератора и относительного направления движения объекта локации. Данные искажения являются причиной появления высших гармоник доплеровского сигнала, как в области низких (доплеровских) частот, так и в окрестности гармоник частоты Ω_m модуляции.

4. Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования, цель которых – проверка выводов теоретического анализа, выполнялись на примере генераторного модуля “Тигель-08М” 8-мм диапазона (см. рис. 9, I),

изготовленного по гибридно-интегральной технологии на основе двухмезового диода Ганна [42]. На подложке этого модуля в щелевой резонатор параллельно (по СВЧ) установлены чипы пластинарного диода Ганна и детекторный диод с барьером Шоттки, связанные по цепям смещения (показаны на рис. 9, II цифрами «1» и «2» соответственно). Одна из мез диода Ганна выполнена большого сечения. Плотность тока в ней недостаточна для возбуждения доменов сильного поля, поэтому она является пассивной. Вторая меза малого сечения является активной и создает условия для возбуждения колебаний в генераторе. Детекторный диод предназначен для выделения автодинного сигнала по изменению амплитуды колебаний.

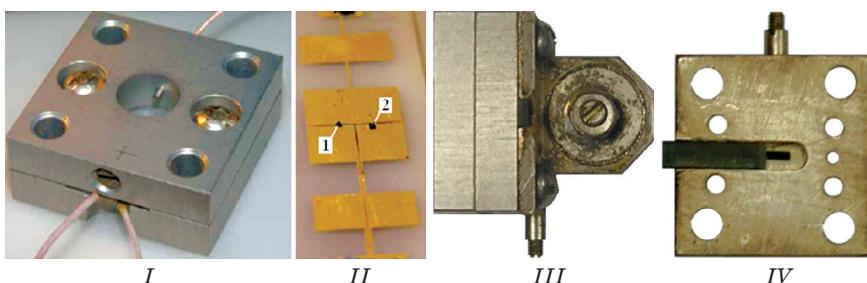


Рис. 9. Внешний вид модуля “Тигель-08М” (I), топологии диодной вставки (II), АГ со стабилизирующим резонатором (III) и элемента резистивной связи с резонатором (IV)

Fig. 9. External view of the module “Tigel-08M” (I), topology of the diode insertion (II), oscillator with the stabilizing resonator (III) and the element of resistor coupling with the resonator (IV)

В конструкции модуля “Тигель-08М” подложка помещается между двух пластин, образующих его корпус (см. рис. 9, I). В центре лицевой пластины предусмотрено отверстие круглой формы для вывода СВЧ излучения, а задняя плата – глухая с винтом для регулировки частоты. С целью стабилизации частоты генерации к задней стенке модуля пристыковывался дополнительный высокодобротный резонатор (см. рис. 9, III). Связь между рабочим и стабилизирующим резонаторами выполнена через сквозную прорезь в задней стенке в виде отрезка волноводного канала. Стабилизирующий резонатор, изготовленный из суперинвара и работающий на волне H_{011} , имел собственную добротность порядка $5 \cdot 10^3$. Резистивная связь обеспечивалась введением в окно связи с резонатором клиновидной вставки из поглотителя, положение которой в процессе настройки можно регулировать (см. рис. 9, IV).

Предварительно модуль настраивался в режим максимальной чувствительности без стабилизации частоты

по изложенной в [43] методике с использованием имитатора доплеровского сигнала. Для этого изменялась величина связи с нагрузкой путем вариации положения предусмотренного в конструкции модуля винта и подбиралась величина напряжения смещения U_0 на диоде Ганна. Оптимальная величина этого напряжения для исследуемого модуля была выбрана в пределах $U_0 = 3.6 \dots 4$ В, ток потребления составил 0.2 А. Частота генерации модуля 37.5 ГГц, его выходная мощность 15 мВт.

При настройке в режим максимальной автодинной чувствительности стабилизированного модуля корректировалась также связь между рабочим и стабилизирующим резонаторами посредством изменения положения поглощающей вставки и размеров отверстия связи. Данная связь устанавливалась такой величины, чтобы выходная мощность генератора уменьшалась не более чем на 5...10% от номинального значения. Совпадение частоты генерации с собственной частотой стабилизирующего резонатора контролировалось по моменту «захвата частоты», когда автодинная девиация частоты генерации имела минимальное значение.

Функциональная схема экспериментальной установки приведена на рис. 10. В ней предусмотрена регистрация автодинного отклика при изменении расстояния до отражателя-имитатора, скорости его перемещения, уровня отраженного сигнала и других факторов.

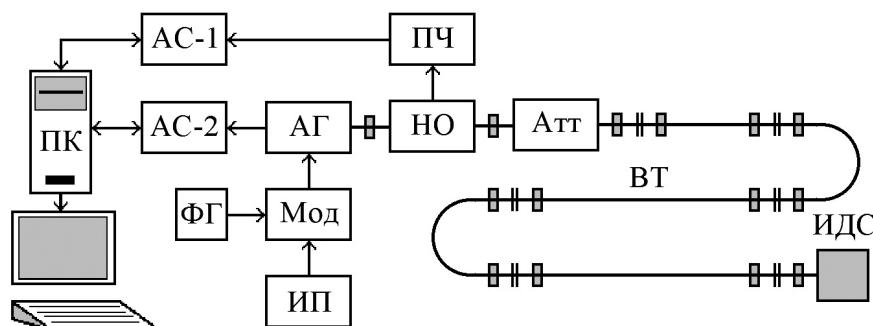


Рис. 10. Функциональная схема стенда для исследований АД с АЧМ:
 АГ – автодинный генератор; АС-1 и АС-2 – анализаторы спектра;
 Атт – аттенюатор; ВТ – волноводный тракт; ИДС – имитатор
 доплеровского сигнала; ИП – источник питания; Мод – модулятор;
 НО – направленный ответвитель; ПК – персональный компьютер; ПЧ – переносчик частоты сигнала; ФГ – функциональный генератор

Fig. 10. Functional diagram of the workbench for AD with AFM investigations: АГ – autodyne oscillator; АС-1 and АС-2 – spectrum analyzers; Att – the attenuator; ВТ – waveguide path; ИДС – the Doppler signal imitator, ИП – power supply; Мод – modulator; НО – directional coupler; ПК – personal computer; ПЧ – frequency converter; ФГ – functional generator

Исследуемый автодинный генератор АГ (см. рис. 10) связан с имитатором доплеровского сигнала ИДС [36] волноводным трактом ВТ, в котором находятся также направленный ответвитель НО и переменный аттенюатор Атт. Волноводный тракт ВТ требуемой протяженности предназначен для моделирования запаздывания отраженного излучения, а аттенюатор Атт – затухания распространяющегося в пространстве до объекта локации и обратно излучения. Боковое плечо направленного ответвителя НО подключено к входу переносчика частоты ПЧ, выход которого соединен с входом первого анализатора спектра АС-1. Выходной сигнал встроенного в АГ детектора поступает на вход второго анализатора спектра АС-2. Оба анализатора спектра типа USB-SA44B связаны с персональным компьютером ПК через USB-кабели. Питание от стабилизированного источника питания ИП на исследуемый генератор АГ поступает через модулятор Мод, выполненный на биполярном транзисторе. На управляющий вход модулятора Мод синусоидальное напряжение частотой 10 МГц поступает от функционального генератора ФГ. При этом требуемый коэффициент АМ автодинного генератора АГ контролируется анализатором спектра АС-1.

В экспериментах были реализованы следующие условия: длина волноводного тракта ВТ сечением $7.2 \times 3.4 \text{ мм}^2$ между генератором АГ и имитатором ИДС (см. рис. 10) равнялась $l_b = 9.5 \text{ м}$, т.е. время запаздывания отраженного излучения в волноводе, рассчитанное по формуле $\tau = 2l_b/c\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{kp})^2}$, где λ_{kp} – критическая длина волны волновода, составляло $\tau = 75 \cdot 10^{-9} \text{ с}$. Данное расстояние примерно соответствует при выбранной частоте модуляции 10 МГц середине ХАС. Переменным аттенюатором Атт в тракте устанавливалась величина коэффициента отражения Γ_0 , при которой автодинная девиация частоты составляла $\Delta\omega_a = 2\pi \cdot 1.5 \cdot 10^6$, а расчетное значение параметра обратной связи $C_{oc} = 0.5$. Величина девиации частоты $\Delta\omega_a$ оценивалась с помощью анализатора спектра АС-1 при работающем ИДС по ширине спектра СВЧ излучения АГ.

На рис. 11, I представлен спектр СВЧ колебаний генератора АГ, полученного от стабилизированного по частоте модуля с АМ глубиной около 50 %. Величина АМ оценивалась по соотношению основной и боковых составляющих спектра, полученного с помощью анализатора спектра АС-1 (см. рис. 10). Спектр СВЧ колебаний нестабилизированного этого же модуля при прежней глубине АМ представлен на рис. 11, II. Асимметрия спектра в последнем случае указывает на наличие сопутствующей ЧМ.

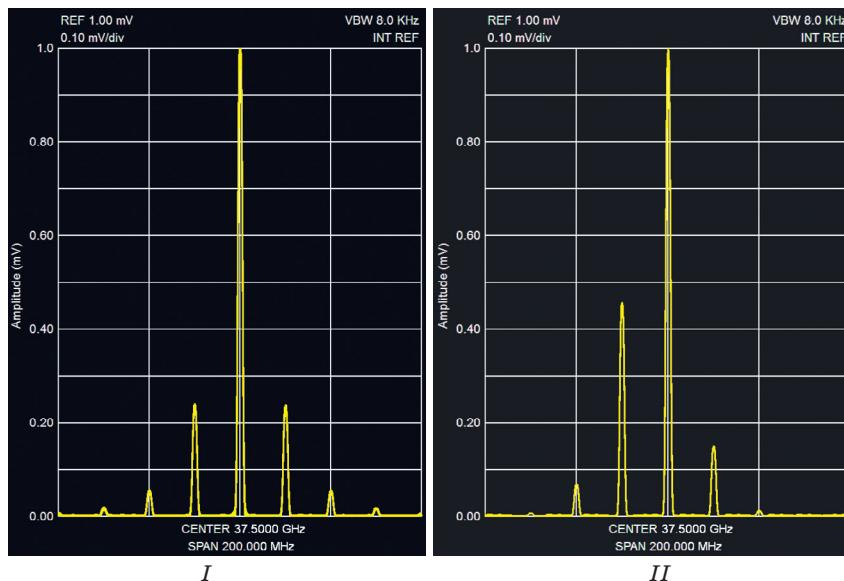


Рис. 11. Спектры СВЧ колебаний выходных сигналов стабилизированного (I) и обычного (II) (нестабилизированного) генераторов

Fig. 11. Spectrums of microwave oscillations of the output of the stabilized (I) and usual (II) (non-stabilized) oscillators

При указанных выше условиях эксперимента с помощью анализатора спектра АС-2 (см. рис. 10) нами были получены спектры автодинных сигналов для стабилизированного и обычного генераторных модулей, которые представлены на рис. 12, I и II соответственно. При этом скорость движения отражателя имитатора ИДС поддерживалась постоянной, при которой частота автодинного сигнала составляла 10 кГц. На спектрах представлены области нулевой и первых трех гармоник частоты модуляции. Наличие высших гармоник частоты Доплера в указанных областях спектра обусловлено ангармоническими искажениями сигналов. Эти искажения, как известно [12], наблюдаются, когда величина параметра обратной связи C_{oc} соизмерима с единицей. В случае уменьшения величины этого параметра, например, увеличением затухания аттенюатора Атт на 10...20 дБ, высшие гармоники частоты Доплера практически исчезают, и сигнал становится синусоидальным. Из спектров рис. 12 также видно, что уровень первой гармоники ПАМ значительно превышает уровень гармоник более высокого порядка. Существенные отличия вида спектра исследуемых генераторных модулей состоят в асимметрии спектров в окрестности гармоник частоты модуляции в случае нестабилизированного генераторного модуля,

у которого уровень сопутствующей ЧМ излучения значительно больше, чем у стабилизированного модуля (см. рис. 12, II).

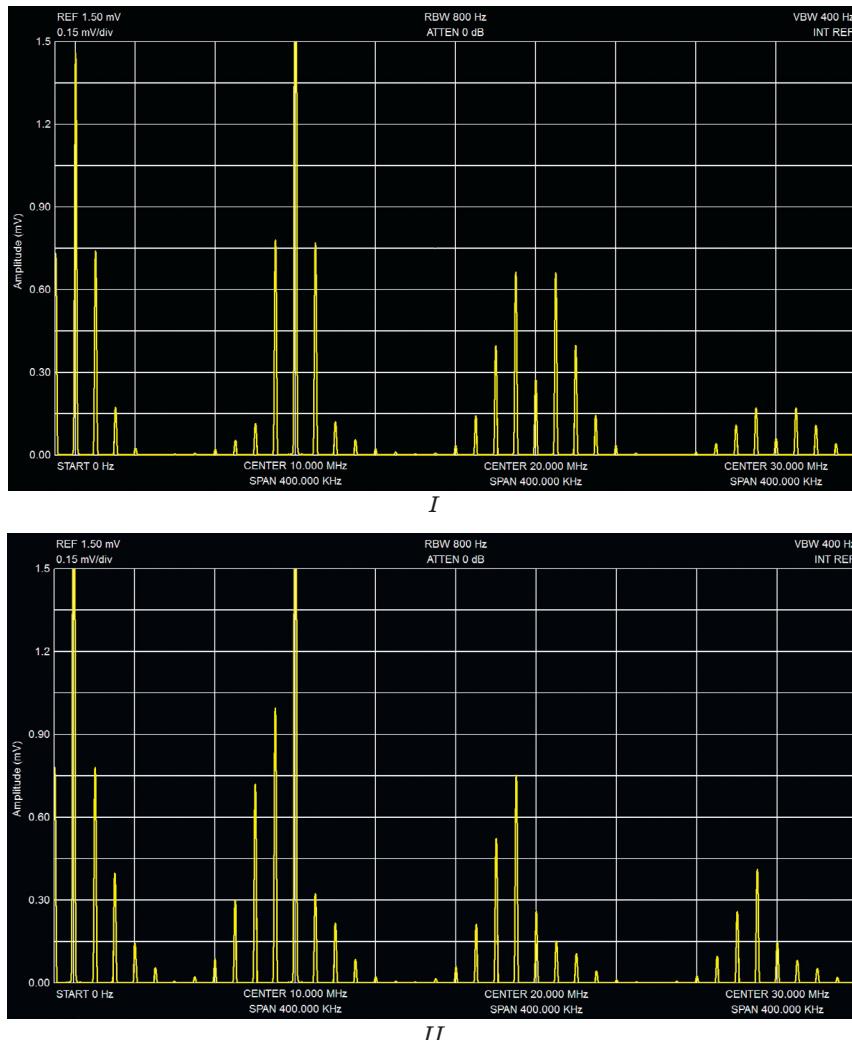


Рис. 12. Спектры автодинного сигнала, полученные для стабилизированного по частоте генератора на диоде Ганна с АМ (I) и для обычного (нестабилизированного) генератора, в котором присутствует сопутствующая ЧМ (II)

Fig. 12. Spectrums of the autodyne signal obtained for the stabilized oscillator in the frequency on the Gunn diode with AM (I) and for the usual (non-stabilized) oscillator, in which the attended FM is present (II)

Из сравнения рассчитанных выше спектральных диаграмм, представленных на рис. 7, и 8 под номером III, и экспериментальных спектров, приведенных на рис. 12 видно их качеств-

венное соответствие. Таким образом, полученные в настоящей работе результаты экспериментальных исследований подтвердили адекватность разработанной математической модели в отношении влияния на формирование сигналов АД с АМ сопутствующей ЧМ.

Заключение

Разработана математическая модель автодинного генератора с одновременной амплитудной и частотной модуляцией (АЧМ) излучения, обеспечивающая возможность расчета характеристик амплитудной селекции (ХАС), формы и спектра автодинного сигнала для общего случая произвольного соотношения времени запаздывания отраженного от объекта локации излучения и периода модулирующей функции. В результате выполненных расчетов для случая гармонического закона модуляции и экспериментальных исследований АД на диодах Ганна установлено влияние сопутствующей частотной модуляции на формирование автодинных сигналов.

При отсутствии или сравнительно «малом» уровне ЧМ максимум автодинного отклика соответствует середине зоны амплитудной селекции. В случае «высокого» уровня ЧМ происходит смещение области главного максимума в сторону больших значений нормированного расстояния r_n и появление многогорбой ХАС. При этом амплитуда отклика на всех гармониках Ω_m частоты модуляции, включая «нулевую», во всех случаях наличия или отсутствия сопутствующей ЧМ значительно возрастает с приближением коэффициента m_{AM} амплитудной модуляции к единице.

Автодинным генераторам с АЧМ также, как и обычным (немодулированным) автодинам, свойственны ангармонические искажения сигналов вследствие автодинных изменений частоты генерации в условиях, когда величина параметра C_{OC} обратной связи соизмерима с единицей. Наличие искажений автодинных сигналов требует своего учета при выборе параметров автодинных генераторов и в устройствах обработки сигналов.

Отличительные особенности автодинов с АЧМ состоят в том, что автодинный отклик переносится также на гармоники частоты Ω_m модуляции, причем эффективность этого переноса повышается с увеличением глубины модуляции и зависит также от сопутствующей величины девиации частоты генерации и расстояния до объекта локации. Благодаря этому автодины с АЧМ на гармониках частоты модуляции обладают свойством амплитудной селекции отражающих объектов на определенных расстояниях.

ниях, что обеспечивает повышение помехоустойчивости СБРЛ, выполненных на их основе.

Попутно установлено, что по сравнению с обычным нестабилизированным автодином стабилизированный автодинный генератор обеспечивает значительное уменьшение сопутствующей ЧМ и величины степени искажений сигналов. Полученные результаты исследований, дополняющие и развивающие предшествующие исследования АД в данном направлении [33; 35–38], показали преимущества автодинов со стабилизацией частоты перед обычными (нестабилизированными) автодинами и целесообразность разработки и производства новых типов монолитных и гибридно-интегральных автодинных модулей миллиметрового диапазона, стабилизированных дополнительным высокодобротным резонатором.

Список литературы

1. Page C. H., Astin A. V. Survey of proximity fuze development. *American Journal of Physics*. 1947;15(2):95–110. DOI: 10.1119/1.1990930
2. Коган И. М. *Ближняя радиолокация. Теоретические основы*. М.: Советское радио; 1973.
3. Nagano S., Akaiwa Y. Behavior of Gunn diode oscillator with a moving reflector as a self-excited mixer and a load variation detector. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1971;19(12):906–910. DOI: 10.1109/TMTT.1971.6373339
4. Takayama Y. Doppler signal detection with negative resistance diode oscillators. *IEEE Trans. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1973;21(2):89–94. DOI: 10.1109/TMTT.1973.1127929
5. Gupta M-S., Lomax R. J., Haddad G. I. Noise consideration in self-mixing IMPATT-diode oscillators for short-range Doppler radar applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1974;22(1):37–43. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128158
6. Nygren T., Sjolund A. Sensitivity of Doppler radar with self-detecting diode oscillators. *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* 1974;22(5):494–498. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128268.
7. Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-variation detector characteristics of a detector-diode loaded Gunn oscillator. *Electronics and Communications in Japan*. 1975;58-B(5):60–66.
8. Somekh M. G., Richmond W., Moroz J., Lazarus M. T. Development of pulsed self-oscillating mixer. *Electronics Letters*. 1980;16(15):597–599. DOI: 10.1049/el:19800414
9. Хотунцев Ю. Л., Тамарчак Д. Я. *Синхронизированные генераторы и автодины на полупроводниковых приборах*. М.: Радио и связь; 1982.
10. Богачев В. М., Лысенко В. Г., Смольский С. М. *Транзисторные генераторы и автодины*. М.: МЭИ; 1993.

11. Komarov I. V., Smolskiy S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood, MA: Artech House Publishers; 2003.
12. Усанов Д. А., Скрипаль Ал. В., Скриполь Ан. В. *Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов*. Саратов: Изд. Саратовского университета; 2003.
13. Гершензон Е. М., Туманов Б. Н., Бузыкин В. Т., Калыгина В. М., Левит Б. И. Общие характеристики и особенности автодинного эффекта в автогенераторах. *Радиотехника и электроника*. 1982;27(1):104–112.
14. Jefford. P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1985;31(8):613–624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559
15. Usanov D. A., Skripal Al. V., Skripal An. V., Postelga A. E. A microwave autodyne meter of vibration parameters. *Instruments and Experimental Techniques*. 2004;47(5):689–693. DOI: 10.1023/B:INET.0000043882.16801.3a
16. Данилин А. И., Второпин С. Д., Чернявский А. Ж. Использование автодинных приемопередающих модулей на диодах Ганна для определения деформаций лопаток турбомашины. В: *11-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2001)*, Севастополь, 10–14 сент. 2001 г. Севастополь: Вебер; 2001. С. 654–656. DOI: 10.1109/CRMICO.2001.961705
17. Соловьев Ю. Л., Рудаков А. В. Малогабаритное устройство миллиметрового диапазона для систем ближней радиолокации. В: *18-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2008)*, Севастополь, 8–12 сент. 2008 г. Севастополь: Вебер; 2008. С. 113. DOI: 10.1109/CRMICO.2008.4676311
18. Votoropin S. D. Autodyne sensors of the EHF range on Gunn diodes. In: *38th European Microwave Conference. Amsterdam, October 27–31, 2008*. Amsterdam; 2008. P. 1330–1333. DOI: 10.1109/EUMC.2008.4751709
19. 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
20. Lazarus M. J., Pantoja F. P., Somekh M., Novak S., Margison S. New direction-of-motion Doppler detector. *Electronics Letters*. 1980;16(25):953–954. DOI: 10.1049/el:19800679
21. Yasuda A., Kuwashima S., Kanai Y. A shipborne-type wave-height meter for oceangoing vessels, using microwave Doppler radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 1985;10(2):138–143. DOI: 10.1109/JOE.1985.1145094
22. Efanov A. A., Diskus C. G., Stelzer A., Thim H. W., Lubke K., Springer A. L. Development of a low-cost 35 GHz radar sensor. *Annals of Telecommunications*. 1997;52(3):219–223. DOI: 10.1007/BF02996047
23. Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. С., Ермак Г. П., Закарлюк Н. М., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение

автодинов. Успехи современной радиоэлектроники. 2016;(3):32–86. Режим доступа: <http://radiotec.ru/number/1528>

24. Kim S., Nguyen C. A Displacement measurement technique using millimeter-wave interferometry. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*. 2003;51(6):1724–1728. DOI: 10.1109/TMTT.2003.812575

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

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

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

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

29. Mirsaitov F. N., Safonova E. V., Boloznev V. V. Microwave autodyne vibrosensor in aeroengine diagnostics. In: *European Frequency and Time Forum (EFTF), Neuchatel, June 23–26, 2014*. Neuchatel; 2014. P. 140–143. DOI: 10.1109/EFTF.2014.7331447

30. Kim S; Kim B.-H., Yook J.-G., Yun G.-H. Proximity vital sign sensor using self-oscillating mixer. In: *URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC), Seoul, Aug. 21–25, 2016*. Seoul; 2016. P. 1446–1448. DOI: 10.1109/URSIAP-RASC.2016.7601402

31. Boric-Lubecke O., Droitcour A. D., Lubecke V. M., Park B.-K., Singh A. (eds.) *Doppler Radar Physiological Sensing*. New York: John Wiley & Sons; 2016. DOI: 10.1002/9781119078418

32. Ветрова Ю. В., Дорошенко А. А., Постельга А. Э., Усанов Д. А. Дистанционный контроль движения поверхности объекта с использованием двухканального СВЧ-автодинного генератора. *Радиотехника и электроника*. 2019;64(4):387–395. DOI: 10.1134/S0033849419040119

33. Носков В. Я., Смольский С. М. Автодинный эффект в генераторах с амплитудной модуляцией. *Радиотехника*. 2011;(2):21–36. Режим доступа: <http://radiotec.ru/article/8545>

34. Острейковский А. В. Применение автомодуляции в автодинных СВЧ генераторах ММ-диапазона. В: *13-я Международная Крымская микроволновая конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2003)*, Севастополь, 8–12 сент. 2003 г. Севастополь; М.: Вебер; 2003. С. 170–171.

35. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Autodyne signals in case of random delay time of the reflected radiation. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2013;72(16):1521–1536. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v72.i16.70

36. Носков В. Я., Игнатков К. А. Динамические особенности автодинных сигналов. *Известия вузов. Физика*. 2013;56(4):56–64. Режим доступа: <https://elibrary.ru/item.asp?id=19054968>
37. Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов. *Радиотехника*. 2012;(6):24–46. Режим доступа: <http://radiotec.ru/article/11174>
38. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Chupahin A. P., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Smolskiy S. M. Signals of autodyne sensors with sinusoidal frequency modulation. *Radioengineering*, 2017;26(4):1182–1190. DOI: 10.13164/re.2017.1182
39. Woodyard J. R. *Radio system for distance and velocity measurement*. Pat. US2424263, filed Feb. 23, 1943.
40. Шаров Ю. В., Кислов О. А. Об одном способе измерения малых дальностей. В: *Радиоприемные устройства*. М.: Труды МЭИ; 1972. С. 63–67.
41. Разгоняев Ю. В. Об определении расстояния до движущегося объекта рециркуляционным методом. В: *Методы и устройства формирования и обработки сигналов*. М.: Труды МЭИ; 1979. С. 21–24.
42. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 1. Конструкторско-технологические достижения. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2006;(12):3–30. Режим доступа: <http://radiotec.ru/article/2218>
43. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 2. Теоретические и экспериментальные исследования. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2007;(7):3–33. Режим доступа: <http://radiotec.ru/article/2182>

References

1. Page C. H., Astin A. V. Survey of proximity fuze development. *American Journal of Physics*. 1947;15(2):95–110. DOI: 10.1119/1.1990930
2. Kogan I. M. *Near Radar. Theoretical basis*. Moscow: Soviet radio; 1973. (In Russ.)
3. Nagano S., Akaiwa Y. Behavior of Gunn diode oscillator with a moving reflector as a self-excited mixer and a load variation detector. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1971;19(12):906–910. DOI: 10.1109/TMTT.1971.6373339
4. Takayama Y. Doppler signal detection with negative resistance diode oscillators. *IEEE Trans. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1973;21(2):89–94. DOI: 10.1109/TMTT.1973.1127929
5. Gupta M-S., Lomax R. J., Haddad G. I. Noise consideration in self-mixing IMPATT-diode oscillators for short-range Doppler radar applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1974;22(1):37–43. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128158

6. Nygren T., Sjolund A. Sensitivity of Doppler radar with self-detecting diode oscillators. *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* 1974;22(5):494–498. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128268
7. Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-variation detector characteristics of a detector-diode loaded Gunn oscillator. *Electronics and Communications in Japan.* 1975;58-B(5):60–66.
8. Somekh M. G., Richmond W., Moroz J., Lazarus M. T. Development of pulsed self-oscillating mixer. *Electronics Letters.* 1980;16(15):597–599. DOI: 10.1049/el:19800414
9. Khotuntsev Yu. L., Tamarchak D. Ya. *Synchronized oscillators and autodyne on semiconductor devices.* Moscow: Radio and communications; 1982. (In Russ.)
10. Bogachev V. M., Lysenko V. G., Smolsky S. M. *Transistor oscillators and autodyne.* Moscow: MPEI; 1993. (In Russ.)
11. Komarov I. V., Smolskiy S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar.* Norwood, MA: Artech House Publishers; 2003.
12. Usanov D. A., Skripal Al. V., Skripal An. V. *Physics of Semiconductor RF and Optical Autodynes.* Saratov: Saratov University Publisher; 2003. (In Russ.)
13. Gershenson E. M., Tumanov B. N., Buzykin V. T., Kalygina V. M., Levit B. I. General characteristics and features of the autodyne effect in self-oscillators. *Radiotekhnika i elektronika.* 1982;27(1):104–112. (In Russ.)
14. Jefford. P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 1985;31(8):613–624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559
15. Usanov D. A., Skripal Al. V., Skripal An. V., Postelga A. E. A microwave autodyne meter of vibration parameters. *Instruments and Experimental Techniques.* 2004;47(5):689–693. DOI: 10.1023/B:INET.0000043882.16801.3a
16. Danilin A. I., Votoropin S. D., Tcherniavski A. G. Using of autodyne transceiver modules on Gunn diodes for determination of turbomachine blades deformations. In: *11th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, September 10–14, 2001.* Sevastopol: Veber; 2001, pp. 654–656. DOI: 10.1109/CRMICO.2001.961705654–656
17. Solovyov Y. L., Rudakov A. V. The miniature module MM-wave range for radar systems. In: *18th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, September 8–12, 2008.* Sevastopol: Veber; 2008, pp. 113. DOI: 10.1109/CRMICO.2008.4676311
18. Votoropin S. D. Autodyne sensors of the EHF range on Gunn diodes. In: *38th European Microwave Conference. Amsterdam, October 27–31, 2008.* Amsterdam; 2008, pp. 1330–1333. DOI: 10.1109/EUMC.2008.4751709
19. 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
20. Lazarus M. J., Pantoja F. P., Somekh M., Novak S., Margison S. New direction-of-motion Doppler detector. *Electronics Letters*. 1980;16(25):953–954. DOI: 10.1049/el:19800679
21. Yasuda A., Kuwashima S., Kanai Y. A shipborne-type wave-height meter for oceangoing vessels, using microwave Doppler radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 1985;10(2):138–143. DOI: 10.1109/JOE.1985.1145094
22. Efanov A. A., Diskus C. G., Stelzer A., Thim H. W., Lubke K., Springer A. L. Development of a low-cost 35 GHz radar sensor. *Annals of Telecommunications*. 1997;52(3):219–223. DOI: 10.1007/BF02996047.
23. 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. *Successes of Modern Electronic Engineering*. 2016;(3):32–86. (In Russ.) Available at: <http://radiotec.ru/number/1528>
24. Kim S., Nguyen C. A Displacement measurement technique using millimeter-wave interferometry. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*. 2003;51(6):1724–1728. DOI: 10.1109/TMTT.2003.81.812575
25. Alidoost S. A., Sadeghzade R., Fatemi R. Autodyne system with a single antenna. In: *11th Intern. Radar Symposium (IRS-2010)*. Lithuania: Vilnius; 2010. Part 2, pp. 406–409.
26. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2010;69(5):451–458. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v69.i5.80
27. Usanov D. A., Postelga A. E. Reconstruction of complicated movement of part of the human body using radio wave autodyne signal. *Biomedical Engineering*. 2011;45(1):6–8. DOI: 10.1007/s10527-011-9198-9
28. Nguyen C., Kim S. *Theory, Analysis and Design of RF Interferometric Sensors*. Springer Science+Business Media; 2012. DOI: 10.1007/978-1-4614-2023-1
29. Mirsaitov F. N., Safonova E. V., Boloznev V. V. Microwave autodyne vibrosensor in aeroengine diagnostics. In: *European Frequency and Time Forum (EFTF), Neuchatel, June 23–26, 2014*. Neuchatel; 2014, pp. 140–143. DOI: 10.1109/EFTF.2014.7331447
30. Kim S; Kim B.-H., Yook J.-G., Yun G.-H. Proximity vital sign sensor using self-oscillating mixer. In: *URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC), Seoul, Aug. 21–25, 2016*. Seoul; 2016, pp. 1446–1448. DOI: 10.1109/URSIAP-RASC.2016.7601402
31. Boric-Lubecke O., Droitcour A. D., Lubecke V. M., Park B.-K., Singh A. (eds.) *Doppler Radar Physiological Sensing*. New York: John Wiley & Sons; 2016. DOI: 10.1002/9781119078418

32. Vetrova Iu. V., Doroshenko A. A., Postelga A. E., Usanov D. A. Remote control of the surface movement of an object using a two-channel SHF autodyne generator. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(4):409–417. DOI: 10.1134/S1064226919040119
33. Noskov V. Ya., Smolskiy S. M. Autodyne effect in oscillators with amplitude modulation. *Radiotekhnika*. 2011;(2):21–36. (In Russ.) Available at: <http://radiotec.ru/article/8545>
34. Ostreykovskyy O.V. Self-modulation in autodyne microwave MM-range oscillators. In: *13th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, September 8–12, 2003*. Sevastopol; Moscow: Veber; 2003, pp. 170–171. (In Russ.)
35. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Autodyne signals in case of random delay time of the reflected radiation. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2013;72(16):1521–1536. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v72.i16.70
36. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Dynamic features of autodyne signals. *Russian Physics Journal*. 2013;56(4):420–428. DOI: 10.1007/s11182-013-0051-3
37. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Autodyne characteristic dependence on the UHF oscillator's inherent parameters. *Radiotekhnika*. 2012;(6):24–46. (In Russ.)
38. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Chupahin A. P., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Smolskiy S. M. Signals of autodyne sensors with sinusoidal frequency modulation. *Radioengineering*, 2017;26(4):1182–1190. DOI: 10.13164/re.2017.1182
39. Woodyard J. R. *Radio system for distance and velocity measurement*. Pat. US2424263, filed Feb. 23, 1943.
40. Sharov Yu. V., Kislov O. A. About one method of measuring short ranges. In: *Radio receivers*. Moscow: Transactions of MPEI; 1972, pp. 63–67. (In Russ.)
41. Razgonyaev Yu. V. On determining the distance to a moving object by the recirculation method. In: *Methods and devices for the formation and processing of signals*. Moscow: Proceedings of MPEI; 1979, pp. 21–24. (In Russ.)
42. Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smolskiy S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 1. Technological achievements. *Successes of Modern Electronic Engineering*. 2006;(12):3–30. (In Russ.) Available at: <http://radiotec.ru/article/2218>
43. Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smolskiy S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 2. Theoretical and experimental investigations. *Successes of Modern Electronic Engineering*. 2007;(7):3–33. (In Russ.) Available at: <http://radiotec.ru/article/2182>

Информация об авторах

Носков Владислав Яковлевич – доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32).

Смольский Сергей Михайлович – доктор технических наук, профессор кафедры Формирования и обработки радиосигналов, заместитель директора Института радиотехники и электроники, Национальный исследовательский университет «МЭИ» (Россия, 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14).

Игнатков Кирилл Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры Радиоэлектроники и телекоммуникаций, заместитель директора по науке Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32).

Information about the authors

Vladislav Ya. Noskov – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia).

Sergey M. Smolskiy – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Formation and Processing of Radio Signals Department, Deputy Director of the Institute of Radio Engineering and Electronics, National Research University “Moscow Power Engineering Institute” (14 Krasnokazarmennaya Str., Moscow, 111250, Russia).

Kirill A. Ignatkov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Deputy Director for Science, Institute of Radio Electronics and Information Technology – RTF, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia).

Поступила / Received: 30.03.2020

Принята в печать / Accepted: 08.04.2020

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2020.4.1.005

УДК 537.872; 621.396.67

Моделирование и анализ свойств спиральной антенны для исследования излучения головного мозга в микроволновом диапазоне

Е. П. Шабашов¹ , С. Н. Шабунин¹, Б. Мрдакович²¹Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32²WIPL-D, Сербия, 11073, г. Белград, ул. Гандиева, 7 shabashov-evgeny@mail.ru

Аннотация

В данной работе приведены результаты исследования планарной одно-заходной спиральной антенны, предназначеннной для измерения собственного электромагнитного излучения головного мозга в диапазоне частот 3–5 ГГц. Исследования проведены с помощью численного моделирования (методом конечных элементов) в программном пакете ANSYS Electromagnetics Suite 19.2. В данной программе была построена модель тканей человеческой головы и модель антенны. Выполнена оптимизация параметров антенны для получения наилучших характеристик согласования и глубины проникновения поля. Рассчитаны частотные зависимости входного импеданса и коэффициента отражения. Также было получено распределение создаваемого поля в тканях головы. Исследовано влияние согласующего слоя, расположенного между плоскостью спирали и поверхностью головы, на характеристики антенны при флюктуации электрических параметров верхних слоев тканей головы. Для проверки полученных результатов выполнено сравнительное моделирование с использованием программного продукта WIPL-D Pro.

Ключевые слова

антенна-аппликатор, поле ближней зоны, излучение головного мозга, антенные медицинские измерительные устройства, микроволновая радиометрия

Для цитирования

Шабашов Е. П., Шабунин С. Н., Мрдакович Б. Моделирование и анализ свойств спиральной антенны для исследования излучения головного мозга в микроволновом диапазоне. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(1):84–99. DOI: 10.15826/urej.2020.4.1.005

Modeling and analysis of the spiral antenna properties for the research of the brain radiation in the microwave range

E. P. Shabashov¹ , S.N. Shabunin¹, B. Mrdakovic²

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

² WIPL-D, 7, Gandjeva Str., Belgrade, 11073, Serbia

 shabashov-evgeny@mail.ru

Abstract

This paper investigates a planar single-arm spiral antenna used to measure human brain radiation in the frequency range 3–5 GHz. The investigation is carried out using numerical modeling (finite elements method) by employing ANSYS Electromagnetics Suite 19.2. The model of human brain tissues and the antenna are built in this software. The optimization of antenna parameters is carried out to obtain the best matching and sensing depth. The frequency dependence of the antenna input impedance, reflection coefficient is computed, and the volume distribution of electromagnetic field in the head tissues is obtained. We investigate the influence of the matching layer to the antenna characteristics in the case of the deviation of the electrical parameters of the head tissue top layers. The matching layer is located between the spiral antenna plane and the surface of the head. The additional simulation is carried out by using WIPL-D Pro EM simulator to validate the obtained results.

Keywords

applicator antenna, near electromagnetic field, brain radiation, medical measurement device, microwave radiometry

For citation

Shabashov E. P., Shabunin S.N., Mrdakovic B. Modeling and analysis of the spiral antenna properties for the research of the brain radiation in the microwave range. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(1):84–99.
DOI: 10.15826/urej.2020.4.1.005

Введение

Электрофизические методы исследований активности коры головного мозга человека широко применяются, с одной стороны, для определения состояния человека при различных заболеваниях и травмах, с другой – для создания систем прямого обмена информацией между человеком и компьютером. В последнее время интерес исследователей привлекают задачи измерения параметров электромагнитного излучения в микроволновом диапазоне. Например, в [1] описан эксперимент по измерению излучения в микроволновом диапазоне в условиях безэховой камеры. В качестве датчика использована широкополосная логоперио-

дическая антенна R&S®HL050 фирмы Rohde&Schwarz. Источником электромагнитного излучения могут быть короткие импульсы, обладающие широким спектром. Возбуждаемые ими мелкие резонансные структуры, в свою очередь, могут излучать сигнал на высоких частотах. Кроме этого, головной мозг, как и любое тело, имеющее температуру, превышающую 0 °К, излучает электромагнитную энергию.

Использованная в описанном выше опыте логопериодическая антенна имела размеры, сопоставимые с головой человека. Определение места расположения источников излучения с таким датчиком сложно реализуемая задача. Кроме того, антенна не была экранирована от внешнего пространства и даже в условиях безэховой камеры и экранирования от внешних источников, таких как сотовые телефоны, базовые станции, Wi-Fi роутеры и тому подобное, могла принимать тепловое электромагнитное излучение от стен и оборудования безэховой камеры. В связи с этим разработка широкополосной антенны-аппликатора, желательно с дополнительным экранированием от внешнего пространства, имеет важное значение для задач исследования собственного излучения головного мозга в микроволновом диапазоне частот и является перспективным научным направлением. Дополнительные возможности появляются, если размеры датчика электромагнитного излучения на основе экранированной антенны позволяют разместить на голове человека несколько подобных устройств. Обработка принимаемого многопозиционного сигнала позволит достаточно точно определить местоположение активных областей. Кроме прикладного смысла решаемой задачи, следует отметить новые знания о работе антенн при наличии в ближней зоне слоистых диссипативных структур. В данной статье приведены результаты моделирования компактной широкополосной антенны-аппликатора, предназначенный для измерения величины собственного электромагнитного излучения головного мозга в диапазоне частот 3–5 ГГц.

Одним из основных применений медицинских аппликаторных антенн является неинвазивное измерение температуры биологических тканей человека, в частности тканей головного мозга. Анализируя некоторые работы [2–5], было отмечено, что авторы обычно рассматривают частотный диапазон от нескольких сотен МГц до 2 ГГц. Это объясняется оптимальным сочетанием размеров антенны и глубины электромагнитного зондирования в этом частотном диапазоне. Результаты, полученные в [1], показывают возможное наличие электромагнитного излучения в микроволновом диапазоне. Актуальным, на наш взгляд, является исследование эффективности работы антенны-аппликатор-

ра микроволнового диапазона при наличии в непосредственной близости слоистой диссипативной структуры головы человека и оптимизация ее характеристики с точки зрения широкополосности и чувствительности.

Сами по себе слоистые среды с низкой проводимостью были исследованы в контексте микрополосковых антенн и линий передачи с многослойной подложкой в [6–8]. Спектральный метод при разложении поля на ТЕ и ТМ-волны был использован для исследования излучения диполей в слоистых средах в работах [6–9] и диполей в полупространстве с потерями [10]. Ткани человека с аппроксимацией многослойными диэлектриками рассмотрены в [11–14]. В [4] авторы проводят численное моделирование характеристик плоской антенны, используемой для неинвазивных измерений температуры областей мозга.

Целью данного исследования является определение оптимальных параметров конструкции широкополосной, в нашем случае спиральной, антенны в задаче исследования собственного излучения головного мозга в заданном диапазоне частот на основе электродинамического моделирования.

Описание модели

Для оценки эффективности антенны-аппликатора необходимо определить, как много энергии антенна способна получать из различных областей головы. Очевидно, что для наилучшего обзора всей области головы необходимо, чтобы антенна поглощала энергию по всей глубине. Согласно принципу взаимности электродинамики, чтобы оценить величину поглощения энергии антенны в определенной области, можно проанализировать величину поля антенны, генерируемого в этой области. Таким образом, зная распределение создаваемого поля в пространстве вокруг антенны в режиме передачи, можно определить глубину обнаружения источника антенной в режиме приемника.

Согласно теореме Умова – Пойнтинга, активная энергия, поступающая в систему, распределяется на излучение и поглощение средой. Поскольку ткани головы являются диссипативными средами, почти вся энергия, излучаемая антенной в режиме передачи, поглощается тканями головы.

Таким образом, для анализа распределения поля внутри головы необходимо рассчитать значение плотности мощности тепловых потерь, создаваемой антенной. Мощность, рассеянную в объеме V , можно рассчитать следующим образом:

$$P_V = \int_V \frac{1}{2} \sigma |E(r)|^2 dV, \quad (1)$$

где σ – удельная электрическая проводимость среды, $E(r)$ – напряженность электрического поля, создаваемая источником в точке r . Напряженность поля рассчитывается численно с использованием среды электромагнитного моделирования ANSYS HFSS. Модель антенны вблизи слоистой среды показана на рис. 1.

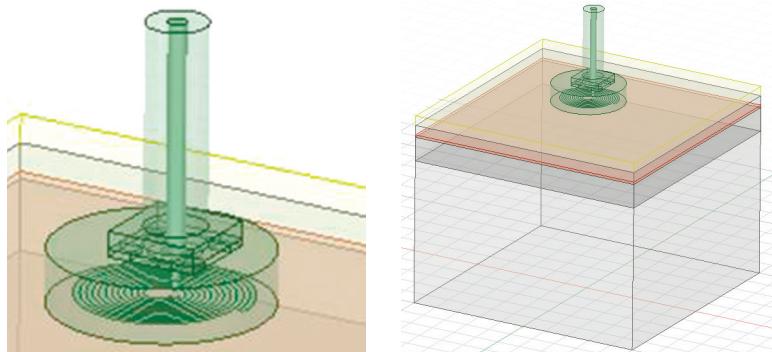


Рис. 1. Модель антенны вблизи слоистой среды
Fig. 1. Model of the antenna near a stratified media

В связи с небольшим размером антенны модель среды представлена в виде плоской слоистой структуры. Из-за сильного затухания волн в рассматриваемой диссипативной среде нецелесообразно учитывать весь объем головы. Толщина каждого слоя была взята в соответствии с [15] и приведена в табл. 1. Размеры области слоев (50x50 мм) были выбраны таким образом, чтобы ограничения модели не влияли на результаты моделирования.

Таблица 1. Параметры слоев головы человека

Table 1. Layers parameters

№	Вещество	ϵ	$\sigma, (\Omega \cdot \text{м})^{-1}$	Толщина, мм
1	Кожа	36.59	2.34	2.0
2	Кость	16.95	1.40	2.0
3	Спинномозговая жидкость	63.73	5.20	0.5
4	Серое вещество	46.58	3.09	5.0
5	Белое вещество	34.48	2.14	30.09

Реальная биологическая ткань представляет собой сложную неоднородную структуру, электрические параметры которой могут флюктуировать. Однако из-за небольшого размера неоднородностей, по сравнению с длиной волны, при моделировании антенны в заданном частотном диапазоне среду с использованием анатомии человека можно представить в виде слоев однородных материалов с электрическими параметрами реальных тканей. Электрофизические параметры слоев на частоте 4 ГГц приведены в табл. 1 [16].

Расчет модели фрагмента головы человека с антенной проводился с использованием численного моделирования (метод конечных элементов) с помощью программного обеспечения трехмерного электромагнитного моделирования ANSYS Electromagnetics Suite 19.2 HFSS.

Конструкция антенны

Чтобы уменьшить принимаемый электромагнитный шум от внешнего пространства и увеличить энергию полезного сигнала, целесообразно размещать antennу в непосредственном контакте с поверхностью головы и использовать дополнительное экранирование. В тоже время необходимо учесть влияние дисипативной среды с высоким значением диэлектрической проницаемости на импедансные свойства антенны. С учетом требований к широкополосности приоритет был отдан плоской спиральной антенне. Для расширения полосы рабочих частот при наличии плоского экрана высота подвеса спирали выбрана достаточно большой. Необходимая толщина подвеса реализована с помощью 5-слойной подложки. Антenna имеет дополнительный цилиндрический металлический экран. Антenna подключается к приемнику с помощью SMA-разъема. Конструкция антенны показана на рис. 2.

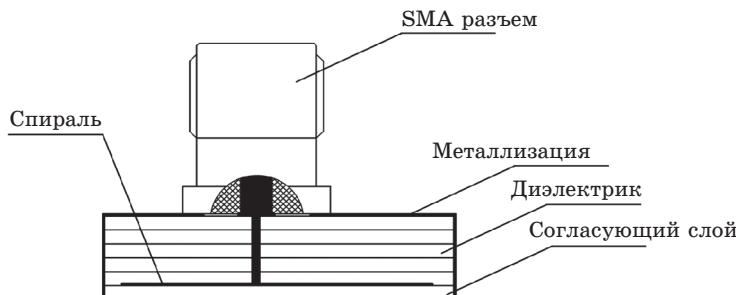


Рис. 2. Конструкция антенны

Fig. 2. Antenna design

В качестве диэлектрической подложки был выбран материал Arlon AD1000 ($\epsilon = 10.2$; $\operatorname{tg}\delta = 0.0023$). Толщина каждого слоя составляет 0.635 мм.

Как известно, геометрические размеры антенны связаны со значением диэлектрической проницаемости среды, в которую помещена антenna. Таким образом, характеристики антенны, рассчитанной на определенную частоту, будут изменяться при изменении параметров сред, расположенных антенны. Для уменьшения зависимости характеристик антенны от электрических параметров верхних слоев головы в конструкцию антен-

ны добавлен дополнительный слой диэлектрического материала между плоскостью спирали и поверхностью антенны, выполняющий трансформирующую роль. Толщина данного слоя подбиралась путем электродинамического моделирования. В качестве материала использован Arlon AD1000. Оптимальное решение получено при толщине согласующего слоя диэлектрического материала 0.635 мм.

Центральный проводник коаксиального разъема и плоская печатная спираль соединяются через переходное отверстие в многослойной подложке. Торцевая металлизация плат и верхний слой проводника образуют цельный металлический экран в форме короткозамкнутого цилиндра. Суммарная толщина диэлектрика выбрана таким образом, чтобы отраженная от экрана волна складывалась синфазно с волной, идущей от спирали в ткани головы.

Уравнение, описывающее топологию спирали, имеет следующий вид:

$$\begin{cases} x = a\theta \sin \theta + b, & b_1 \leq b \leq b_2 \\ y = a\theta \cos \theta + b, & 0 \leq \theta \leq 2\pi N \end{cases} \quad (2)$$

где $a = (r_{\max} - r_{\min}) / (2\pi N)$, $b_1 = r_{\min} - w/2$, $b_2 = r_{\min} + w/2$, r_{\min} – минимальный радиус спирали, r_{\max} – максимальный радиус спирали, w – ширина спирали, N – число витков спирали.

Максимальный и минимальный радиусы спирали рассчитываются на основе требуемого диапазона рабочих частот.

$$r_{\min} = \frac{\lambda_{eff\ min}}{2\pi}, \quad r_{\max} = \frac{\lambda_{eff\ max}}{2\pi}; \quad (3)$$

$$\lambda_{eff\ min} = \frac{c}{f_{\max} \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad \lambda_{eff\ max} = \frac{c}{f_{\min} \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (4)$$

где f_{\max} , f_{\min} – максимальная и минимальная частота работы спиральной антенны.

Волновое число в области границы раздела двух сред определяется следующим образом [17; 18]:

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{k_1^2 + k_2^2}{2}}. \quad (5)$$

Следовательно, эффективное значение диэлектрической проницаемости, определяющее значение размеров спирали, можно вычислить следующим образом:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2}, \quad (6)$$

где ϵ_1 , ϵ_2 – значение диэлектрической проницаемости материала в верхнем и нижнем полупространстве от плоскости спирали.

Рассчитанная топология спирали изображена на рис. 3. Точка питания находится в центральной части спирали.

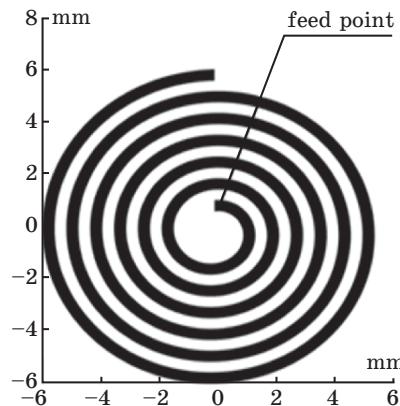


Рис. 3. Топология спирали

Fig. 3. Spiral topology

Ширина спирали $w = 0.45$ мм, минимальный радиус $r_{\min} = 1$ мм, максимальный радиус $r_{\max} = 5.98$ мм. В связи с тем, что спираль планарная, число витков незначительно влияет на свойства направленности спирали. Количество и ширина витков должны быть установлены так, чтобы ширина зазора между витками была равна ширине витка [19, с. 468–472].

Результаты моделирования

Моделирование выполнялось с условием того, что антенна в рабочем режиме касается поверхности тканей головы, как показано на рис. 1. На рис. 4 показан график действительной и мнимой составляющих входного сопротивления антенны в зависимости от частоты.

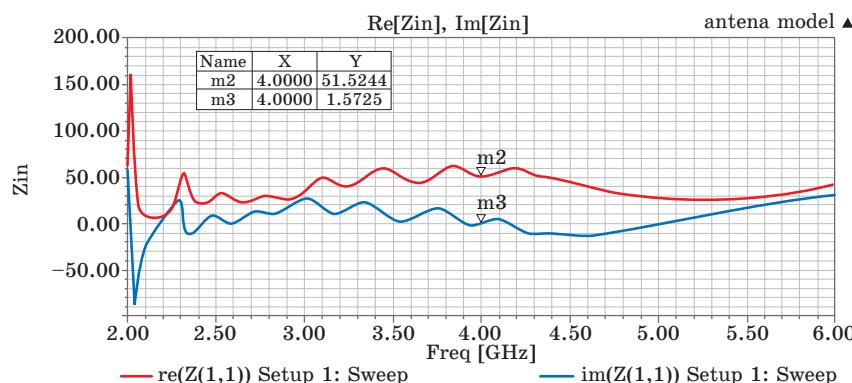


Рис. 4. Действительная и мнимая составляющая входного импеданса

На рис. 4 можно наблюдать полезное свойство спиральной антенны – данная антенна является электродинамически подобной самой себе на различных частотах, благодаря чему данная антенна является достаточно широкополосной. Можно заметить, что графики входного импеданса не имеют существенных экстремумов в области рабочих частот. Необходимо также отметить, что дополнительное сужение полосы частот вызывает экран, электрическое расстояние до которого изменяется с частотой. При моделировании выбрана оптимальная высота подвеса спирали над экраном.

На рис. 5 изображен частотный график зависимости коэффициента отражения от фидера с волновым сопротивлением 50 Ом. В полосе частот от 3.07 до 4.84 ГГц коэффициент отражения не превышает минус 10 дБ.

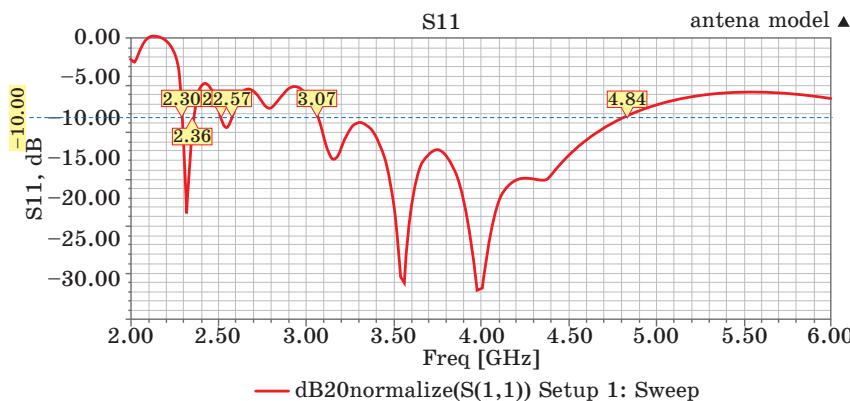


Рис. 5. Коэффициент отражения

Fig. 5. Reflection coefficient

На рис. 6 представлен график распределения плотности расеянной мощности $p(\mathbf{r})$ в поперечном сечении структуры. При расчетах подводимая к антенне мощность составляла 1 Вт. Как видно на рисунке, значительная доля энергии поглощается в верхних слоях в связи с большим значением проводимости тканей головы в этой области.

Для количественной оценки глубины зондирования было рассчитано значение поглощаемой мощности и среднее значение величины напряженности поля в каждом слое. Расчеты были выполнены с использованием формулы (7).

$$\bar{E}_i = \sqrt{\frac{\bar{P}_i}{\sigma_i}} = \sqrt{\frac{\int p(\mathbf{r})dV}{V_i\sigma_i}}, \quad (7)$$

где $p(\mathbf{r})$ – объемная плотность мощности, V_i – объем i -го слоя, σ_i – удельная проводимость i -го слоя. Результаты расчетов для частоты 4 ГГц приведены в табл. 2.

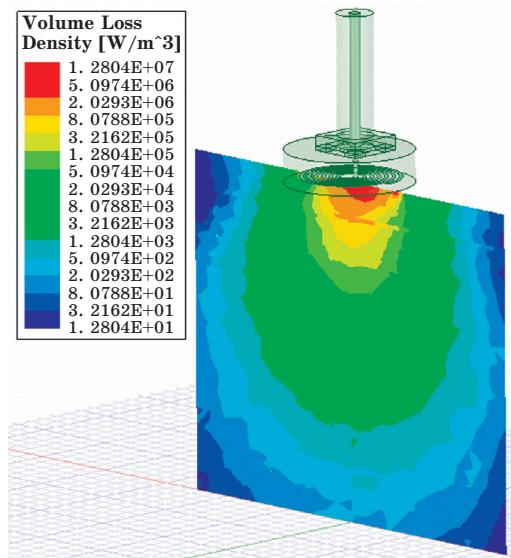


Рис. 6. Плотность рассеиваемой мощности, распределение поля в тканях

Fig. 6. Power loss density, field distribution in tissues

Таблица 2. Поглощаемая мощность и среднее значение напряженности поля

Table 2. Power density and field strength

Показатель	Кожа	Кость	Спинномозговая жидкость	Серое вещество	Белое вещество
P_i , Вт	0.485	0.165	0.045	0.171	0.101
$E_{ep,i}$, В/м	203.6	153.5	83.2	66.5	25.1

Результаты расчетов показывают, что наибольшая доля мощности поглощается в слое кожи. Данная метрика может являться хорошим инструментом для сравнения глубины зондирования для различных антенн.

Верификация результатов

Чтобы проверить достоверность результатов моделирования, на первом этапе мы изучили сходимость решения в HFSS. Оценка сходимости выполнялась на основе анализа величины изменения амплитуды коэффициента отражения на входе антенны по сравнению с предыдущим шагом моделирования ΔS в исследуемой полосе частот. Решение полагалось выполненным с достаточной точностью при величине относительной ошибки менее 0.02.

В табл. 3 приведены значения относительной ошибки ΔS и количество элементов разбиения объема модели в зависимости от номера итерации. Естественно, что с увеличением числа элементов разбиения возрастало время вычислений.

Таблица 3. Сходимость решения

Table 3. Simulation convergence

Номер итерации	Количество элементов разбиения	ΔS
1	19038	N/A
2	24738	0.33268
3	30889	0.018344
4	39087	0.0053411
5	48889	0.0028143

Дополнительным этапом верификации решения было проведение моделирования той же конструкции антенны с областью модели головы в другом электромагнитном симуляторе. Использовалась программа WIPL-D Pro. Симуляция в WIPL-D Pro основана на методе моментов. На рис. 7 показан график зависимости коэффициента отражения в полосе частот, полученный в HFSS (метод конечных элементов) и WIPL-D (метод моментов).

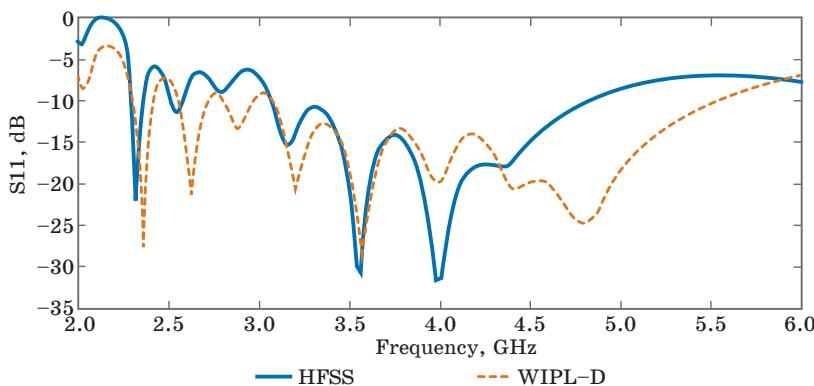


Рис. 7. Сравнение S11 для различных симуляторов

Fig. 7. Comparison of S11 for different simulators

Приведенные графики зависимости коэффициента отражения на входе антенны, расположенной в непосредственном контакте со слоистой средой модели головы человека, показали, что, несмотря на разницу между типами решателей, полученные данные достаточно хорошо совпадают. Поэтому с большой долей уверенности можно ожидать, что характеристики реальной антенны будут аналогичны характеристикам разработанной модели. В табл. 4 показаны процессорные затраты на моделирование в двух программных средах электромагнитного моделирования.

Таблица 4. Время решения

Table 4. Simulation time

Тип симулятора	Процессор	Время расчетов
HFSS	i7-8750H (6 cores, laptop)	197 s
WIPL-D	i7-7700 (4 cores, desktop)	194.96 s

Заключение

На основе электромагнитного моделирования была разработана конструкция антены-аппликатора, предназначенный для измерения величины собственного электромагнитного излучения головного мозга в диапазоне частот 3–5 ГГц. При проектировании учтены электрофизические параметры структуры головы человека. Для расширения полосы рабочих частот применена спиральная однозаходная антенна. Для защиты от внешних излучений антенна имеет цилиндрический проводящий экран. Для повышения эффективности работы аппликатора предложено использование дополнительного согласующего слоя диэлектрика. Полученных данных достаточно для изготовления реального устройства и выполнения дальнейших экспериментов с антенной.

Результаты моделирования показали, что антенна имеет уровень отражения в рабочей полосе частот не более -10 дБ, а также обладает удовлетворительными характеристиками глубины зондирования. Также стоит отметить, что многовитковая спиральная антенна имеет круговую поляризацию, что является положительным свойством, т. к. предполагаемый биологический источник сигнала в головном мозге является поляризованным случайным образом.

На основе разработанной конструкции датчика-аппликатора может быть создана многопозиционная антenna система для увеличения объема исследуемой области и идентификации активных областей головного мозга.

Список литературы

1. Брусиловский Л. И., Брюховецкий А. С., Кожин С. П., Никонов А. В., Серафимович П. Г. Экспериментальные исследования микроволновой электромагнитной активности головного мозга человека. *Журнал радиоэлектроники*. 2020;(2). DOI 10.30898/1684-1719.2020.2.2
2. Scheeler R., Kuester E., Popovic Z. Sensing Depth of Microwave Radiation for Internal Body Temperature Measurement. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2014;62(3):1293–1303. DOI: 10.1109/TAP.2013.2295595
3. Веснин С. Г., Седанкин М. К. Микроволновая радиометрия головного мозга. *Машиностроитель*. 2015;(11):44–51.

4. Bannikov I. A., Ilinskyh A. B., Mitelman Y. E., Borisov V. I. Modelling and analysis of bow-tie antenna properties for the brain microwave radiometry. In: *2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2016, Chelyabinsk, May 19–20, 2016*. Institute of Electrical and Electronics Engineers; 2016. DOI: 10.1109/ICIEAM.2016.7911597
5. Crocco L., Conceizgo R. C., James M. L., Karanasiou I. *Emerging Electromagnetic Technologies for Brain Diseases Diagnostics, Monitoring and Therapy*. Springer; 2018. DOI: 10.1007/978-3-319-75007-1
6. Панченко Б. А., Нефедов Е. И. *Микрополосковые антенны*. М.: Радио и связь; 1986.
7. Beyne L., De Zutter D. Green's function for layered lossy media with special application to microstrip antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1988;36(5):875–881. DOI: 10.1109/22.3607
8. Das N., Pozar D. A generalized spectral-domain Green's function for multilayer dielectric substrates with application to multilayer transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1987;35(3):326–335. DOI: 10.1109/TMTT.1987.1133646
9. Galejs J. Driving point impedance of linear antennas in the presence of a stratified dielectric. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1965;13(5):725–737. DOI: 10.1109/TAP.1965.1138526
10. Kominami M., Pozar D., Schaubert D. Dipole and slot elements and arrays on semi-infinite substrates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1985;33(6):600–607. DOI: 10.1109/TAP.1985.1143638
11. Guy A. Electromagnetic fields and relative heating patterns due to a rectangular aperture source in direct contact with bilayered biological tissue. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1971;19(2):214–223. DOI: 10.1109/TMTT.1968.1127485
- 12/ Nikita K., Uzunoglu N. Analysis of the power coupling from a waveguide hyperthermia applicator into a three-layered tissue model. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1989;37(11):1794–1801. DOI: 10.1109/22.41046
13. Bocquet B., DeHour P., Mamouni A., Van De Velde J., Leroy Y. Near field microwave radiometric weighting functions for multilayered materials. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. 1993;7(11):1497–1514. DOI: 10.1163/156939393X00633
14. Montreuil J., Nachman M. Multiangle method for temperature measurement of biological tissues by microwave radiometry. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1991;39(7):1235–1239. DOI: 10.1109/22.85394
15. Кубланов В. С., Седельников Ю. Е., Азин А. Л., Сысков А. М. Природа флуктуаций собственного электромагнитного излучения головного мозга. *Биомедицинская радиоэлектроника*. 2010;(9):45–54.
16. Gabriel S. G., Corthout E. The dielectric properties of biological tissues: I. literature survey. *Physics in Medicine and Biology*. 1996;41(11):2231–2249. DOI: 10.1088/0031-9155/41/11/001

17. Popović B., Gavrilov T. Simplemethod for analysis of cylindrical antennas at the interface between two media. *Radio and Electronic Engineer*. 1976;46(11):553–554. DOI: 10.1049/ree.1976.0083
18. Coleman B. Propagation of electromagnetic disturbances along a thin wire, in a horizontally stratified medium. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*. 1950;41(314):276–288. DOI: 10.1080/14786445008521797
19. Неганов В. А., Табаков Д. П., Яровой Г. П. Современная теория и практика применения антенн. М.: Радиотехника; 2009.

References

1. Brusilovsky L. I., Bryukhovetskiy A. S., Kozhin S. P., Nikonorov A. V., Serafimovich P. G. Experimental researches of microwave electromagnetic activity of the human brain. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2020;(2). (In Russ.) DOI 10.30898/1684-1719.2020.2.2
2. Scheeler R., Kuester E., Popovic Z. Sensing Depth of Microwave Radiation for Internal Body Temperature Measurement. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2014;62(3):1293–1303. DOI: 10.1109/TAP.2013.2295595
3. Vesnin S. G., Sedankin M. K. Brain microwave radiometry. *Mashinostroitel*. 2015;(11):44–51. (In Russ.)
4. Bannikov I. A., Ilinykh A. B., Mitelman Y. E., Borisov V. I. Modelling and analysis of bow-tie antenna properties for the brain microwave radiometry. In: *2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2016, Chelyabinsk, May 19–20, 2016*. Institute of Electrical and Electronics Engineers; 2016. DOI: 10.1109/ICIEAM.2016.7911597
5. Crocco L., Conceizgo R. C., James M. L., Karanasiou I. *Emerging Electromagnetic Technologies for Brain Diseases Diagnostics, Monitoring and Therapy*. Springer; 2018. DOI: 10.1007/978-3-319-75007-1
6. Panchenko B. A., Nefedov E. I. *Microstrip antennas*. Moscow: Radio i svyaz; 1986. (In Russ.)
7. Beyne L., De Zutter D. Green's function for layered lossy media with special application to microstrip antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1988;36(5):875–881. DOI: 10.1109/22.3607
8. Das N., Pozar D. A generalized spectral-domain Green's function for multilayer dielectric substrates with application to multilayer transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1987;35(3):326–335. DOI: 10.1109/TMTT.1987.1133646
9. Galejs J. Driving point impedance of linear antennas in the presence of a stratified dielectric. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1965;13(5):725–737. DOI: 10.1109/TAP.1965.1138526
10. Kominami M., Pozar D., Schaubert D. Dipole and slot elements and arrays on semi-infinite substrates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1985;33(6):600–607. DOI: 10.1109/TAP.1985.1143638

11. Guy A. Electromagnetic fields and relative heating patterns due to a rectangular aperture source in direct contact with bilayered biological tissue. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1971;19(2):214–223. DOI: 10.1109/TMTT.1968.1127485
- 12/ Nikita K., Uzunoglu N. Analysis of the power coupling from a waveguide hyperthermia applicator into a three-layered tissue model. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1989;37(11):1794–1801. DOI: 10.1109/22.41046
13. Bocquet B., DeHour P., Mamouni A., Van De Velde J., Leroy Y. Near field microwave radiometric weighting functions for multilayered materials. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. 1993;7(11):1497–1514. DOI: 10.1163/156939393X00633
14. Montreuil J., Nachman M. Multiangle method for temperature measurement of biological tissues by microwave radiometry. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1991;39(7):1235–1239. DOI: 10.1109/22.85394
15. Kublanov V. S., Sedelnikov Ju. E., Azin A. L., Syskov A. M. The Nature of Fluctuations Own Electromagnetic Radiation of the Brain. *Biomeditsinskaya radioelektronika = Biomedical Radioelectronics*. 2010;(9):45–54. (In Russ.)
16. Gabriel S. G., Corthout E. The dielectric properties of biological tissues: I. literature survey. *Physics in Medicine and Biology*. 1996;41(11):2231–2249. DOI: 10.1088/0031-9155/41/11/001
17. Popović B., Gavrilov T. Simplemethod for analysis of cylindrical antennas at the interface between two media. *Radio and Electronic Engineer*. 1976;46(11):553–554. DOI: 10.1049/ree.1976.0083
18. Coleman B. Propagation of electromagnetic disturbances along a thin wire, in a horizontally stratified medium. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*. 1950;41(314):276–288. DOI: 10.1080/14786445008521797
19. Neganov V. A., Tabakov D. P., Yarovoy G. P. Modern theory and practice of antennas application. Moscow: Radiotekhnika; 2009. (In Russ.)

Информация об авторах

Шабашов Евгений Павлович – магистрант кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32).

Шабунин Сергей Николаевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32).

Бранко Мрдакович – руководитель по исследованиям и развитию, Компания WIPL-D (Сербия, 11073, г. Белград, ул. Гандиева, 7).

Information about the authors

Evgeny P. Shabashov – Master Student of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia).

Sergey N. Shabunin – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia).

Branko Mrdakovic – Head of R&D, WIPL-D (7, Gandijeva Str., Belgrade, 11073, Serbia).

Поступила / Received: 30.03.2020

Принята в печать / Accepted: 11.04.2020

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 (*a*, *b* и т. д.). Начертание символов, используемых для обозначений на рисунках и в подписях к ним, должно совпадать с их написанием в тексте статьи.

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

Иллюстрации, графики и 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 Jurnal” 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 скорейшего исправления ошибок или изъятия публикации;
- отсутствие в статье заимствований без ссылок на первоисточники (плагиата).

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

Ответственность и этические принципы рецензентов

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

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

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

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

Рецензент обязан руководствоваться следующими этическими принципами:

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

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

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

Приватность

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

Политика раскрытия и конфликты интересов

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

Правила оформления статьи

Article Submission Guidelines

УДК 000.000

Название статьи

И.О. Фамилия автора¹

¹ Место работы, город, страна

e-mail

Аннотация

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

Ключевые слова

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

Paper Title

Author Name¹

Author Affiliation, City, Country

e-mail address

Abstract

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

Keywords

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

Введение (Introduction)

Во 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 много-

уровневых формул используйте редакторы формул MathType или MS Equation.

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

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

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

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

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

Несколько распространенных ошибок

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

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

2020, Vol. 4, No. 1

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

Journal Registration Certificate
PI № FS77-69790 as of 18.05.2017

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

Format 70x100 1/16. Circulation 500 cop.

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

УРАЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2020, Т. 4, № 1

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

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

Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-69790 от 18.05.2017

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

Формат 70x100 1/16. Тираж 500 экз. Уч.-изд. л. 7,5.
Дата выхода в свет 20.04.2020. Заказ 326.

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



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING