
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

*Журнал зарегистрирован в Министерстве информации Республики Беларусь,
свидетельство о регистрации № 1087 от 23.01.2010 г.*

Входит в Перечень научных изданий Республики Беларусь
для опубликования результатов диссертационных исследований,
включен в базу данных Российского индекса научного цитирования (РИНЦ)

Главный редактор

Вадим Анатольевич Богуш

Ректор Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Редакционная коллегия:

Л.М. Лыньков (зам. главного редактора),
А.Н. Осипов (зам. главного редактора),
Т.В. Борботько (ответственный секретарь),
М.П. Батура, В.Е. Борисенко, А.Л. Гурский, С.Е. Карпович,
В.К. Конопелько, А.П. Кузнецов, А.А. Кураев, В.А. Лабунов,
В.В. Муравьев, Ю.В. Писецкий, А.С. Сигов, М.М. Татур

Редакционный совет:

И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, И.С. Азаров, В.В. Баранов, А.И. Белоус,
И.В. Боднар, С.В. Бордусов, С.В. Гапоненко, Н.В. Гапоненко, В.В. Голенков,
В.Ф. Голиков, Л.И. Гурский, А.П. Достанко, В.А. Емельянов, А.А. Иванов,
В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, В.А. Куренев,
В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, В.Е. Матюшков, Ф.И. Пантелеенко,
В.А. Пилипенко, С.Л. Прищепа, А.М. Русецкий, Н.К. Толочко, А.А. Хмыль
В.Ю. Цветков, В.В. Цегельник, Г.П. Яблонский, В.Н. Ярмолик

Адрес редакции: ул. П. Бровки, 6, к. 326, г. Минск, 220013, Беларусь

Телефон редакции: +375-17-293-88-41

Web-сайт: www.doklady.bsuir.by; e-mail: doklady@bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Греков И.А., Янушкевич К.О., Чубенко Е.Б., Бондаренко В.П. Формирование и электрохимические свойства пленок оксидов никеля и кобальта | 5 |
| Юник А.Д., Соловьев Я.А., Жигулин Д.В. Влияние температуры быстрого термического отжига на электрофизические свойства омического контакта металлизации Ti/Al/Ni к гетероструктуре GaN/AlGaN | 13 |
| Галкин Я.Д., Дворников О.В., Чеховский В.А. Улучшенная модель двухзатворного JFET для аналоговых интегральных микросхем..... | 20 |

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Рабцевич В.В., Цветков В.Ю. Сегментация АСМ-изображений на основе волнового выраживания областей локальных максимумов с их выбором в порядке убывания значений..... | 26 |
| Матюшков А.Л, Жук И.Н. Алгоритм компенсации случайной начальной фазы и / или отстройки частоты в системах связи с квадратурной модуляцией..... | 36 |
| Листопад Н.И., Лавшук О.А. QoS маршрутизация в сетях телекоммуникаций..... | 45 |
| Мордачев В.И. Необходимые ограничения на характеристики систем мобильной (сотовой) связи 4G/5G для обеспечения их безопасности для пользователей..... | 54 |
| Солонович С.С., Забеньков И.И., Архипенков Д.В. Расчет высоты и времени срабатывания устройства инициализации реактивного снаряда..... | 63 |
| Липлянин А.Ю., Хижняк А.В. Методика определения требуемого значения показателя качества изображения для алгоритмов обнаружения в условиях искажений. | 69 |
| Свирид М.С. Комплекс для исследований и измерения параметров и характеристик радиотехнических средств | 76 |
| Малевич И.Ю., Заяц П.В. Балансный усилитель ОВЧ с бесшумными обратными связями..... | 83 |
| Булавко Д.Г, Гусинский А.В., Белошицкий А.П, Балтрукович П.И, Лисов Д.А, Кузюков А.Н. Сверхширокополосный радиоприемник измерительной системы СВЧ-диапазона..... | 90 |

Ответственный секретарь редакции Т. В. Мироненко

Корректор Л. В. Кондакова

Специалист по компьютерному дизайну и верстке А. Д. Гурбо

Подписано в печать 27.05.2022. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.

Усл. печ. л. 11,86. Уч.-изд. л. 9,8. Тираж 100 экз. Заказ 76.

Индекс для индивидуальной подписки 00787.

Индекс для ведомственной подписки 007872.

Издатель: учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Свидетельство о государственной регистрации средства массовой информации № 1087 от 23.01.2010.

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/264 от 24.12.2020. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2022

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal is being published since January, 2003

The journal was registered on January 23, 2010 by the Ministry of Information of the Republic of Belarus in the State Registry of Mass Media, reg. No. 1087.

The journal included in the List of Scientific Editions for Publication of the Results of Dissertation Researches in the Republic of Belarus and in the Database of Russian Science Citation Index (RSCI)

Chief Editor

Vadim Anatol'evich Bogush

Rector of the Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Editor office address: P. Brovka St., 6, off. 326,
Minsk, 220013, Republic of Belarus

Editor office phone number: +375-17-293-88-41

Web-site: www.doklady.bsuir.by; e-mail: doklady@bsuir.by

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Grekov I.A., Yanushkevich K.O., Chubenko E.B., Bondarenko V.P. Formation and Electrochemical Properties of Nickel and Cobalt Oxides Films..... | 5 |
| Yunik A.D., Solovjov Ja.A., Zhyhulin D.V. Effect of Rapid Thermal Annealing Temperature on the Electrophysical Properties of the Ohmic Contact of Ti/Al/Ni Metallization to the GaN/AlGa _N Heterostructure | 13 |
| Galkin Y.D., Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A. Double Gate JFET Improved Model for Analog Integrated Circuits | 20 |
| Rabtsevich V.V., Tsviatkou V.Yu. AFM Image Segmentation Based on Wave Growth of Local Maximum Regions with their Selection in Order of Decreasing Values | 26 |
| Matiouchkov A.L., Zhuk I.N. Algorithm of Random Start Phase Correction and Offset in the Communication System with the Quadrature Modulation..... | 36 |
| Listopad N.I., Lavshuk O.A. QoS Routing in Telecommunications Networks | 45 |
| Mordachev V.I. Required Restrictions on Characteristics of 4G/5G Mobile (Cellular) Communications to Ensure their Safety for Users..... | 54 |
| Solonovich S.S., Zabenkov I.I., Arkhipenkov D.V. Calculation of the Height and Response Time of the Missile Initialization Device | 63 |
| Liplianin A.Yu., Khizniak A.V. Methodology for Determining the Required Value of the Image Quality Index for Detection Algorithms under Distortion Conditions..... | 69 |

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Svirid M.S. Complex for research and measurement of parameters and characteristics of radio technical facilities | 76 |
| Malevich I.Y., Zayats P.V. VHF Balanced Amplifier with Lossless Feedbacks..... | 83 |
| Bulavko D.G., Gusinsky A.V., Beloshitsky A.P., Baltrukovich P.I., Lisov D.A., Kuzyukov A.N. Ultra-wideband Radio Receiver of the Measuring System of the Microwave Range..... | 90 |



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-5-12>

Оригинальная статья / Original paper

УДК 54-31; 544.654

ФОРМИРОВАНИЕ И ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК ОКСИДОВ НИКЕЛЯ И КОБАЛЬТА

И.А. ГРЕКОВ, К.О. ЯНУШКЕВИЧ, Е.Б. ЧУБЕНКО, В.П. БОНДАРЕНКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 11 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Методом электрохимического осаждения получены пленки оксида кобальта и оксида никеля на подложках монокристаллического кремния. Проведены исследования их структуры и состава методами рамановской микроскопии и сканирующей электронной микроскопии. Результаты исследования методом рамановской спектроскопии показали, что полученные пленки представляют собой поликристаллические структуры оксида кобальта (II, III) и оксида никеля (II), кристаллическое совершенство которых возрастает с увеличением температуры электролита. Методом сканирующей электронной микроскопии было установлено, что пленки оксида никеля отличаются гладкой поверхностью, в то время как оксид кобальта обладает более развитой структурой и состоит из кристаллов пластинчатой формы. Измеренная методом вольтамперометрии удельная электрохимическая емкость пленок оксида кобальта и оксида никеля, полученных в оптимальных условиях, составила соответственно 14,67 и 1634,08 Ф/г. Высокая удельная электрохимическая емкость пленки оксида никеля может быть использована для создания эффективных электрохимических приборов и устройств накопления энергии.

Ключевые слова: оксид никеля, оксид кобальта, электрохимическое осаждение, рамановская спектроскопия, электрохимическая емкость.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Греков И.А., Янушкевич К.О., Чубенко Е.Б., Бондаренко В.П. Формирование и электрохимические свойства пленок оксидов никеля и кобальта. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 5-12.

FORMATION AND ELECTROCHEMICAL PROPERTIES OF NICKEL AND COBALT TRANSITION METALS OXIDE FILMS

IGOR A. GREKOV, K.O. YANUSHKEVICH, EUGENE B. CHUBENKO,
VITALY P. BONDARENKO

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 11 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. Films of cobalt oxide and nickel oxide on monocrystalline silicon substrates were obtained by electrochemical deposition from aqueous electrolyte solutions. Their structure and composition were studied by Raman microscopy and scanning electron microscopy. The results of the study by Raman spectroscopy showed that the obtained films are polycrystalline structures of cobalt (II, III) oxide and nickel (II) oxide, the crystalline perfection of which increases with an increase in the electrolyte temperature. It was found by scanning electron microscopy that nickel oxide films have a smoother surface, while cobalt oxide has a more developed structure consisting of lamellar crystals. The specific electrochemical capacity of cobalt oxide and nickel oxide films obtained under optimal conditions, measured by voltammetry, was 14.67 and 1634.08 F/g, respectively. The high specific electrochemical capacity of a nickel oxide film can be used to create efficient electrochemical devices and energy storage devices.

Keywords: nickel oxide, cobalt oxide, electrochemical deposition, Raman spectroscopy, electrochemical capacitance.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Grekov I.A., Yanushkevich K.O., Chubenko E.B., Bondarenko V.P. Formation and Electrochemical Properties of Nickel and Cobalt Transition Metals Oxide Films. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 5-12.

Введение

Оксиды переходных металлов считаются одним из наиболее интересных классов материалов, демонстрирующих широкое разнообразие свойств и применений. В зависимости от структуры и состава, они могут обладать как полупроводниковыми, так и диэлектрическими свойствами [1]. Наличие уникального набора электрофизических, оптических, магнитных и каталитических свойств поддерживает актуальность их исследований на протяжении последних десятилетий. Оксиды переходных металлов могут использоваться в запоминающих устройствах высокой плотности, оптических устройствах, пассивных дисплейных электродах, магнитных записывающих и голографических устройствах, топливных элементах, интегральных микроэлектронных схемах [1]. Многие из свойств оксидов металлов сильно зависят от количества и типа дефектов получаемого материала. Например, электропроводность оксида цинка в большой степени определяется концентрацией вакансий кислорода [2, 3]. Управление дефектами является одним из наиболее эффективных способов контроля свойств оксидов переходных металлов [1].

Среди оксидов переходных металлов оксиды никеля и кобальта представляют наибольший интерес для создания электрохимических устройств, таких как аккумуляторные батареи и суперконденсаторы, благодаря распространенности, дешевизне и отличным каталитическим и транспортным свойствам.

Оксид кобальта (II, III) (Co_3O_4) – это полупроводник *p*-типа, который считается одним из наиболее многообещающих материалов для высокоэффективных накопителей энергии благодаря его хорошим магнитным, оптическим и транспортным свойствам, высокому окислительно-восстановительному потенциалу и разнообразию морфологических форм, обеспечивающих высокую удельную площадь поверхности [4, 5]. Изготовленные псевдосуперконденсаторы на основе пористого электрода нанокристаллического Co_3O_4 показывают высокую удельную емкость ~430,6 Ф/г в 6 М водном растворе КОН. При этом пористые нанокристаллы Co_3O_4 с развитой морфологией, большой площадью удельной поверхности и улучшенной взаимосвязью могут способствовать образованию больших активных центров и быстрому переносу ионов по поверхности электродов, что приводит к значительному увеличению емкости и улучшению электрохимических характеристик [6].

Оксид никеля (NiO) – также полупроводник *p*-типа с большой шириной запрещенной зоны 3,5–4,0 эВ и высокой химической стабильностью. Это электрохромный материал, который окрашивается при восстановлении. Явление анодной окраски NiO позволяет использовать его в сочетании с оксидом вольфрама в качестве катода в электрохромных устройствах. Это позволяет увеличить изменение оптической плотности устройства – система окрашивается и обесцвечивается одновременно. Помимо этого, NiO – перспективный материал для таких применений, как умные окна, активные оптические волокна, датчики газа, солнечные поглотители тепла, катализатор окисления CO , электроды топливных элементов и отозлектролиза,

антиферромагнитные материалы, электродные материалы для литий-ионных аккумуляторов, электрохимические суперконденсаторы, газовые сенсоры-адсорбенты, оптические усилители, перестраиваемые лазеры и фотоэлектрические устройства [7, 8].

Оксиды переходных металлов могут быть получены различными методами, среди которых электрохимическое осаждение имеет ряд преимуществ, таких как низкая температура процесса и возможность обработки электродов большой площади. Несмотря на это, особенности электрохимических методов осаждения оксидов переходных металлов на кремниевые подложки до сих пор изучены плохо, что серьезно ограничивает потенциальные возможности широкого использования этих методов.

Цель настоящей работы – изучение закономерностей процессов катодного электрохимического осаждения оксидов металлов NiO и Co₃O₄ и изучение их электрохимических свойств для применения в качестве материалов электродов в устройствах хранения и преобразования электрической энергии.

Методика проведения эксперимента

Синтез тонких пленок NiO и Co₃O₄ проводился электрохимическим методом в двухэлектродной ячейке. В качестве анода использовался платиновый электрод. В качестве катода – пластины монокристаллического кремния марки ЭКЭС-0,01 с кристаллографической ориентацией (111). Для очистки кремниевых пластин от органических загрязнений использовался насыщенный безводный раствор оксида хрома (VI) в концентрированной серной кислоте с последующей длительной промывкой в деионизованной воде. Далее пластины помещались на 5 мин в 4,5 % водный раствор плавиковой кислоты для удаления с их поверхности слоя оксида кремния. Оксид кобальта осаждался из водного 0,05 М раствора нитрата кобальта при температуре 80 °С, а оксид никеля – из водного 0,025 М раствора хлорида никеля с добавлением 0,54 М хлорида калия и 0,02 М гидроксида калия при температуре 40 °С. Таким же образом были получены пленки этих оксидов с увеличением *pH* и с добавлением изопропилового спирта (*IP*) 10 % от объема раствора и уменьшением температуры осаждения до 20 °С для оксида никеля и до 60 °С для оксида кобальта.

Для нагрева и поддержания постоянной температуры в процессе электрохимического осаждения оксидов переходных металлов использовался лабораторный электронагреватель. Все образцы получены в гальваностатическом режиме с помощью потенциогальваностата Metrohm Autolab PGSTAT 302N. Плотность тока составляла 1 мА/см², время осаждения – 10 мин.

Анализ химического состава и кристаллической структуры полученных пленок оксидов проводился методом рамановской спектроскопии на 3D-сканирующем лазерном спектрометре SOL Instruments Confotec NR500. В качестве источника возбуждающего излучения использовался лазер с длиной волны 473 нм. Электронные микрофотографии поперечных сколов образцов были получены с помощью сканирующего электронного микроскопа (СЭМ) Hitachi S-4800.

Электрохимическая емкость пленок была измерена в трехэлектродной ячейке в 1 М водном электролите Na₂SO₄ с помощью потенциогальваностата Metrohm Autolab PGSTAT 302N. Расчет емкости проводился путем интегрирования площади петли вольтамперограммы по формуле [9]

$$C = \frac{\int IdV}{2km\Delta V}, \quad (1)$$

где IdV – площадь петли; k – скорость сканирования; m – масса пленки; ΔV – диапазон напряжений.

Результаты и их обсуждение

На рис. 1 представлены спектры рамановского рассеяния образцов, полученных электрохимическим осаждением из раствора, содержащего нитрат кобальта. Зарегистрированы полосы, соответствующие колебательным модам, характерным для Co₃O₄.

Две полосы комбинационного рассеяния на 470 и 512 см^{-1} относятся к фоновым модам E_g и F_{2g} и соответствуют характеристике тетраэдрической структуры (CoO_4). Резкая полоса с положением около 676 см^{-1} , которая является фоновым модой A_{1g} , соответствует характеристике октаэдрической структуры (CoO_6). Увеличение интенсивности этого пика свидетельствует о качестве получаемой кристаллической структуры [5]. Таким образом, пленки, полученные электрохимическим осаждением из раствора, содержащего нитрат кобальта, являются поликристаллическим Co_3O_4 .

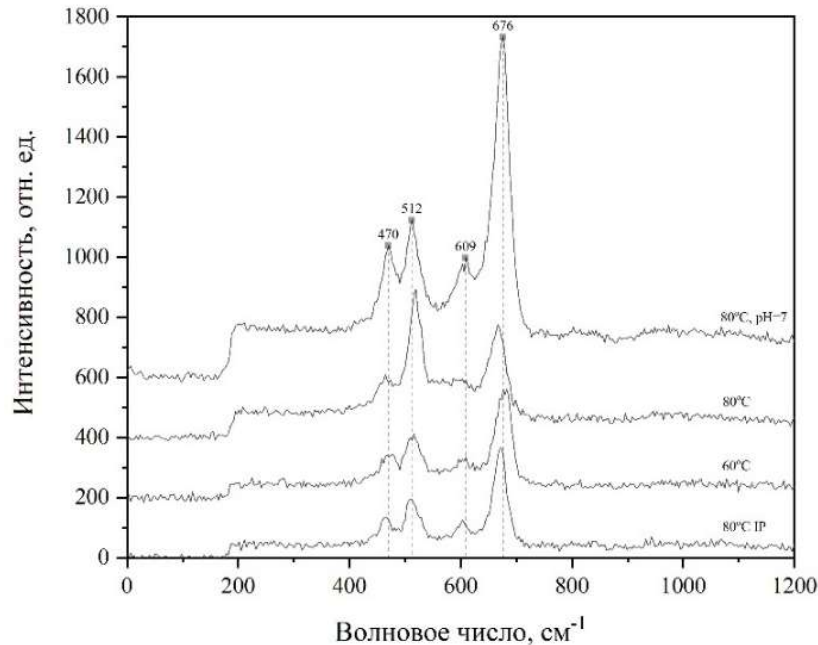


Рис. 1. Спектры рамановского рассеяния пленок Co_3O_4 , полученных электрохимическим методом при различных условиях

Fig. 1. Raman scattering spectra of Co_3O_4 films, obtained by electrochemical method under different conditions

Из спектров, приведенных на рис. 1, видно, что увеличение pH раствора (начальная кислотность электролита $pH = 4$) при прочих равных условиях приводит к общему усилению рамановского сигнала, а также значительному увеличению интенсивности полосы A_{1g} , что косвенно говорит о снижении концентрации дефектов в пленке и увеличении ее оптической плотности. На спектре пленки, полученной при температуре $80\text{ }^\circ\text{C}$, наблюдается повышенная интенсивность полосы на 512 см^{-1} , что косвенно говорит о меньшей толщине по сравнению с другими пленками. Добавление изопропилового спирта в электролит равноценно осаждению при температуре $60\text{ }^\circ\text{C}$, что видно из полученных спектров рамановского рассеяния.

На полученных спектрах рамановского рассеяния образцов, полученных в результате осаждения из растворов, содержащих ионы никеля (рис. 2), присутствует несколько характерных полос, расположенных на 274 , 409 , 490 , 535 , 1080 и 1562 см^{-1} . Рамановское рассеяние в NiO происходит в результате взаимодействия излучения с однофононными молекулярными колебательными модами TO при 400 см^{-1} и LO при 500 и 535 см^{-1} , двухфононными модами $2TO$ при 740 см^{-1} , $TO+LO$ при 925 см^{-1} и $2LO$ при 1100 см^{-1} и двухмагнонным возбуждением при 1560 см^{-1} . Пик на 400 см^{-1} соответствует нестехиометрическому составу пленок NiO [7]. Таким образом, сформированные в результате электрохимического осаждения из содержащих ионы никеля растворов пленки представляют собой поликристаллический NiO .

Анализ представленных на рис. 2 спектров рамановского рассеяния показывает, что повышение температуры электролита приводит к увеличению интенсивности пиков, соответствующих колебательным модам кристаллической решетки NiO . При добавлении изопропилового спирта появляется полоса на 274 см^{-1} , которую не удалось идентифицировать, а при увеличении температуры до $40\text{ }^\circ\text{C}$ появляется полоса на 1080 см^{-1} . Для исследования электрохимических свойств были выбраны образцы, демонстрирующие наибольшую

интенсивность рамановского сигнала, соответствующего Co_3O_4 и NiO . В случае Co_3O_4 был использован образец, полученный при температуре 80°C без повышения pH , и в случае NiO – полученный при температуре электролита 40°C без добавления спирта.

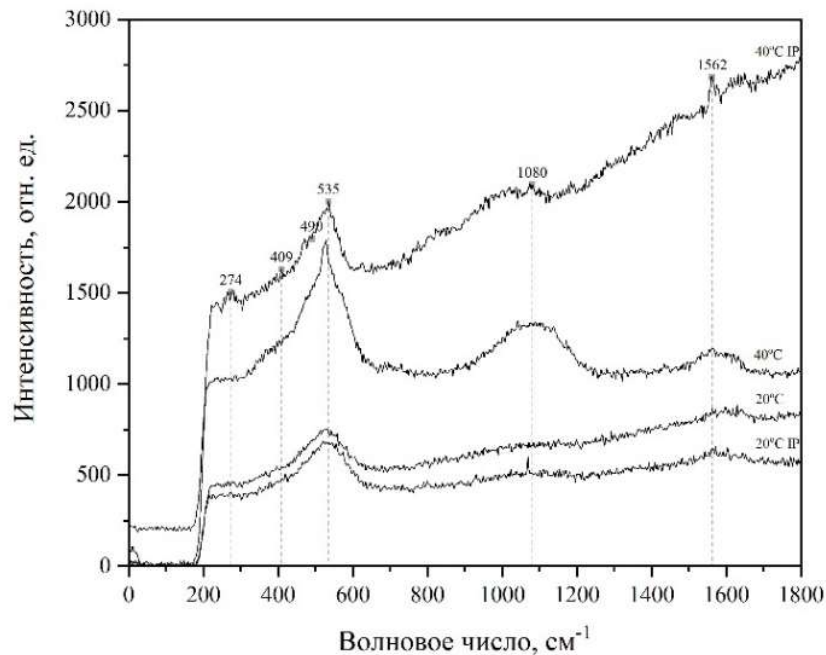


Рис. 2. Спектры рамановского рассеяния пленок NiO , полученных электрохимическим методом
Fig. 2. Raman scattering spectra of NiO , obtained by electrochemical method

На рис. 3 представлены изображения поперечных сколов образцов, полученные методом СЭМ. Пленка Co_3O_4 представляет собой пластинчатую структуру с толщиной около $4\ \mu\text{m}$. Пленка NiO имеет гладкую поверхность с макродефектами в виде трещин и состоит из мелких частиц округлой формы. Ее толщина составила около $500\ \text{nm}$. Меньшая толщина полученной пленки NiO по сравнению с пленкой Co_3O_4 , сформированной в процессе той же продолжительности, обусловлена вдвое меньшей концентрацией ионов никеля в растворе и уменьшением выхода по току. Анализ электронных изображений сколов показывает, что полученные пленки имеют развитую поверхность с большой удельной площадью, что важно для электродов в электрохимических устройствах.

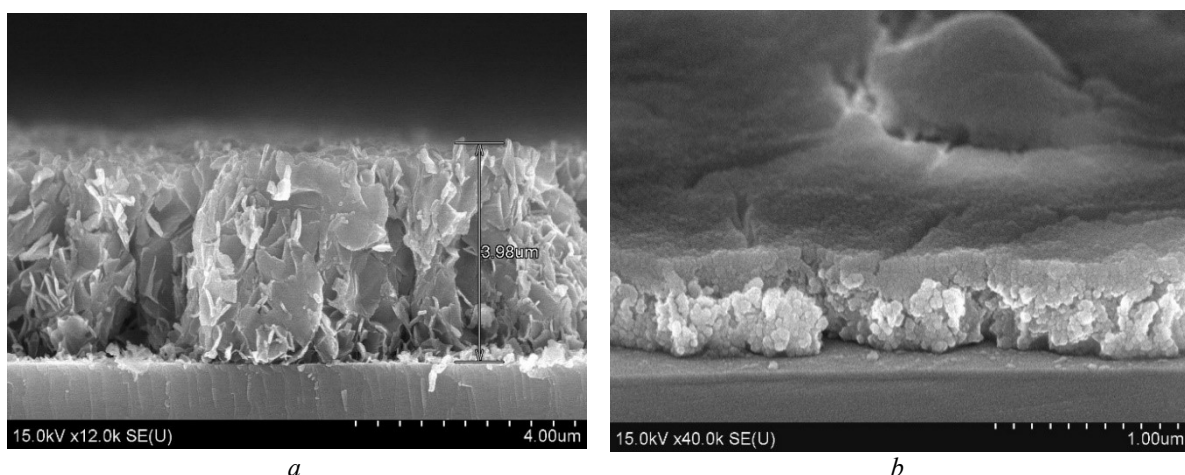


Рис. 3. Электронные микрофотографии поперечных сколов пленки Co_3O_4 , осажденной при температуре 80°C (a), и пленки NiO , осажденной при температуре 40°C (b)

Fig. 3. Electron micrograph of a transverse cleavages of a Co_3O_4 film deposited at 80°C (a) and NiO deposited at 40°C (b)

На рис. 4, 5 представлены циклические вольтамперограммы пленки Co_3O_4 , полученной при температуре электролита 80°C , и пленки NiO , полученной при 40°C , соответственно.

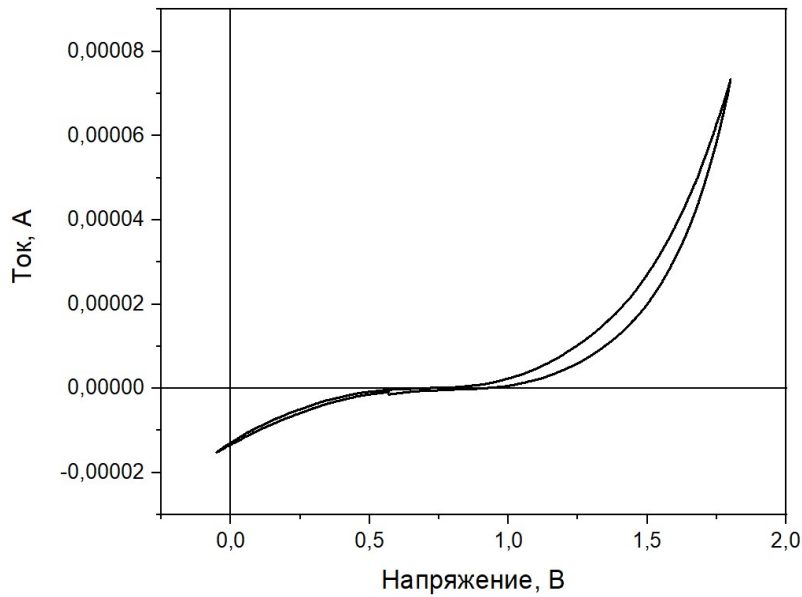


Рис. 4. Вольтамперограмма пленки Co_3O_4 , полученной при температуре 80°C
Fig. 4. Voltammogram of Co_3O_4 film, obtained at a temperature of 80°C

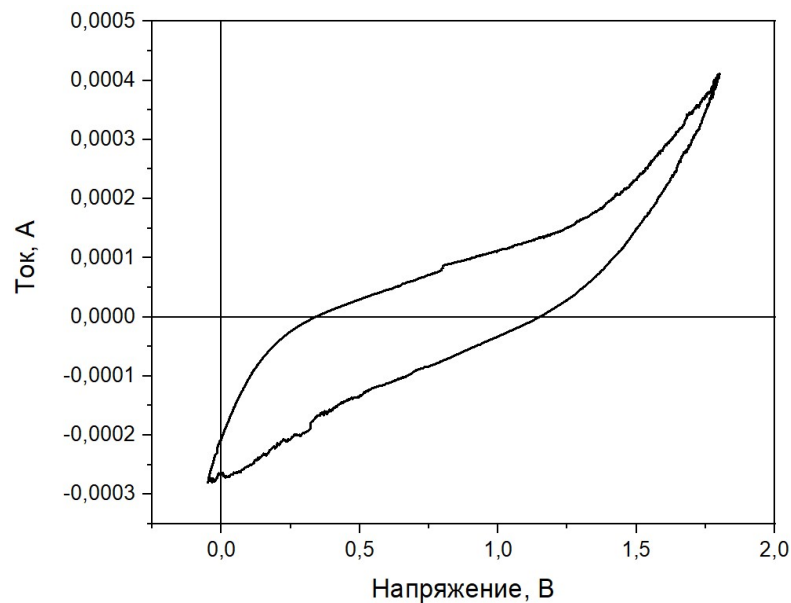


Рис. 5. Вольтамперограмма пленки NiO , полученной при температуре 40°C
Fig. 5. Voltammogram of NiO film, obtained at a temperature of 40°C

Расчет удельной электрохимической емкости для Co_3O_4 в соответствии с выражением (1) показал, что она равна $C_{\text{Co}_3\text{O}_4} = 14,67$ Ф/г, и для NiO – $C_{\text{NiO}} = 1634,08$ Ф/г. Это показывает, что полученные пленки Co_3O_4 имеют низкую удельную электрохимическую емкость по сравнению с проведенными ранее другими исследованиями (430,6 Ф/г) [5]. Это может быть обусловлено меньшей удельной площадью поверхности полученных пленок Co_3O_4 .

В случае пленки NiO измеренная удельная электрохимическая емкость получилась значительно больше, чем в других исследованиях пленок NiO (170–290 Ф/г, в зависимости от температуры отжига) [7], так и Co_3O_4 [5]. Увеличение электрохимической емкости может быть связано с высокой удельной площадью поверхности и кристаллической структурой полученных пленок NiO .

Заключение

Методом электрохимического осаждения получены пленки оксидов никеля и кобальта на подложках монокристаллического кремния. Исследованы закономерности их формирования. Проведено исследование структуры пленок методом рамановской спектроскопии и измерена их удельная электрохимическая емкость. Анализ спектров рамановского рассеяния показал, что пленки, полученные из растворов, содержащих ионы кобальта, представляют собой поликристаллический Co_3O_4 . При электрохимическом осаждении из растворов, содержащих ионы никеля, были получены пленки поликристаллического NiO . Показано, что увеличение температуры осаждения приводит к увеличению интенсивности полос рамановского рассеяния, соответствующих колебательным модам кристаллических решеток полупроводниковых оксидов, что указывает на рост кристаллического совершенства формируемых пленок. Измерения удельной электрохимической емкости пленки Co_3O_4 , полученной при температуре 80°C , соответствующей оптимальным условиям осаждения, показали, что она равна $14,76$ Ф/г. Удельная электрохимическая емкость пленки NiO составила $1634,08$ Ф/г. Это один из самых высоких показателей для пленок оксидов переходных металлов, полученных в других исследованиях.

Полученные результаты представляют интерес для разработки технологии изготовления электрохимических приборов и устройств накопления энергии на основе электродов Co_3O_4 и NiO .

Работа выполнена в рамках задания 2.2 ГПНИ Республики Беларусь «Фотоника и электроника для инноваций». Авторы также выражают благодарность Д.В. Жигулину за проведение исследований образцов методом сканирующей электронной микроскопии.

Список литературы / References

1. Al-Rashdi K., Farooqui M., Mohsin M., Rabbani G. Metal oxide thin films: a mini review. *J. of Advanced Scientific Research*. 2016;7(1):1-8. DOI: 0976-9595.
2. Kołodziejczak-Radzimska A., Jesionowski T. Zinc oxide – from synthesis to application: a review. *Materials*. 2014;7:2833-2881. DOI: 10.3390/ma7042833.
3. Balucani M., Nenzi P., Chubenko E., Klyshko A., Bondarenko V. Electrochemical and hydrothermal deposition of ZnO on silicon: from continuous films to nanocrystals. *J. Nanopart. Res.* 2011;13(11):5985-5997. DOI: 10.1007/s10971-017-4554-1.
4. Pal J., Chauhan P. Study of physical properties of cobalt oxide (Co_3O_4) nanocrystals. *Materials characterization*. 2010;61(5):575-570. DOI: 10.1016/j.matchar.2010.02.017.
5. Jang G., Ameen S., Akhtar M. S., Shin H. Cobalt oxide nanocubes as electrode material for the performance evaluation of electrochemical supercapacitor. *Ceramics International*. 2018;44(1):588-595. DOI: 10.1016/j.ceramint.2017.09.217.
6. Diallo A., Kaviyarasu K., Ndiaye S., Mothudi B. M., Ishaq A., Rajendran V., Maaza M. Structural, optical and photocatalytic applications of biosynthesized NiO nanocrystals. *Green Chemistry Letters and Reviews*. 2018;11(2):166-175. DOI: 10.1080/17518253.2018.1447604.
7. Subramanian B., Mohammed Ibrahim M., Murali K.R., Vidhya V.S., Sanjeeviraja C., Jayachandran M. Structural, optoelectronic and electrochemical properties of nickel oxide films. *J. of Materials Science*. 2009;20:953-957. DOI: 10.1007/s10854-008-9819-6.
8. Mallick A.K., Khan M.K.A. Preparation and properties of manganese dioxide thin films for applications in selective surface. *Optical Materials Technology for Energy Efficiency and Solar Energy Conversion XI: Selective Materials, Concentrators and Reflectors, Transparent Insulation and Superwindows*. 1992;1727:380-392. DOI: 10.1117/12.130525.
9. Anwar A.W., Majeed A., Iqbal N., Ullah W., Shuaib A., Ilyas U., Rafique H. M. Specific Capacitance and Cyclic Stability of Graphene Based Metal/Metal Oxide Nanocomposites: A Review. *J. of Materials, Science & Technology*. 2015;31(7):699-707. DOI: 10.1016/j.jmst.2014.12.012.

Вклад авторов

Греков И. А. осуществил подготовку образцов и электрохимическое осаждение пленок оксидов металлов, исследовал структуру пленок на рамановском спектрометре и измерил удельную емкость. Принимал участие в интерпритации полученных результатов.

Янушкевич К. О. принял участие в выборе методик формирования и исследовании полученных образцов, а также в интерпретации полученных результатов.

Чубенко Е. Б. определил задачи исследования и принимал участие в интерпретации полученных результатов.

Бондаренко В. П. участвовал в обсуждении полученных результатов.

Authors' contribution

Grekov I. A. carried out the preparation of samples and the electrochemical deposition of metal oxide films, investigated the structure of the films on a Raman spectrometer and measured the specific capacity. Took part in the interpretation of the results obtained.

Yanushkevich K.O. took part in the choice of methods for the formation and study of the obtained samples, as well as in the interpretation of the results.

Chubenko E.B. defined the tasks of the research and took part in the interpretation of the obtained results.

Bondarenko V.P. participated in the discussion of the results.

Сведения об авторах

Греков И.А., инженер-электроник НИЛ 4.3 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, магистрант кафедры микро- и нанoeлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Янушкевич К.О., младший научный сотрудник НИЛ 4.3 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Чубенко Е.Б., к.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник НИЛ 4.3 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Бондаренко В.П., к.т.н., доцент, зав. НИЛ 4.3 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-33-667-93-28;
e-mail: traktorzek@gmail.com
Греков Игорь Александрович

Information about the authors

Grekov I.A., Electronic Engineer at R&D Laboratory 4.3 of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Undergraduate at the Department of Micro- and Nanoelectronics of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Yanushkevich K.O., Junior Researcher at R&D Laboratory 4.3 of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Chubenko E.B., Cand. of Sci., Associate Professor, Leading researcher at R&D Laboratory 4.3 of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Bondarenko V.P., Cand. of Sci, Associated Professor, Head of R&D Laboratory 4.3 of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka St., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-33-667-93-28;
e-mail: traktorzek@gmail.com
Grekov Igor Alexandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-13-19>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.382.323

ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ БЫСТРОГО ТЕРМИЧЕСКОГО ОТЖИГА НА ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ОМИЧЕСКОГО КОНТАКТА МЕТАЛЛИЗАЦИИ Ti/Al/Ni К ГЕТЕРОСТРУКТУРЕ GaN/AlGaN

А.Д. ЮНИК, Я.А. СОЛОВЬЕВ, Д.В. ЖИГУЛИН

ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 27 декабря 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Измерениями по методу длинной линии и вторичной ионной масс-спектрографии установлено влияние температуры быстрого термического отжига на электрофизические свойства омического контакта металлизации Ti/Al/Ni с толщинами слоев 20/120/40 нм к гетероструктуре GaN/AlGaN с двумерным электронным газом на сапфировой подложке. Быстрый термический отжиг образцов проводили в среде азота при температуре в диапазоне от 850 до 900 °С в течение 60 с. Установлено, что на исходных образцах между металлизацией и двумерным электронным газом располагается высокоомный слой гетероструктуры толщиной порядка 25 нм, препятствующий формированию омического контакта. После быстрого термического отжига при температуре менее 862,5 °С происходит взаимодействие компонентов металлизации друг с другом и гетероструктурой, приводящее к уменьшению толщины высокоомного слоя гетероструктуры до 15–20 нм и нелинейности вольт-амперных характеристик. При температуре быстрого термического отжига от 862,5 до 875 °С толщина высокоомного слоя гетероструктуры уменьшается до нескольких единиц нанометров за счет взаимодействия компонентов металлизации Ti/Al/Ni с гетероструктурой, что способствует туннелированию носителей заряда и формированию качественного омического контакта с удельным сопротивлением порядка $1 \cdot 10^{-4}$ Ом·см². При увеличении температуры быстрого термического отжига более 875 °С взаимодействие компонентов металлизации и гетероструктуры происходит по всей глубине, двумерный электронный газ деградирует, а вольт-амперная характеристика контакта становится нелинейной. Полученные результаты могут быть использованы в технологии создания изделий на основе GaN с двумерным электронным газом.

Ключевые слова: нитрид галлия, гетероструктура, двумерный электронный газ, омический контакт, быстрый термический отжиг.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Юник А.Д., Соловьев Я.А., Жигулин Д.В. Влияние температуры быстрого термического отжига на электрофизические свойства омического контакта металлизации Ti/Al/Ni к гетероструктуре GaN/AlGaN. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 13-19.

EFFECT OF RAPID THERMAL ANNEALING TEMPERATURE ON THE ELECTROPHYSICAL PROPERTIES OF THE OHMIC CONTACT OF Ti/Al/Ni METALLIZATION TO THE GaN/AlGaN HETEROSTRUCTURE

ANDREI D. YUNIK, JAROSLAV A. SOLOVJOV, DZMITRY V. ZHYHULIN

JSC "INTEGRAL" – "INTEGRAL" Holding Managing Company (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 27 December 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. Effect of rapid thermal annealing temperature on the electrophysical properties of the ohmic contact of Ti/Al/Ni metallization with layer thicknesses of 20/120/40 nm to the GaN/AlGaN heterostructure with a two-dimensional electron gas on a sapphire substrate has been discovered by transmission line measurement and secondary ion mass spectroscopy methods. Rapid thermal annealing of the samples was carried out in a nitrogen atmosphere at the temperature ranging from 850 to 900 °C for 60 s. It has been discovered that a high-resistance heterostructure layer with a thickness of about 25 nm is located on the initial samples between metallization and the two-dimensional electron gas, which prevents the formation of ohmic contact. After rapid thermal annealing at the temperature of less than 862,5 °C, the metallization components interact with each other and with the heterostructure, which leads to the decrease in the thickness of the high-resistance heterostructure layer to 15–20 nm and to the nonlinearity of the I – V characteristic. At rapid thermal annealing temperatures in the range from 862,5 to 875 °C, the thickness of the high-resistance heterostructure layer decreases to several nanometers due to the interaction of Ti/Al/Ni metallization components with the heterostructure, which promotes the tunneling effect of charge carriers and formation of a high-quality ohmic contact with a resistivity of about $1 \cdot 10^{-4}$ Ohm·cm². With an increase of the rapid thermal annealing temperature over 875 °C, the interaction of the metallization and heterostructure components occurs throughout the entire depth, the two-dimensional electron gas degrades, and the I – V characteristic of the contact becomes nonlinear. The results obtained can be used in the technology for creating GaN-based products with a two-dimensional electron gas.

Keywords: gallium nitride, heterostructure, two-dimensional electron gas, ohmic contact, rapid thermal annealing.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Yunik A.D., Solovjov Ja.A., Zhyhulin D.V. Effect of Rapid Thermal Annealing Temperature on the Electrophysical Properties of the Ohmic Contact of Ti/Al/Ni Metallization to the GaN/AlGaN Heterostructure. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 13-19.

Введение

Одним из важнейших вопросов в технологии создания устройств на гетероструктурах (ГС) GaN/AlGaN с двумерным электронным газом (ДЭГ) является формирование омических контактов с низким уровнем удельного контактного сопротивления (порядка 10^{-4} Ом·см² и менее). Принцип получения таких контактов основан на формировании на границе раздела металл–полупроводник сильнолегированной области с образованием в полупроводнике очень тонкого энергетического барьера, позволяющего носителям заряда туннелировать через него [1].

На текущий момент наиболее распространенной технологией для получения омических контактов к ГС GaN/AlGaN с ДЭГ является применение многокомпонентных металлizations на основе структур Ti/Al с использованием Au, типа Ti/Al/X/Au, где в качестве X могут выступать слои Ni, Mo, Pt, Ti, Ta, Nb, Ir и др. [2]. Как правило, металлizations такого типа подвергаются быстрому термическому отжигу (БТО) при температурах от 800 до 900 °C на протяжении 30–60 с в атмосфере азота.

Большой интерес также представляет формирование омического контакта без использования золота (так называемая Au-free технология). Это связано с необходимостью

снижения производственных затрат на изготовление устройств на основе GaN, а также с перспективой интеграции GaN-технологии в уже хорошо изученные КМОП-устройства, в которых использование золота является нежелательным [2].

Для формирования Au-free омических контактов к ГС GaN/AlGaN с ДЭГ существует несколько различных подходов, таких как ионная имплантация AlGaN кремнием в области контакта [3], селективный гетероэпитаксиальный рост слоя n^+ -GaN в области контакта [4], локальное травление слоя AlGaN в области контакта [5], использование многослойных металлизаций типа Ta/Si/Ti/Al/Ni/Ta [6] или использование других типов металлизаций на основе металлов с низкой работой выхода, таких как Ta или Ti [7]. Однако данные подходы значительно усложняют процесс формирования омического контакта к ГС GaN/AlGaN. Таким образом, формирование омического контакта к ГС GaN/AlGaN с ДЭГ с использованием Au-free металлизации на основе Ti/Al является актуальной задачей.

Настоящая работа посвящена установлению влияния температуры БТО на электрофизические свойства омического контакта Au-free металлизации Ti/Al/Ni к ГС GaN/AlGaN с ДЭГ.

Методика проведения эксперимента

В работе использовали ГС GaN/AlGaN с ДЭГ на подложке сапфира диаметром 100 мм с суммарной толщиной слоев порядка 3100 нм (рис. 1) со следующими параметрами двумерного электронного газа: величина подвижности основных носителей заряда составила $2100 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$ при концентрации электронов $1,0 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$, слоевое сопротивление составило порядка $320 \text{ Ом}/\square$.

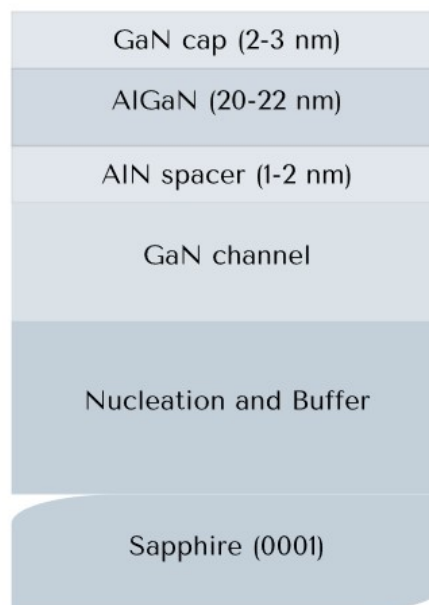


Рис. 1. Дизайн гетероструктуры
Fig. 1. Heterostructure design

Электрофизические свойства контактов определяли путем измерения сопротивления между контактными площадками на тестовых элементах, сформированных согласно методу длинной линии (МДЛ) [8] с расстоянием между контактными площадками $L_5 = 32 \text{ мкм}$, $L_4 = 16 \text{ мкм}$, $L_3 = 8 \text{ мкм}$, $L_2 = 4 \text{ мкм}$, $L_1 = 2 \text{ мкм}$.

Изоляцию элементов в ГС осуществляли меза-канавками. Травление выполняли на установке плазмохимического травления в хлорсодержащих средах ICP200ЕС (ЗАО «НТО», Россия). Омические контакты формировали методом взрывной (lift-off) фотолитографии.

Непосредственно перед нанесением металлизации образцы обрабатывали в растворе $\text{HCl}:\text{H}_2\text{O} = 1:4$ в течение 60 с. Многослойную металлизацию Ti/Al/Ni с толщинами слоев 20/120/40 нм соответственно наносили на установке электронно-лучевого напыления STE EB71M (ЗАО «НТО», Россия) с применением предварительной ионной очистки в течение 30 с.

Быстрый термический отжиг образцов проводили на установке ASMasterS20HT (ANNEALSYS, Франция) в среде азота (N₂). Температуру БТО варьировали в диапазоне от 850 до 900 °С с шагом 12,5 °С. Время отжига составляло 60 с.

Измерение вольт-амперных характеристик (ВАХ) и сопротивления контактов проводили с помощью анализатора силовых полупроводниковых приборов B1506A («Keysight», США). Величину удельного контактного сопротивления определяли исходя из полученных значений сопротивлений согласно методу длинной линии по формуле

$$\rho_c = R_c \cdot L_t \cdot W, \quad (1)$$

где R_c – контактное сопротивление, определяемое измерениями по МДЛ, Ом; L_t – эффективная длина контакта, также определяемая по МДЛ, мкм; W – ширина контактной площадки, составляющая 100 мкм.

Распределение элементов в области контакта проводили методом вторичной ионной масс-спектропии (ВИМС) на времяпролетном масс-спектрометре вторичных ионов TOF.SIMS 5 («IONTOF», Германия). Травление образцов осуществляли ионами цезия при ускоряющем напряжении 2 кВ. Анализ вещества осуществляли ионами висмута при ускоряющем напряжении 30 кВ. По результатам анализа образцов, с помощью программного модуля установки TOF.SIMS 5 получали изображения областей контакта с распределением элементов по глубине.

Результаты и их обсуждение

1. *Электрофизические свойства.* При измерении электрофизических характеристик исходных образцов наблюдался контакт с сопротивлением более 1 МОм, что, очевидно, связано с наличием высокоомного слоя ГС между металлизацией и ДЭГ. После БТО образцов при температуре 850 °С появляется нелинейность ВАХ (рис. 2), что связано с уменьшением толщины высокоомного слоя ГС между металлизацией и ДЭГ.

При увеличении температуры БТО от 862,5 до 875 °С наблюдалась линейная ВАХ с удельным контактным сопротивлением от $3 \cdot 10^{-4}$ до $1 \cdot 10^{-4}$ Ом·см², что, вероятно, обусловлено дальнейшим уменьшением толщины высокоомного слоя ГС между металлизацией и ДЭГ. При увеличении температуры БТО выше 875 °С электрофизические свойства контакта начинают ухудшаться, а ВАХ снова становится нелинейной, что однозначно связано с деградиационными процессами в ГС.

2. *Распределение элементов.* Результаты ВИМС исследований распределения элементов (табл. 1) подтверждают ранее сделанные выводы о влиянии толщины высокоомного слоя ГС на характеристики контакта. На исходных образцах между металлизацией и ДЭГ располагается слой ГС толщиной порядка 25 нм, препятствующий формированию качественного омического контакта.

После БТО при температуре 850 °С имеет место взаимодействие компонентов металлизации друг с другом и ГС, а толщина слоя ГС под контактом уменьшается до 15–20 нм. При температуре БТО 875 °С взаимодействие компонентов металлизации с ГС достигают области ДЭГ. При этом толщина слоя ГС под контактом уменьшается до нескольких единиц нанометров. Это способствует туннелированию носителей заряда и, следовательно, формированию качественного омического контакта.

При температуре БТО 900 °С все слои металлизации активно перемешиваются, вступают во взаимодействие друг с другом и слоями ГС, а Ga из слоев GaN и AlGaIn начинает перемещаться к поверхности и испаряться. При этом область ДЭГ деградирует, что приводит к катастрофическому росту контактного сопротивления и, следовательно, невозможности формирования омического контакта.

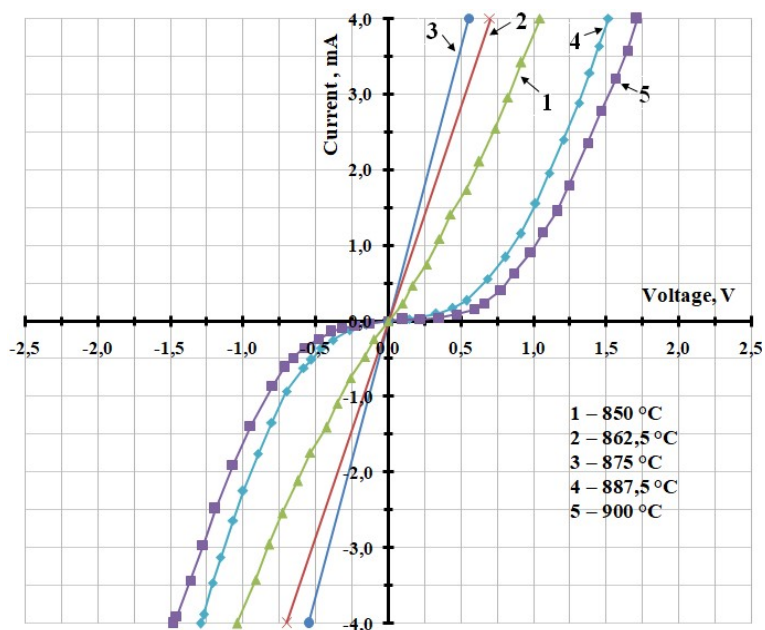


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики контакта после БТО в диапазоне температур 850–900 °С, 60 с в среде азота: 1 – 850 °С; 2 – 862,5 °С; 3 – 875 °С; 4 – 887,5 °С; 5 – 900 °С

Fig. 2. Current-voltage characteristics of contact after RTA in the temperature range of 850–900 °C, 60 s in nitrogen atmosphere: 1 – 850 °C; 2 – 862,5 °C; 3 – 875 °C; 4 – 887,5 °C; 5 – 900 °C

Таблица 1. Распределение элементов по толщине гетероструктуры в области контакта
Table 1. Distribution of elements over the thickness of the heterostructure in the contact area

| Элементы/ Elements | Режим БТО / RTA operating mode | | | |
|--------------------------------|--------------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| | без БТО по RTA | БТО 850 °С RTA 850 °С | БТО 875 °С RTA 875 °С | БТО 900 °С RTA 900 °С |
| Ni Al Ti AlGaN GaN | | | | |
| Ni | | | | |
| Al | | | | |
| Ti | | | | |

Таким образом, установлено, что при проведении БТО металлизации Ti/Al/Ni к ГС GaN/AlGaN при температуре от 862,5 до 875 °С происходит уменьшение толщины высокоомного слоя ГС между металлизацией и ДЭГ до нескольких единиц нанометров, а также взаимодействие компонентов металлизации как друг с другом, так и с областью ДЭГ, что позволяет формировать качественный омический контакт с удельным сопротивлением порядка $1 \cdot 10^{-4}$ Ом·см².

Заключение

Установлено влияние температуры быстрого термического отжига на электрофизические свойства омического контакта металлизации Ti/Al/Ni к гетероструктуре GaN/AlGaN. На исходных образцах между металлизацией и двумерным электронным газом располагается высокоомный слой гетероструктуры толщиной порядка 25 нм, препятствующий формированию омического контакта. После быстрого термического отжига при температуре менее 862,5 °С происходит взаимодействие компонентов металлизации друг с другом и гетероструктурой, приводящее к уменьшению толщины высокоомного слоя гетероструктуры до 15–20 нм и нелинейности вольт-амперных характеристик. При температуре быстрого термического отжига от 862,5 до 875 °С толщина высокоомного слоя гетероструктуры уменьшается до нескольких единиц нанометров за счет взаимодействия компонентов металлизации Ti/Al/Ni с гетероструктурой, что способствует туннелированию носителей заряда и формированию качественного омического контакта с удельным сопротивлением порядка $1 \cdot 10^{-4}$ Ом·см². При увеличении температуры быстрого термического отжига более 875 °С взаимодействие компонентов металлизации и гетероструктуры происходит по всей глубине, двумерный электронный газ деградирует, а вольт-амперная характеристика контакта становится нелинейной.

Полученные результаты могут быть использованы в технологии создания изделий на основе GaN с двумерным электронным газом.

Список литературы / References

1. Liu A.-C., Tu P.-T., Langpoklakpam C., Huang Y.-W., Chang Y.-T., Tzou A.-J., Hsu L.-H., Lin C.-H., Kuo H.-C., Chang E.Y. The evolution of manufacturing technology for gan electronic devices. *Micromachines*. 2021;12:737. DOI: 10.3390/mi12070737.
2. Greco G., Iucolano F., Roccaforte F. Ohmic contacts to Gallium Nitride materials. *Applied Surface Science*. 2016;383:24-345. DOI: 10.1016/j.apsusc.2016.04.016.
3. Placidi M., Pérez-Tomás A., Constant A., Rius G., Mestres N., Millán J. & Godignon P. Effects of cap layer on ohmic Ti/Al contacts to Si⁺ implanted GaN. *Applied Surface Science*. 2009;255(12):6057-6060. DOI: 10.1016/j.apsusc.2008.12.084.
4. Seo H.-C., Chapman P., Cho H.-I., Lee J.-H. & Kim K. (Kevin). Ti-based nonalloyed Ohmic contacts for Al_{0.15}Ga_{0.85}N/GaN high electron mobility transistors using regrown n⁺-GaN by plasma assisted molecular beam epitaxy. *Applied Physics Letters*. 2008;93(10):102102. DOI: 10.1063/1.2979702.
5. Lee H.-S., Lee D. S. & Palacios T. AlGaIn/GaN High-Electron-Mobility Transistors Fabricated Through a Au-Free Technology. *IEEE Electron Device Letters*. 2011;32(5):623-625. DOI: 10.1109/led.2011.2114322.
6. Li Y., Ng G.I., Arulkumaran S., Kumar C.M.M., Ang K.S., Anand M. J., Wang, H., Hofstetter R., Ye G. Low-Contact-Resistance Non-Gold Ta/Si/Ti/Al/Ni/Ta Ohmic Contacts on Undoped AlGaIn/GaN High-Electron-Mobility Transistors Grown on Silicon. *Applied Physics Express*. 2013;6(11):116501. DOI: 10.7567/apex.6.116501.
7. Greco G., Giannazzo F., Iucolano F., Lo Nigro R. & Roccaforte F. Nanoscale structural and electrical evolution of Ta- and Ti-based contacts on AlGaIn/GaN heterostructures. *Journal of Applied Physics*. 2013;114(8):083717. DOI: 10.1063/1.4819400.
8. Schroder, Dieter K. *Semiconductor material and device characterizatio*. Third Edition. USA: A Wiley-Interscience Publication; 2006:141-142.

Вклад авторов

Юник А.Д. изготовил экспериментальные образцы, выполнил электрофизические измерения, анализ и интерпретацию полученных результатов.

Соловьёв Я.А. осуществил постановку задачи, анализ и интерпретацию полученных результатов.

Жигулин Д.В. выполнил анализ образцов методом ионной масс-спектропии и интерпретировал полученные результаты.

Authors' contribution

Yunik A.D. made experimental samples, as well as performed electrophysical measurements, analysis and interpretation of the results.

Solovjov Ja.A. carried out the statement of the problem, as well as performed analysis and interpretation of the results.

Zhyhulin D.V. performed samples analysis by ion mass spectroscopy and interpreted the results.

Сведения об авторах

Юник А.Д., ведущий инженер отраслевой лаборатории новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ».

Соловьёв Я.А., к.т.н., доцент, заместитель директора филиала «Транзистор» ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ».

Жигулин Д.В., начальник сектора ГЦ «Белмикрoанализ» ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ».

Адрес для корреспонденции

220108, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Корженевского, д. 16, к. 247,
ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ», отраслевая лаборатория новых технологий и материалов;
тел. +375-29-854-66-51;
e-mail: a.unik.gan@gmail.com
Юник Андрей Дмитриевич

Information about the authors

Yunik A.D., Leading Engineer of the Branch Laboratory of New Technologies and Materials of JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company.

Solovjov Ja.A., Cand. of Sci., Associate Professor, Deputy Director of the “Transistor” Branch of JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company.

Zhyhulin D.V., Head of the Sector of SC “Belmicroanalysis” of JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company.

Address for correspondence

220108, Republic of Belarus,
Minsk, Korzhenevskogo St., 16, r. 247,
JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company, Branch Laboratory of New Technologies And Materials;
tel. +375-29-854-66-51;
e-mail: a.unik.gan@gmail.com
Yunik Andrei Dmitrievich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-20-25>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.382.322

УЛУЧШЕННАЯ МОДЕЛЬ ДВУХЗАТВОРНОГО JFET ДЛЯ АНАЛОГОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Я.Д. ГАЛКИН^{1,2}, О.В. ДВОРНИКОВ³, В.А. ЧЕХОВСКИЙ²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

²Институт ядерных проблем Белорусского государственного университета
(г. Минск, Республика Беларусь)

³Минский научно-исследовательский приборостроительный институт (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 12 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Двухзатворные полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом часто применяются в аналоговых интегральных микросхемах для обеспечения предельно малого входного тока и емкости при управлении верхним затвором. Схемотехнический синтез и моделирование аналоговых микросхем с таким полевым транзистором возможны только при наличии моделей, адекватно описывающих особенности его работы, а именно – изменение вольт-амперных характеристик, управляя верхним затвором при подаче постоянного обратного напряжения на нижний затвор. В статье рассмотрена модернизация известной электрической модели двухзатворного полевого транзистора для программы LTSpice, заключающаяся в учете влияния напряжения на нижнем затворе путем включения в цепь верхнего затвора двух последовательно соединенных функциональных источников напряжения, один из которых обеспечивает совпадение результатов измерений и моделирования тока стока при малом напряжении между верхним затвором и истоком, а второй – при напряжении между верхним затвором и истоком, близком к напряжению отсечки. Приведена методика идентификации параметров функциональных источников напряжения. Предложенную модель двухзатворного полевого транзистора целесообразно использовать при схемотехническом проектировании различных аналоговых устройств, особенно электрометрических операционных усилителей и зарядочувствительных усилителей.

Ключевые слова: полевой транзистор с управляющим p - n -переходом, двухзатворный транзистор, электрическая модель, моделирование вольт-амперных характеристик.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Галкин Я.Д., Дворников О.В., Чеховский В.А. Улучшенная модель двухзатворного JFET для аналоговых интегральных микросхем. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 20-25.

DOUBLE GATE JFET IMPROVED MODEL FOR ANALOG INTEGRATED CIRCUITS

YAROSLAV D. GALKIN^{1,2}, OLEG V. DVORNIKOV³, VLADIMIR A. TCHEKHOVSKI²

¹Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

²Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

³Minsk Research Instrument-Making Institute JSC (MNIPI JSC) (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 12 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. A double gate JFETs are often used in analog integrated circuits to provide an extremely low input current and capacitance when the top gate is controlled. Circuit synthesis and modeling of analog IC with such a field-effect transistor are possible only if there are models that adequately describe the features of its operation, namely, changing of the current-voltage characteristics by the top gate controlling when a constant reverse voltage is applied to the bottom gate. The article considers the modernization of the well-known electrical model of the double gate field-effect transistor for the LTSpice software, which includes taking into account the influence of the top gate voltage by connecting two series-connected functional voltage sources to the top gate, one of which ensures the coincidence of the measurement results and the simulation of the drain current at a low voltage between the top gate and the source, and the second – when the voltage between the top gate and the source is close to the cutoff voltage. A method for identifying the parameters of functional voltage sources is presented. The proposed model of a double gate field-effect transistor is advisable to use in the IC design of various analog devices, especially electrometric operational amplifiers and charge-sensitive amplifiers.

Keywords: junction field-effect transistor, double gate transistor, electric model, I-V characteristic simulation.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Galkin Y.D., Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A. Double Gate JFET Improved Model for Analog Integrated Circuits. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 20-25.

Введение

Двухзатворные полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом (double gate junction field-effect transistor, DG JFET), формируемые на одной подложке с биполярными транзисторами (bipolar junction transistor, ВJT) интегральных микросхем (ИМС), обычно имеют асимметричную структуру и обусловленные этим различные площади верхнего (top gate, TG) и нижнего (bottom gate, BG) затворов.

Меньшая площадь $p-n$ -перехода и, следовательно, малая емкость и обратный ток верхнего затвора по сравнению с нижним в интегральных DG JFET используются в электрометрических операционных усилителях для обеспечения крайне малого входного тока на уровне десятков фемтоампер и большой полосы пропускания [1, 2]. Кроме того, применение паразитного ВJT между верхним и нижним затворами позволяет оптимизировать параметры различных зарядочувствительных усилителей [3–5].

Для обеспечения схемотехнического синтеза новых высококачественных аналоговых ИМС авторами разработана конструкция DG JFET, совместимого с типовым технологическим маршрутом изготовления комплементарных интегральных ВJT, изготовлены и исследованы экспериментальные образцы DG JFET, на основании результатов измерений предложена электрическая модель DG JFET для LTSpice и методика идентификации параметров [6, 7].

Созданная электрическая модель позволяет учесть особенности применения двухзатворного JFET в аналоговых микросхемах: управление соединенными затворами, управление верхним затвором с заданием постоянного напряжения на нижнем, использование

паразитного биполярного транзистора между верхним и нижним затворами, однако имеется погрешность в области малых токов стока.

Целью настоящей статьи является рассмотрение модернизированной модели DG JFET, более адекватно описывающей вольт-амперные характеристики (ВАХ) в области малых токов стока.

Сравнение известной и улучшенной модели двухзатворного JFET

Известная эквивалентная электрическая схема DG *p*-JFET для программного обеспечения LTSpice приведена на рис. 1 [6], а на рис. 2 – предлагаемая улучшенная электрическая схема. Назначение всех элементов эквивалентной схемы и методики идентификации их параметров подробно рассмотрены в [6].

На схеме, показанной на рис. 1, применен источник напряжения, управляемый напряжением E1, коэффициент передачи *GAIN* которого определяется из условия

$$GAIN = \frac{V_{THTG_0}}{V_{THBG_0}}, \quad (1)$$

где V_{THBG_0} – напряжение отсечки при управлении нижним затвором и напряжении между верхним затвором и истоком $V_{TGS} = 0$ В; V_{THTG_0} – напряжение отсечки при управлении верхним затвором и напряжении между нижним затвором и истоком $V_{BGS} = 0$ В.

Как указывалось, в соответствии с результатами измерений $V_{THTG_0}/V_{THBG_0} = 0,68$, но для лучшего совпадения результатов измерений и моделирования в широком диапазоне токов стока коэффициент передачи был выбран 0,79 [6].

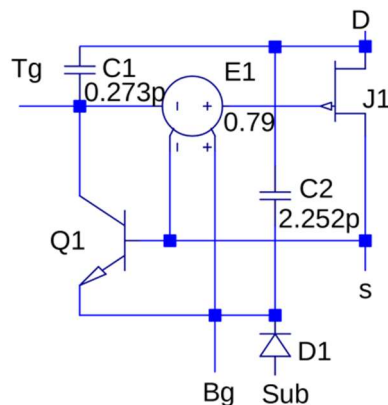


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема DG *p*-JFET в LTSpice

Fig. 1. Equivalent electrical circuit DG *p*-JFET in LTSpice

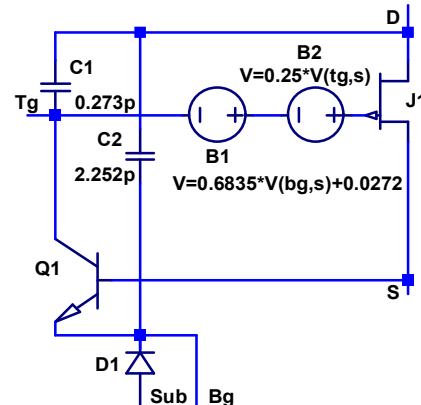


Рис. 2. Улучшенная эквивалентная электрическая схема DG *p*-JFET

Fig. 2. Advanced equivalent electrical circuit DG *p*-JFET

На схеме рис. 2 источник E1 заменен на последовательное соединение функциональных источников напряжения B1 и B2 [8], причем выходное напряжение первого зависит от напряжения между нижним затвором и истоком, которое в соответствии с правилами LTSpice обозначено как $V(bg,s)$, а выходное напряжение второго – от напряжения между верхним затвором и истоком $V(tg,s)$.

Функциональная зависимость источника B1 найдена как аппроксимация экспериментальной зависимости напряжения верхнего затвора V_{TGS0} , обеспечивающего тот же ток стока, что и напряжение нижнего затвора V_{BGS0} (рис. 3), где $V_{TGS0} = V_{TGS}$ при $V_{BGS} = 0$ В, $V_{BGS0} = V_{BGS}$ при $V_{TGS} = 0$ В. Для рис. 3 получена зависимость $y = 0,6835x + 0,0272$ с величиной достоверности аппроксимации $R^2 = 0,9997$.

На рис. 4 приведена экспериментальная ВАХ DG *p*-JFET при управлении верхним затвором V_{TGS} и различным напряжении на нижнем V_{BGS} , причем указаны численные значения

для наиболее важных точек ВАХ, а именно: максимального тока стока $I_{DMAX} = I_D$ при $V_{TGS} = 0$ В и напряжения отсечки $V_{TH} = V_{TGS}$ при $I_D = 1$ мкА.

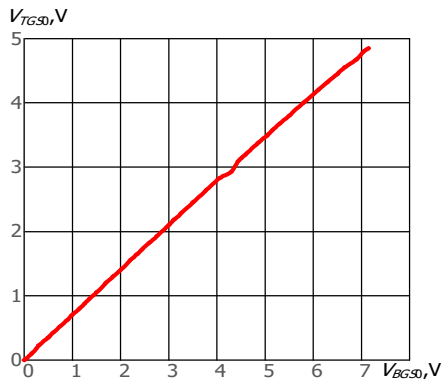


Рис. 3. Экспериментальная зависимость напряжения верхнего затвора V_{TGS0} , обеспечивающего тот же ток стока, что и напряжение нижнего затвора V_{BGS0}

Fig. 3. Experimental dependence of the top gate voltage V_{TGS0} , providing the same drain current as the bottom gate voltage V_{BGS0}

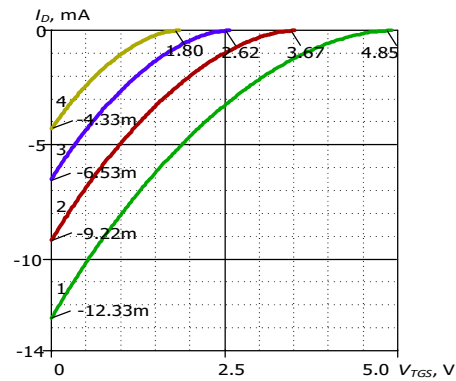


Рис. 4. Экспериментальная ВАХ DG p-JFET при управлении верхним затвором: 1 – $V_{BGS} = 0$ В, 2 – $V_{BGS} = 1$ В, 3 – $V_{BGS} = 2$ В, 4 – $V_{BGS} = 3$ В

Fig. 4. Experimental I-V characteristic of DG p-JFET when the top gate is controlled: 1 – $V_{BGS} = 0$ V, 2 – $V_{BGS} = 1$ V, 3 – $V_{BGS} = 2$ V, 4 – $V_{BGS} = 3$ V

Введение источника В1 с предложенной аппроксимацией его выходного напряжения позволяет точно подстроить значения I_{DMAX} при разном V_{BGS} , а изменением масштабирующего коэффициента источника В2 обеспечивается подстройка V_{TH} также при разном V_{BGS} .

Преимущества модернизированной модели по сравнению с исходной иллюстрируют рис. 5, 6, на которых приведено сравнение результатов измерений и моделирования ВАХ с использованием моделей на рис. 1, 2.

Анализ результатов, приведенных на рис. 6, позволяет утверждать, что применение эквивалентной электрической схемы, показанной на рис. 2, обеспечивает удовлетворительное моделирование ВАХ двухзатворного полевого транзистора в диапазоне напряжения V_{BGS} от 1 до 3 В, что вполне достаточно для схемотехнического проектирования аналоговых схем.

Для адекватности модели в другом диапазоне напряжения V_{BGS} необходимо уточнить масштабирующий коэффициент источника В2.

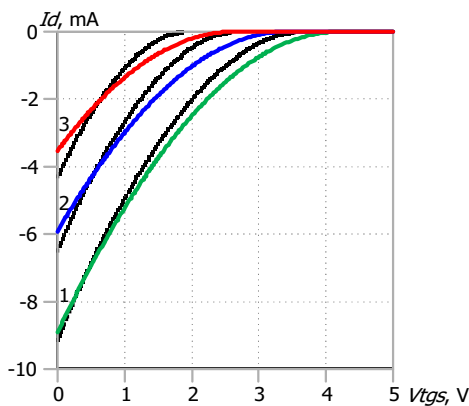


Рис. 5. Результаты измерений (точки) и моделирования (сплошная линия) ВАХ DG p-JFET для модели рис. 1 при управлении верхним затвором: 1 – $V_{BGS} = 1$ В, 2 – $V_{BGS} = 2$ В, 3 – $V_{BGS} = 3$ В

Fig. 5. Results of measurements (dots) and simulations (solid line) of I-V characteristics DG p-JFET for fig. 1 model when top gate is controlled: 1 – $V_{BGS} = 1$ V, 2 – $V_{BGS} = 2$ V, 3 – $V_{BGS} = 3$ V

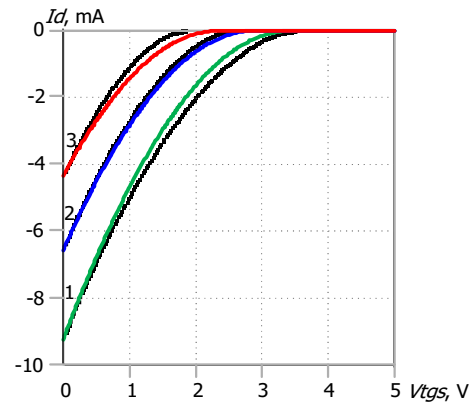


Рис. 6. Результаты измерений (точки) и моделирования (сплошная линия) ВАХ DG p-JFET для модели рис. 2 при управлении верхним затвором: 1 – $V_{BGS} = 1$ В, 2 – $V_{BGS} = 2$ В, 3 – $V_{BGS} = 3$ В

Fig. 6. Results of measurements (dots) and simulations (solid line) of I-V characteristics DG p-JFET for fig. 2 model when top gate is controlled: 1 – $V_{BGS} = 1$ V, 2 – $V_{BGS} = 2$ V, 3 – $V_{BGS} = 3$ V

Заключение

Для схемотехнического проектирования предложена электрическая модель двухзатворного JFET, учитывающая особенности его включения в аналоговых микросхемах: управление соединенными затворами, управление верхним затвором с заданием постоянного напряжения на нижнем, использование паразитного биполярного транзистора между верхним и нижним затворами.

Повышение адекватности описания вольт-амперных характеристик двухзатворного JFET при управлении верхним затвором и при подаче постоянного обратного напряжения на нижний затвор достигнуто за счет включения в цепь верхнего затвора двух последовательно соединенных функциональных источников напряжения, один из которых обеспечивает совпадение результатов измерений и моделирования тока стока при малом напряжении между верхним затвором и истоком, а второй – при напряжении между верхним затвором и истоком, близком к напряжению отсечки.

Предложенную модель рекомендуется использовать при схемотехническом проектировании различных аналоговых микросхем, особенно электрометрических операционных усилителей и зарядочувствительных усилителей с входным двухзатворным JFET.

Список литературы

1. Close J.P., Counts L.W. A 50-fA junction-isolated operational amplifier. *IEEE Journal of Solid – State Circuits*. 1988;23(3):843-851. DOI: 10.1109/4.328.
2. Nanver L.K., Goudena E.J.G. Design considerations for integrated high-frequency p-channel JFETs. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1988;35(11):1924-1934. DOI: 10.1109/16.7406.
3. Fazzi A., Rehak P. «Gate-to-gate» BJT obtained from the double-gate input JFET to reset charge preamplifiers. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1996;A377:453-458. DOI: 10.1016/0168-9002(96)00238-0.
4. Fazzi A., Rehak P. A double-gate double-feedback JFET charge-sensitive preamplifier. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1996; A380(1-2):346-349. DOI: 10.1016/S0168-9002(96)00355-5.
5. Baturitsky M.A., Dvornikov O.V. The double-gate p-JFET-inputted amplifier for low-capacitance detectors. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1998;419(1):99-104. DOI: 10.1016/S0168-9002(98)00900-0.
6. Галкин Я.Д., Дворников О.В., Чеховский В.А., Прокопенко Н.Н. Экспериментальные исследования и модель двухзатворного JFET для аналоговых интегральных микросхем. *Доклады БГУИР*. 2021;19(7):5-12. DOI: 10.35596/1729-7648-2021-19-7-5-12.
7. Дворников О.В., Чеховский В.А., Прокопенко Н.Н., Галкин Я.Д., Кунц А.В., Чумаков В.Е. Проектирование аналоговых микросхем для экстремальных условий эксплуатации на основе базового матричного кристалла МН2ХА031. *Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)*. 2021;1(2):37-46. DOI:10.31114/2078-7707-2021-2-37-46.
8. Володин В.Я. *LTspice: компьютерное моделирование электронных схем*. Санкт-Петербург: БХВ-Петербург; 2010.

References

1. Close J.P., Counts L.W. A 50-fA junction-isolated operational amplifier. *IEEE Journal of Solid – State Circuits*. 1988;23(3):843-851. DOI: 10.1109/4.328.
2. Nanver L.K., Goudena E. J. G. Design considerations for integrated high-frequency p-channel JFETs. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1988;35(11):1924-1934. DOI: 10.1109/16.7406.
3. Fazzi A., Rehak P. «Gate-to-gate» BJT obtained from the double-gate input JFET to reset charge preamplifiers. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1996;A377:453-458. DOI: [https://doi.org/10.1016/0168-9002\(96\)00238-0](https://doi.org/10.1016/0168-9002(96)00238-0).
4. Fazzi A., Rehak P. A double-gate double-feedback JFET charge-sensitive preamplifier. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1996; A380(1-2):346-349. DOI: 10.1016/S0168-9002(96)00355-5.
5. Baturitsky M.A., Dvornikov O.V. The double-gate p-JFET-inputted amplifier for low-capacitance detectors. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*. 1998;419(1):99-104. DOI: 10.1016/S0168-9002(98)00900-0.

6. Galkin Y.D., Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Prokopenko N.N. [Experimental studies and a double gate JFET model for analog integrated circuits]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;19(7):5-12. DOI: 10.35596/1729-7648-2021-19-7-5-12. (In Russ.)
7. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Prokopenko N.N., Galkin Y.D., Kunts A.V., Chumakov V.E. [Analog integrated circuits design for extreme environmental conditions on the base of master slice array МН2ХА031]. *Problemyrazrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES)*. 2021;1(2):37-46. DOI:10.31114/2078-7707-2021-2-37-46. (In Russ.)
8. Volodin V.Y. [*LTspice: computer modeling electronic systems*]. S.-Peterburg.: BHV-Peterburg; 2010. (In Russ.)

Вклад авторов

Галкин Я.Д. разработал модель двухзатворного транзистора, выполнил измерения ВАХ двухзатворных транзисторов и анализ полученных результатов.

Дворников О.В. выполнил анализ современного состояния проблемы по теме работы, сформулировал цель и задачи исследований, провел идентификацию параметров моделей.

Чеховский В.А. участвовал в разработке методик и измерениях параметров двухзатворных транзисторов.

Authors' contribution

Galkin Y.D. has designed the DG JFET model, carried out I-V measurements of DG JFET and analysis of obtained results.

Dvornikov O.V. has analyzed the current state of the problem, formulated the goals and objectives of the work and performed the identification of model parameters.

Tchekhovski V.A. has taken part in the design of methods and parameters measurements DG JFET.

Сведения об авторах

Галкин Я.Д., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, младший научный сотрудник лаборатории электронных методов и средств эксперимента НИУ «Институт ядерных проблем» Белорусского государственного университета.

Дворников О.В., д.т.н., доцент, главный научный сотрудник ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт».

Чеховский В.А., заведующий лабораторией «Электронные методы и средства эксперимента» НИУ «Институт ядерных проблем» Белорусского государственного университета.

Information about the authors

Galkin Y.D., Postgraduate at the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Junior Researcher at the Electronic Methods and Experiment Means Laboratory of Research Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University.

Dvornikov O.V., Dr. of Sci., Associate Professor, Main Researcher at the Minsk Research Instrument-Making Institute JSC.

Tchekhovski V.A., Head of the “Electronic Methods and Experiment Means Laboratory” of the Research Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-257-250-775
e-mail: galkinyaroslav@gmail.com
Галкин Ярослав Денисович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-257-250-775
e-mail: galkinyaroslav@gmail.com
Galkin Yaroslav Denisovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-26-35>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.932+004.258

СЕГМЕНТАЦИЯ АСМ-ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ВОЛНОВОГО ВЫРАЩИВАНИЯ ОБЛАСТЕЙ ЛОКАЛЬНЫХ МАКСИМУМОВ С ИХ ВЫБОРОМ В ПОРЯДКЕ УБЫВАНИЯ ЗНАЧЕНИЙ

В.В. РАБЦЕВИЧ, В.Ю. ЦВЕТКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 10 сентября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Рассматривается задача определения числа объектов на изображениях атомной силовой микроскопии (АСМ). Для автоматического (без участия оператора) решения данной задачи используется сегментация, разделяющая изображения на области, содержащие объекты интереса. Известны алгоритмы сегментации на основе морфологического водораздела, определяющие границы областей по локальным минимумам яркости пикселей, имеющие значительные ошибки сегментации АСМ-изображений и высокую вычислительную сложность. Менее вычислительно сложные алгоритмы сегментации, основанные на волновом выращивании областей, требуют предварительного определения начальных точек роста на АСМ-изображениях под контролем оператора. Алгоритмы выращивания областей без предварительного выбора начальных точек роста имеют наименьшую вычислительную сложность, но сегментируют АСМ-изображения с большой ошибкой. Для повышения точности автоматического определения числа объектов на АСМ-изображениях предложены модель и алгоритм волнового выращивания областей локальных максимумов с их выбором в порядке убывания значений, отличающиеся использованием изменяющегося от максимума к минимуму порога яркости для выбора пикселей роста областей или пикселей, присоединяемых к пикселям смежных существующих областей. Модель обеспечивает параллельное расширение границ областей и автоматическое определение начальных пикселей роста в процессе сегментации. Предложенные модель и алгоритм позволяют устранить ошибки сегментации, характерные для маркерного водораздела, выращивания областей и водораздела Винсента – Солли, и повысить за счет этого точность определения числа объектов на изображениях атомной силовой микроскопии.

Ключевые слова: сегментация изображений, атомная силовая микроскопия, волновое выращивание областей, водораздел Винсента – Солли, локальный максимум, АСМ-изображения, маркерный водораздел.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Рабцевич В.В., Цветков В.Ю. Сегментация АСМ-изображений на основе волнового выращивания областей локальных максимумов с их выбором в порядке убывания значений. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 26-35.

AFM IMAGE SEGMENTATION BASED ON WAVE GROWTH OF LOCAL MAXIMUM REGIONS WITH THEIR SELECTION IN ORDER OF DECREASING VALUES

VIYALETA V. RABTSEVICH, VIKTAR YU. TSVIATKOU

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 10 September 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The problem of determining the number of objects in atomic force microscopy (AFM) images is considered. For the automatic (without operator participation) solution of this problem, segmentation is used, dividing images into areas containing objects of interest. Known segmentation algorithms based on the morphological watershed, defining the boundaries of areas by local minima of pixel brightness, having significant segmentation errors of AFM images and high computational complexity. Less computationally complex segmentation algorithms based on wave growth of regions require preliminary determination of the starting points of growth on AFM images under the control of an operator. Algorithms for growing regions without preliminary selection of the starting points of growth have the least computational complexity, but they segment the AFM image with a large error. To improve the accuracy of automatic determination of the number of objects in AFM images, a model and an algorithm for the wave growth of the regions of local maxima with their selection in decreasing order of values are proposed, which differ in the use of a brightness threshold varying from maximum to minimum to select growth pixels of regions or pixels attached to pixels of adjacent existing areas. The model provides parallel expansion of the boundaries of areas and automatic determination of the initial growth pixels during the segmentation process. The proposed model and algorithm make it possible to eliminate segmentation error characteristic of the marker watershed, growing areas and the Vincent – Sulli watershed, and thereby increase the accuracy of determining the number of objects in atomic force microscopy images.

Keywords: image segmentation, atomic force microscopy, wave growing regions, Vincent-Sulli watershed, local maximum, AFM images, marker watershed.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Rabtsevich V.V., Tsviatkou V.Yu. AFM Image Segmentation Based on Wave Growth of Local Maximum Regions with their Selection in Order of Decreasing Values. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 26-35.

Введение

Атомная силовая микроскопия (АСМ) является эффективным методом исследования поверхностей материалов в субмикро- и наноразмерном диапазоне [1–3]. Данный метод основан на оценке интенсивности силового воздействия со стороны поверхности на микрозонд и позволяет преобразовать информацию о рельефе поверхности в полутоновое АСМ-изображение. Одна из задач, решаемых при анализе АСМ-изображений, заключается в автоматической (без участия оператора) оценке количества структурных составляющих (частиц, фаз, зерен) на поверхностях материалов. Для решения данной задачи используется сегментация, выделяющая области пикселей АСМ-изображений, соответствующие данным объектам.

Для сегментации АСМ-изображений широко используются градиентные [4] и маркерные алгоритмы [5], основанные на методе морфологического водораздела [6], который находит границы областей по локальным минимумам яркости пикселей. Эти алгоритмы выделяют области без предварительной информации об изображении, но имеют значительные ошибки сегментации и высокую вычислительную сложность. Вычислительно менее сложные алгоритмы сегментации, основанные на волновом выращивании областей SRG (Seeded Region Growing) [7–9], требуют предварительного определения начальных точек роста

на АСМ-изображениях. Это осуществляется под контролем оператора, так как автоматическое выделение начальных точек [10–11] приводит, как правило, к недостаточной или избыточной сегментации. Известные алгоритмы выращивания областей без предварительного выбора начальных точек роста RG (region growing) [12] имеют наименьшую вычислительную сложность, но сегментируют АСМ-изображения с большой ошибкой. Кроме того, их результаты сильно зависят от порядка выборки пикселей.

Целью работы является повышение точности определения числа объектов АСМ-изображений с помощью сегментации без предварительного выделения начальных точек роста областей.

Постановка задачи

Сегментация матрицы пикселей $M_P = \left\| m_P(y, x) \right\|_{(y=\overline{0, Y-1}, x=\overline{0, X-1})}$ ($m_P(y, x) \in [0, 2^B - 1]$, где B – разрядность пикселей) размером $Y \times X$ приводит к формированию матрицы сегментации $M_S = \left\| m_S(y, x) \right\|_{(y=\overline{0, Y-1}, x=\overline{0, X-1})}$ такого же размера, значения элементов которой указывают на номера сегментов n_S , которым они принадлежат ($n_S \in [1, N_S]$, где N_S – число сегментов). Выращивание областей без предварительного выбора начальных точек роста RG [13] включает поиск начальных точек (функция F_{SP}) и выращивание области (функция F_{RG}):

$$M_S \Leftarrow F_{SP} \rightleftarrows F_{RG}(Y_S, X_S, p_S, M_P, M_S, \Delta q), \quad (1)$$

где \rightleftarrows – вложение (из функции F_{SP} вызывается функция F_{RG}); $Y_S = \left\| y_S(p_S) \right\|_{(p_S=\overline{0, P_S-1})}$ и $X_S = \left\| x_S(p_S) \right\|_{(p_S=\overline{0, P_S-1})}$ – стеки y - и x -координат смежных пикселей; p_S – указатель стеков Y_S и X_S ; Δq – допустимая разница в значениях смежных пикселей для включения их в одну область.

Функция F_{SP} определяется выражением

$$m_S(y, x) = 0 \Rightarrow \{ n_S \leftarrow n_S + 1; m_S(y, x) \leftarrow n_S; y_S(0) \leftarrow y; x_S(0) \leftarrow x; p_S \leftarrow 1; F_{RG} \} \quad (2)$$

при $y = \overline{0, Y-1}$, $x = \overline{0, X-1}$.

При инициализации $m_S(y, x) \leftarrow 0$ при $y = \overline{0, Y-1}$, $x = \overline{0, X-1}$; $n_S \leftarrow 0$.

Функция F_{RG} выполняется, пока $p_S > 0$, и определяется выражениями:

$$\begin{aligned} & p_S \leftarrow p_S - 1; y \leftarrow y_S(p_S); x \leftarrow x_S(p_S); \\ & \forall j \forall i (m_S(y+j, x+i) = 0) \wedge \left(\left| \overline{R(n_S)} - m_P(y+j, x+i) \right| \leq \Delta q \right) \Rightarrow \\ & \{ m_S(y+j, x+i) \leftarrow m_S(y, x); y_S(p_S) \leftarrow y+j; x_S(p_S) \leftarrow x+i; \\ & p_S \leftarrow p_S + 1 \text{ при } j \in \{-1, 0, 1\}, i \in \{-1, 0, 1\}, |j| + |i| \neq 0 \}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\overline{R(n_S)}$ – средняя яркость n_S -го сегмента.

Из выражения (2) следует, что в процессе поиска несегментированных пикселей для выбора их в качестве точек роста элементы матрицы сегментации сканируются построчно. Сравнение значений средней яркости области и яркостей смежных пикселей в выражении (3) обеспечивает независимость от порядка сканирования, но не позволяет разделять области с плавными изменениями яркости. Вместо свободного поиска начальных точек роста по выражению (2), возможен выбор предварительно выделенных пикселей,

например, локальных экстремумов. Однако это не решает проблему разделения областей с низким контрастом и может приводить к неполной сегментации из-за условия (3).

Для преодоления данных недостатков волновое выращивание областей SRG [7–9] наряду с предварительным определением начальных точек (функция F_{SP}) использует цикл волнового роста, включающий цикл по областям, в который вложены выращивание области (функция F_{RG}) и выделение пикселей новой волны (функция F_{NW}):

$$M_S \leftarrow F_{SP}(N_S, Y_S, X_S) \rightarrow (\mapsto^{f_E} \mapsto^{n_S} F_{RG}(Y_S(n_S), X_S(n_S), p_S(n_S), N_S, M_S, M_P, \Delta q), F_{NW}(Y_S, X_S, p_S, Y_C(n_S), X_C(n_S), p_C(n_S)) \leftarrow^{n_S} \leftarrow^{f_E}), \quad (4)$$

где \mapsto^{f_E} , \leftarrow^{f_E} – символы начала и окончания цикла волнового роста; \mapsto^{n_S} , \leftarrow^{n_S} – символы начала и окончания цикла по областям; $\left\{ Y_C(n_S) = \left\| y_C(n_S, p_C(n_S)) \right\|_{(p_C(n_S)=0, p_C(n_S)-1)} \right\}_{(n_S=0, N_S)}$,

$\left\{ X_C(n_S) = \left\| x_C(n_S, p_C(n_S)) \right\|_{(p_C(n_S)=0, p_C(n_S)-1)} \right\}_{(n_S=0, N_S)}$ – множества стеков y - и x -координат

смежных пикселей; $\left\{ p_C(n_S) \right\}_{(n_S=0, N_S)}$ – множество указателей. При инициализации модели (4)

$$m_S(y, x) \leftarrow 0 \text{ при } y = \overline{0, Y-1}, x = \overline{0, X-1}.$$

Функция F_{SP} определяется выражениями:

$$m_S(y_S(n_S), x_S(n_S)) \leftarrow n_S; y_C(n_S, 0) \leftarrow y_S(n_S); x_C(n_S, 0) \leftarrow x_S(n_S); p_C(n_S) \leftarrow 1 \quad (5)$$

при $n_S = \overline{1, N_S}$.

Функция F_{RG} выполняется пока $p_C(n_S) > 0$ и определяется выражениями, аналогичными (3):

$$p_C(n_S) \leftarrow p_C(n_S) - 1; y \leftarrow y_C(n_S, p_C(n_S)); x \leftarrow x_C(n_S, p_C(n_S));$$

$$\forall j \forall i (m_S(y+j, x+i) = 0) \wedge \left(\left| \overline{R(n_S)} - m_P(y+j, x+i) \right| \leq \Delta q \right) \Rightarrow$$

$$\{ m_S(y+j, x+i) \leftarrow m_S(y, x); y_S(p_S) \leftarrow y+j; x_S(p_S) \leftarrow x+i; p_S \leftarrow p_S + 1;$$

$$f_E \leftarrow f_E + 1 \text{ при } j \in \{-1, 0, 1\}, i \in \{-1, 0, 1\}, |j| + |i| \neq 0 \}, \quad (6)$$

где f_E – флаг остановки выращивания областей (обеспечивает выход из цикла, когда отсутствуют присоединяемые к областям пиксели); в каждом цикле по областям $f_E \leftarrow 0$.

Функция F_{NW} определяется выражениями:

$$y_C(n_S, p_C(n_S)) \leftarrow y_S(p_C(n_S)); x_C(n_S, p_C(n_S)) \leftarrow x_S(p_C(n_S)) \quad (7)$$

при $p_C(n_S) = \overline{0, p_S-1}$.

При волновой сегментации SRG число и расположение областей зависят от числа и расположения начальных точек роста, которые должны быть определены с соответствующей точностью для каждой конкретной задачи.

В случае автоматической сегментации АСМ-изображений точки роста должны принадлежать целевым объектам, расположенным на поверхности материала. На рис. 1 приведены АСМ-изображения поверхностей материалов (металлы с плотной атомной решеткой, волокна с высокой плотностью элементов), в которых подложка отсутствует или слабо выражена, а объекты имеют выпуклую форму. АСМ-изображения такого типа могут быть представлены моделью в виде совокупности областей, яркость каждой из которых монотонно уменьшается от локального максимума, соответствующего вершине объекта, до локальных минимумов, соответствующих подложке, или границы другой области.

Для точного определения числа объектов в таком случае на каждый из них должно приходиться ровно по одной точке. Для выполнения данного условия лучшим выбором является использование локальных максимумов в качестве начальных точек. Тогда для выделения областей, соответствующих объектам АСМ-изображений, необходим контроль монотонности уменьшения яркости от начальных точек роста. Следовательно, выражение (6) требует модификации, так как учитывает дисперсию яркости в пределах области, а не монотонность ее уменьшения. Причем процедуры контроля монотонности и поиска локальных экстремумов могут осуществляться параллельно, если сегментацию начинать с глобального максимума. Для определения числа объектов достаточно разделения АСМ-изображения на области из расчета, что каждая область содержит целевой объект. Тогда отсутствует необходимость в дополнительном условии остановки сегментации.

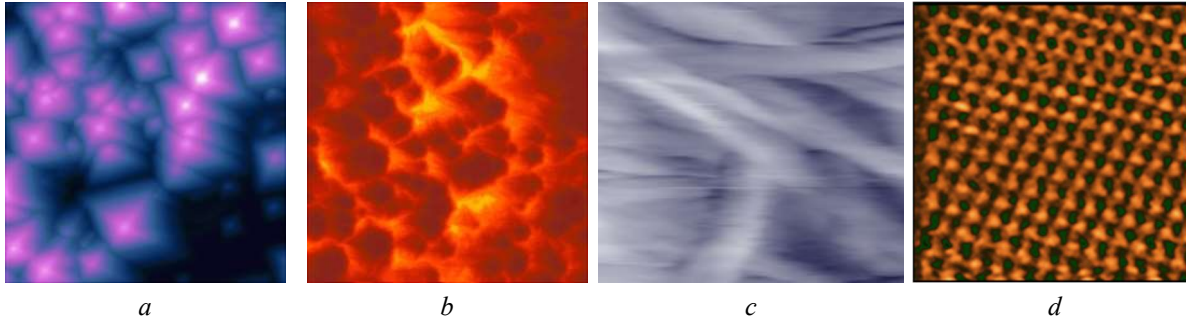


Рис. 1. АСМ-изображения: *a* – рельеф текстурированной поверхности кремния после анизотропного травления, изображение с перепадом высот 4 мкм получено в контактном режиме (Тест-1); *b* – GaAs, осажденный на поликристаллической подложке (Al₂O₃) (Тест-2); *c* – поверхность целлюлозы (Тест-3); *d* – пленка железо-иттриевого граната на подложке гадолиний-галлиевого граната (Тест-4)

Fig. 1. AFM-images: *a* – relief of the textured silicon surface after anisotropic etching, an image with a vertical drop of 4 μm was obtained in contact mode (Test-1); *b* – GaAs deposited on a polycrystalline substrate (Al₂O₃) (Test-2); *c* – cellulose surface (Test-3); *d* – film of yttrium iron garnet on a gadolinium-gallium garnet substrate (Test-4)

Из приведенных выше замечаний следуют основные требования к новому алгоритму автоматической сегментации АСМ-изображений, ориентированному на точное определение числа объектов: выделение локальных максимумов в процессе сегментации в качестве начальных точек роста, начиная с глобального максимума; контроль монотонности уменьшения яркости в процессе роста области; прекращение роста области при нарушении монотонности или достижении границы другой области.

Предлагаемые математическая модель и алгоритм сегментации АСМ-изображений

Для автоматической сегментации АСМ-изображений без предварительного выделения начальных точек роста предлагается модель волнового выращивания областей локальных максимумов с их выбором в порядке убывания значений (AWS). Сущность модели состоит в использовании изменяющегося от максимума к минимуму порога яркости для выбора пикселей роста областей (локальных максимумов) или пикселей, присоединяемых к пикселям смежных существующих областей, которые имеют такую же или большую яркость.

Модель AWS описывает цикл по уровням яркости q ($q = 2^B - 1, 0$), в котором выполняются определение значимых пикселей (функция F_{MP}), выращивание областей (функция F_{RG}), поиск начальных точек – строгих и нестрогих локальных максимумов (функция F_{SP}), начальное выращивание области (функция F_{PRG}):

$$M_S \leftarrow \mapsto^q F_{MP}(M_S, M_P, \Delta q), F_{RG}(N_S, \{Y_C(n_S)\}, \{X_C(n_S)\}, \{p_C(n_S)\}, M_S),$$

$$F_{SP}(M_S, N_S) \rightleftharpoons F_{PRG}(N_S, Y_C(N_S), X_C(N_S), p_C(N_S), Y_S, X_S, p_S, M_S) \downarrow^q. \quad (8)$$

При инициализации модели (8) $m_S(y, x) \leftarrow 0$ при $y = \overline{0, Y-1}$, $x = \overline{0, X-1}$.

Функция F_{MP} определяется выражением

$$q \leq m_p(y, x) < q - \Delta q \Rightarrow m_s(y, x) \leftarrow 1 \quad (9)$$

при $y = \overline{0, Y-1}$, $x = \overline{0, X-1}$.

Функция F_{RG} определяется выражениями:

$$\begin{aligned} & y \leftarrow y_c(n_s, p); \quad x \leftarrow x_c(n_s, p); \\ & \forall j \forall i (m_s(y+j, x+i) = 1) \Rightarrow \{m_s(y+j, x+i) \leftarrow m_s(y, x); \\ & y_c(n_s, p_c(n_s)) \leftarrow y+j; \quad x_c(n_s, p_c(n_s)) \leftarrow x+i; \\ & p_c(n_s) \leftarrow p_c(n_s)+1 \text{ при } j \in \{-1, 0, 1\}, i \in \{-1, 0, 1\}, |j|+|i| \neq 0 \} \\ & \text{при } p = \overline{0, p_c(n_s)-1}, \quad n_s = \overline{2, N_s}. \end{aligned} \quad (10)$$

Функция F_{SP} определяется выражением

$$\begin{aligned} & m_s(y, x) = 1 \Rightarrow \{N_s \leftarrow N_s + 1; \quad m_s(y, x) \leftarrow N_s; \quad y_s(0) \leftarrow y; \quad x_s(0) \leftarrow x; \quad p_s \leftarrow 1; \\ & y_c(N_s, 0) \leftarrow y; \quad x_c(N_s, 0) \leftarrow x; \quad p_c(N_s) \leftarrow 1; \quad F_{PRG} \} \\ & \text{при } y = \overline{0, Y-1}, \quad x = \overline{0, X-1}. \end{aligned} \quad (11)$$

Функция F_{PRG} выполняется пока $p_s > 0$ и определяется выражениями:

$$\begin{aligned} & p_s \leftarrow p_s - 1; \quad y \leftarrow y_s(p_s); \quad x \leftarrow x_s(p_s); \quad \forall j \forall i (m_s(y+j, x+i) = 1) \Rightarrow \\ & \{m_s(y+j, x+i) \leftarrow N_s; \quad y_s(p_s) \leftarrow y+j; \quad x_s(p_s) \leftarrow x+i; \quad p_s \leftarrow p_s + 1; \\ & y_c(N_s, p_c(N_s)) \leftarrow y+j; \quad x_c(N_s, p_c(N_s)) \leftarrow x+i; \\ & p_c(N_s) \leftarrow p_c(N_s)+1 \text{ при } j \in \{-1, 0, 1\}, i \in \{-1, 0, 1\}, |j|+|i| \neq 0 \}. \end{aligned} \quad (12)$$

В отличие от обычного выращивания областей RG [13], использующего последовательную обработку сегментов, в предложенной модели границы всех областей расширяются итеративно (волнообразно) за счет присоединения необработанных смежных значимых пикселей, яркости которых удовлетворяют порогу, понижаемому после обработки всех значимых пикселей. В отличие от волнового выращивания областей SRG [7–9], определяющего все точки роста при инициализации, в предложенной модели выбор начальных точек роста осуществляется в процессе сегментации и связан со значением порога, постепенно снижаемым от максимума к минимуму.

Модель AWS обеспечивает полную сегментацию изображений на N_s неперекрывающихся областей, число которых заранее неизвестно и уточняется в процессе сегментации при постепенном понижении порога яркости q ($q = \overline{2^B - 1, 0}$) с каждым циклом и обнаружении новых локальных максимумов с помощью выражения (11), которые могут быть строгими или нестрогими благодаря выражениям (12). Новые локальные максимумы и очередные присоединяемые к существующим областям пиксели обнаруживаются с помощью выражения (9).

Волновой рост областей и взвешенное разделение областей с плавными границами обеспечивается выражением (10). Сравнение выражений (4) и (8) показывает, что предложенная модель является более сложной по сравнению с моделью SRG волнового выращивания областей с начальными точками роста. Однако модель SRG не учитывает поиск начальных точек, что делает рассматриваемые модели примерно эквивалентными по сложности.

Алгоритм AWS, основанный на выражениях (8) – (12), состоит из следующих шагов:

Вход: $M_P; N_S; Y_C; X_C; \Delta q$.

Инициализация: $M_S = 0 \{M_S, Y_C, X_C, P_C\}, q = \overline{2^B - 1, 0}, n_S = 0$.

Цикл 1 (пока $q \geq 0$)

$$\{M_S, Y_S, X_S\} \leftarrow F_{MP}(M_S, M_P, \Delta q).$$

Цикл 2 (пока $n_S \leq N_S, p = \overline{0, p_C(n_S - 1)}$)

$$\{M_S, Y_S, X_S, p_S, p_C(n_S)\} \leftarrow F_{RG}(n_S, Y_C(n_S), X_C(n_S), p_C(n_S), M_S),$$

$$\{M_S, Y_C, X_C\} \leftarrow F_{SP}(N_S, Y_C, X_C); n_S = n_S + 1.$$

Конец цикла 2

Цикл 3 (для $p_S > 0$)

$$(M_S, N_S) \leftarrow F_{PRG}(N_S, Y_C(N_S), X_C(N_S), p_C(N_S), Y_S, X_S, p_S, M_S)$$

$$\{Y_C(n_S), X_C(n_S), p_C(n_S)\} F_{NW}(Y_S, X_S, p_S, Y_C(n_S), X_C(n_S), p_C(n_S)).$$

Конец цикла 3.

Если $q \geq 0$ выполняется, то $q = q - 1$.

Конец цикла 1.

Выход: M_S . Если в результате выполнения данного алгоритма $\exists y \exists x (m_S(y, x) = 0)$, то циклы сегментации повторяются для соответствующих пикселей.

Алгоритм AWS выполняется до полной сегментации изображения, что достаточно для определения числа сегментов без учета их формы. Для сегментации АСМ-изображений с определением границ областей (AWSS) предлагается ограничить число циклов по уровням яркости q в выражении (8) значением уровня остановки q_S , задаваемым оператором $(q = \overline{2^B - 1, q_S})$.

В отличие от алгоритма AWS в алгоритме AWSS цикл 1 выполняется, пока $q \geq q_S$.

В этом случае осуществляется неполная сегментация изображения. На рис. 2, 3 представлены результаты неполной сегментации АСМ-изображений, приведенных на рис. 1, с помощью алгоритма AWSS и алгоритма Винсента – Солли с предварительным вычислением градиента в восьмисвязной области (VSG) [13], (Gwiddion [Electronic resource]. Mode of access: <http://gwyddion.net/documentation/user-guide-ru/grain-analysis.html>.) – Date of access: 06.08.2021

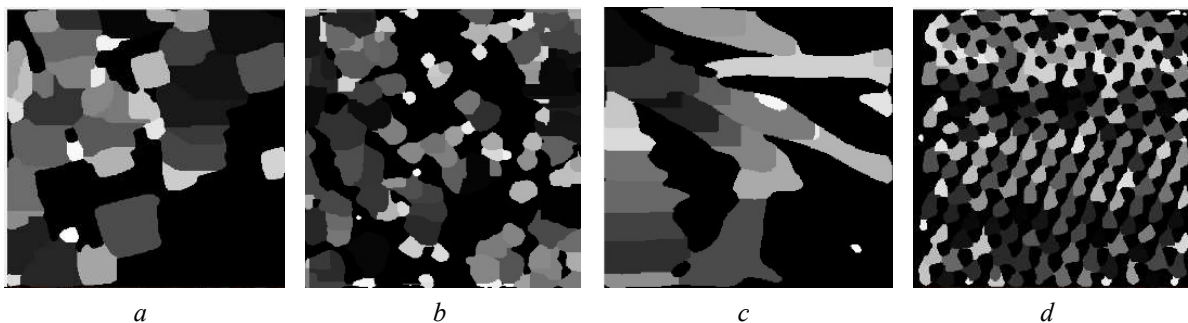


Рис. 2. Результаты неполной сегментации тестовых АСМ-изображений для алгоритма AWSS:

a – Тест-1; b – Тест-2; c – Тест-3; d – Тест-4

Fig. 2. Results of a complete segmentation of test AFM-images for the AWSS:

a – Test-1; b – Test-2; c – Test-3; d – Test-4

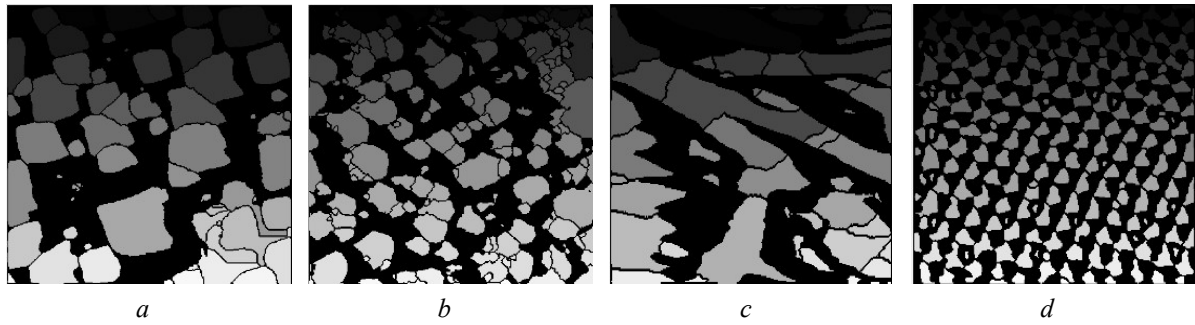


Рис. 3. Результаты неполной сегментации тестовых АСМ-изображений для алгоритма VSG:
a – Тест-1; b – Тест-2; c – Тест-3; d – Тест-4

Fig. 3. Results of incomplete segmentation of test AFM-images for the VSG:
a – Test-1; b – Test 2; c – Test-3; d – Test-4

Оценка ошибок и времени сегментации

Для тестовых изображений с резкими границами, приведенных на рис. 4, произведена оценка нормированных ошибок E и времени T сегментации (табл. 1) с использованием реализованных в Matlab (M) и на C++ (C) алгоритмов волнового выращивания областей локальных максимумов с их выбором в порядке убывания значений AWS (AWS-M, AWS-C), маркерного водораздела с автоматической расстановкой маркеров (MWA-M), маркерного водораздела под контролем оператора (MWO-C), выращивания областей без выбора начальных точек (RG-M, RG-C), Винсента – Солли с предварительным вычислением градиента в восьмисвязной области (VSG-M), Винсента – Солли с выделением контуров областей и последующим их заполнением (VSF-C).

Нормированная ошибка сегментации E_S вычисляется с помощью выражения $E_S = E_O + E_I$, где $E_O = \sum_{i=1}^9 S_O(i) / S_E$ – нормированная ошибка избыточной сегментации; $E_I = \sum_{i=1}^9 S_I(i) / S_E$ – нормированная ошибка недостаточной сегментации; i – порядковый номер тестового объекта; S_E – число значимых элементов бинарной маски, выделяющей сегментируемые объекты; $S_O(i)$ – число пикселей сегмента, принадлежащих i -му тестовому объекту, попадающих на незначимые элементы маски; $S_I(i)$ – число значимых элементов маски, соответствующих i -му тестовому объекту и не попадающих на пиксели соответствующего сегмента.

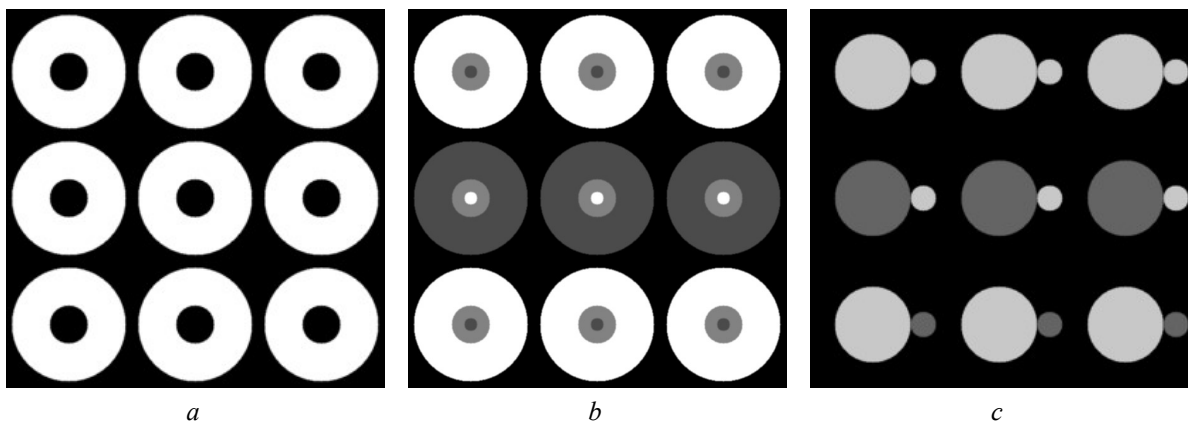


Рис. 4. Тестовые изображения: a – АСМ-1; b – АСМ-2; c – АСМ-3
Fig. 4. Test images: a – AFM-1; b – AFM-2; c – AFM-3

Таблица 1. Значения ошибок и времени сегментации тестовых АСМ-изображений
Table 1. The values of the segmentation errors and time of the test AFM-images

| Изображение | Параметр | Значение нормированных ошибок сегментации (%10 ⁻³) и времени сегментации (мс) | | | | | | | |
|-------------|----------|-------------------------------------------------------------------------------------------|-------|--------|--------|-------------------|-------|-------|--------|
| | | реализация в Matlab | | | | реализация на C++ | | | |
| | | AWS-M | MWA-M | RG-M | VSG-M | AWS-C | MW-C | RG-C | VSF-C |
| АСМ-1 | E_o | 0 | 109,6 | 98,6 | 109,6 | 0 | 94,6 | 109,6 | 0,1 |
| | E_l | 0 | 44,3 | 52,0 | 46,1 | 0 | 0,5 | 81,7 | 0,6 |
| | E_s | 0 | 153,9 | 150,7 | 155,7 | 0 | 95,2 | 191,3 | 0,7 |
| | T | 23117 | 443 | 287708 | 287708 | 5957 | 4794 | 8196 | 9848 |
| АСМ-2 | E_o | 0 | 0 | 0 | 43,7 | 0 | 10,2 | 0 | 0,5 |
| | E_l | 0 | 359,9 | 56,5 | 0 | 0 | 0 | 79,9 | 523,1 |
| | E_s | 0 | 359,9 | 56,5 | 43,7 | 0 | 10,2 | 79,9 | 523,6 |
| | T | 30288 | 455 | 295066 | 295066 | 7824 | 13797 | 9907 | 11251 |
| АСМ-3 | E_o | 0 | 0 | 42,2 | 73,6 | 0 | 19,9 | 0 | 2034,9 |
| | E_l | 0 | 17,9 | 78,3 | 0 | 0 | 0 | 96,1 | 0 |
| | E_s | 0 | 17,9 | 78,3 | 73,6 | 0 | 19,9 | 96,1 | 2034,9 |
| | T | 26439 | 492 | 250363 | 250363 | 3907 | 9302 | 6988 | 8368 |

Из табл. 1 следует, что алгоритм AWS обеспечивает сегментацию без ошибок. Другие алгоритмы сегментируют тестовые изображения с ошибками. Реализация алгоритма AWS в Matlab обеспечивает в среднем в 57 раз меньшую скорость работы по сравнению с маркерным водоразделом и в 10 раз большую скорость работы по сравнению с выращиванием областей и водоразделом Винсента – Солли. Реализация алгоритма AWS на C++ обеспечивает в среднем в 1,6 раза меньшую скорость работы по сравнению с маркерным водоразделом, в 1,4 и 1,7 раз большую скорость работы по сравнению с выращиванием областей и водоразделом Винсента – Солли соответственно (с учетом временных затрат на расстановку маркеров оператором и использованием дополнительных алгоритмов сегментации для определения номеров сегментов).

Заключение

Предложены математическая модель и алгоритм волнового выращивания областей локальных максимумов, выбираемых в порядке убывания их значений, для сегментации АСМ-изображений. Сущность модели состоит в использовании изменяющегося от максимума к минимуму порога яркости для выбора начальных пикселей роста областей или пикселей, присоединяемых к пикселям существующих смежных областей с такой же или большей яркостью. Предложенный алгоритм, в отличие от известных алгоритмов на основе маркерного водораздела с автоматической расстановкой маркеров, маркерного водораздела под контролем оператора, выращивания областей без выбора начальных точек, Винсента – Солли с предварительным вычислением градиента в восьмисвязной области, Винсента – Солли с выделением контуров областей и последующим их заполнением, обеспечивает выделение без ошибок областей с резкими границами и повышение за счет этого точности определения их количества на АСМ-изображениях.

Список литературы / References

1. Ulyanova T.M., Titova L.V., Medichenko S.V., Zonov Yu.G., Konstantinova T.E., Glazunova V.A., Doroshkevich A.S., Kuznetsova T.A. Investigation of the structure of nanocrystalline refractory oxides by X-ray diffraction, electron microscopy and atomic force microscopy. *Crystallography Reports*. 2006;51:144–149. DOI:10.1134/S1063774506070212.
2. Kuznetsova T., Zubar T., Chizhik S., Gilewicz A., Lupicka O., Warcholinski B. Surface microstructure of Mo(C)N coatings investigated by AFM. *Journal of Materials Engineering and Performance*. 2016;25(12):5450-5459. DOI: 10.1007/s11665-016-2390-z.
3. Geisse N.A. AFM and Combined Optical Techniques. *Materials Today*. 2011;12(7-8):40-45. DOI: 10.1016/S1369-7021(09)70201-9.
4. Vincent L. Watershed in Digital Spaces: an efficient algorithm based on immersion simulation. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*. 1991;13(6):583-598. DOI: 10.1109/34.87344.
5. Gonzalez R.C., Woods R.E. *Digital Image Processing, Third Edition*. 2008:798-800.

6. Beucher S., Lantuéjoul C. Use of watersheds in contour detection. *International Workshop on Image Processing, Real-Time Edge and Motion Detection/Estimation*. 1979.
7. Adams R., Bischof L. Seeded region growing. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*. 1994;16(6):641-647. DOI: 10.1109/34.295913.
8. Fan M., Lee T. Variants of seeded region growing. *Image Processing IET*. 2015;9(6):478-485. DOI: 10.1049/iet-ipr.2014.0490.
9. Fan J., Zeng G., Body M., Hacid M.S. Seeded region growing: an extensive and comparative study. *Pattern Recognition Letters*. 2005;26(8):1139-1156. DOI: 10.1016/j.patrec.2004.10.010.
10. Van Herk M. A fast algorithm for local minimum and maximum filters on rectangular and octagonal kernels. *Pattern Recognition Letters*. 1992;13:517-521. DOI: 10.1016/0167-8655(92)90069-C.
11. Gil J., Werman M. Computing 2-D min, median, and max. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*. 1993;15:504-507.
12. Pratt W.K. *Digital Image Processing, Third Edition*. 2001:562-566.
13. Vincent L., Soille P. Watersheds in digital spaces: an efficient algorithm based on immersion simulations. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*. 1991;13:583-598. DOI: 10.1109/34.87344.

Вклад авторов

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

Authors' contribution

All authors equally contributed to the writing of the article.

Сведения об авторах

Рабцевич В.В., ассистент кафедры
инфокоммуникационных технологий Белорусского
государственного университета информатики
и радиоэлектроники.

Цветков В.Ю., д.т.н., доцент, заведующий кафедрой
инфокоммуникационных технологий Белорусского
государственного университета информатики
и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-017-293-84-04;
e-mail: vtsvet@bsuir.by
Цветков Виктор Юрьевич

Information about the authors

Rabtsevich V.V., Assistant at the Department of
Infocommunication Technologies of the Belerussian
State University of Informatics and Radioelectronics.

Tsviatkou V.Yu., Dr. of Sci., Associate Professor,
Head of the Department of Infocommunications
of the Belerussian State University of Informatics
and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka St., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-017-293-84-08;
e-mail: vtsvet@bsuir.by
Tsviatkou Viktor Yur'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-36-44>

Оригинальная статья / Original paper

УДК 621.391.833.64

АЛГОРИТМ КОМПЕНСАЦИИ СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЫ И / ИЛИ ОТСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С КВАДРАТУРНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

А.Л. МАТЮШКОВ, И.Н. ЖУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 13 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Цель работы, результаты которой представлены в рамках статьи, заключается в разработке, реализации и моделировании алгоритма, позволяющего компенсировать эффект случайной начальной фазы сигналов с квадратурной модуляцией, возникающий на входе цифровой части приемного тракта. Разрабатываемый алгоритм также позволяет устранять ошибку отстройки несущей частоты до значений, попадающих в полосу захвата петли фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), с использованием минимального количества ресурсов для реализации. Для достижения поставленной цели были решены задачи по устранению ошибок фазы и частоты, возникающих в модели цифровой обработки сигнала до включения в работу петли ФАПЧ, включая моделирование проблемы в среде разработки Matlab Simulink. Разработан алгоритм устранения ошибок начальной фазы и отстройки частоты для устойчивой работы петли ФАПЧ, представленной в статье в виде петли Костаса. Из полученных в статье результатов расчета и моделирования следует, что разработанная модель приемного тракта полностью устраняет вероятность возникновения ошибки случайной начальной фазы и отстройки частоты в модели приемника QPSK сигнала до включения в работу петли ФАПЧ, что значительно уменьшает время готовности к работе данной модели.

Ключевые слова: квадратурная модуляция, QPSK сигнал, компенсация, случайный параметр сигнала, ошибки в Costas PLL, устойчивость канала синхронизации.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Матюшков А.Л., Жук И.Н. Алгоритм компенсации случайной начальной фазы и / или отстройки частоты в системах связи с квадратурной модуляцией. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 36-44.

ALGORITHM OF RANDOM START PHASE CORRECTION AND FREQUENCY OFFSET IN THE COMMUNICATION SYSTEM WITH THE QUADRATURE MODULATION

ALEXANDER L. MATIOUCHKOV, ILYA N. ZHUK

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 13 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The goal of the work is to find a solution, realization, and modelling of the algorithm for the compensation of a start random phase error of a quadrature signal, which began at the input of the receiver's digital part. This algorithm also solves the problem of carrier frequency error offset. These errors have enough values for the lock-band of Costas PLL using minimum hardware resources. To complete this task, the realization and modelling algorithm problems of phase and frequency offset error corrections in Matlab Simulink IDE, arising from Costas PLL, were solved. This algorithm sets values errors for Costas PLL work stability. From the results of calculation and modelling obtained in the article, it follows that the developed model of the receiving path completely eliminates the probability of the error of a random initial phase and frequency offset in the receiver model of a QPSK signal, before the PLL loop is switched on, which significantly reduces the time of readiness for operation of this model.

Keywords: quadrature modulation, QPSK signal, compensation, random parameter of the signal, Costas PLL error, channel of synchronization stability.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Matiouchkov A.L., Zhuk I.N. Algorithm of Random Start Phase Correction and Frequency Offset in the Communication System with the Quadrature Modulation. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 36-44.

Введение

При проектировании системы связи с использованием квадратурной модуляции разработчик столкнется с проблемой устранения эффекта случайной начальной фазы сигнала на приемной стороне. Для восстановления фазы несущей сигнала в системах с квадратурной модуляцией, в цепи восстановления несущей используется петля фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), в частности петля Костаса. При реализации пакетной передачи данных с большим темпом передачи пакетов разработчик столкнется с проблемой быстрой синхронизации несущей частоты (случайная начальная фаза или отстройка частоты), что крайне актуально для систем с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Для сигнала с QPSK модуляцией наибольшее время синхронизации требует сдвиг по фазе, кратный 45° . В этом случае для борьбы с возникшей, при такой отстройке фазы, ошибкой приходится увеличивать время, выделяемое на синхронизацию ФАПЧ, так как время переходного процесса увеличивается в некоторое количество раз. Данный метод не может быть применен для сигналов, жестко ограниченных по времени и полосе занимаемых частот. Для данных видов сигналов как никогда актуальна проблема быстрого восстановления фазы сигнала несущей. Гарднер [1] утверждал: «...Контур синхронизации, обрабатывающий за разумное время, может быть создан только при очень «благоприятных» условиях». Бернارد Скляр [2] же утверждает: «Такие условия на практике встречаются крайне редко».

Цель настоящей работы – предложить алгоритм, позволяющий компенсировать эффект случайной начальной фазы квадратурного сигнала на приемной стороне, а также устранять отстройку несущей частоты до значений, попадающих в полосу захвата ФАПЧ.

Моделирование проблемы начальной синхронизации

В данной статье рассмотрен случай работы предлагаемого алгоритма на кодовой последовательности Баркера разной длины и согласованного фильтра, настроенного на эти последовательности.

Для воссоздания условий возникновения случайной начальной фазы исследуемой последовательности, кратной 45° , в работе использовалась общая модель псевдо-когерентной системы. В состав модели, представленной на рис. 1, входит примитивная модель QPSK передатчика, которая замкнута на приемник через согласованную линию передачи с псевдослучайной отстройкой фазы и частоты. Реализована модель приемника, включающая в себя согласованную фильтрацию (СФ), синтезатор частоты (NCO), петлю ФАПЧ (Costas PLL), блок для вывода созвездия в фазовой плоскости (Diagram Res) и реализованный алгоритм восстановления несущей частоты (NCO correction algorithm).

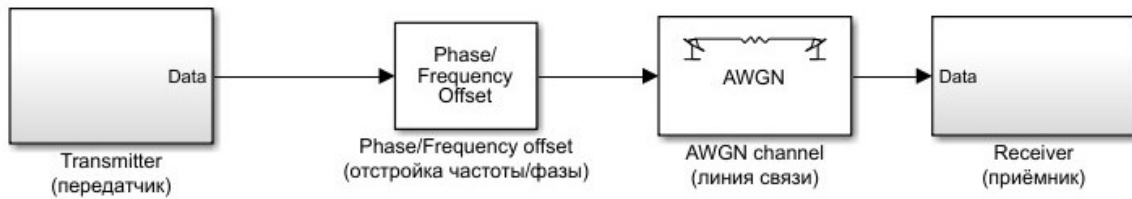


Рис. 1. Исследуемая модель обработки
Fig. 1. Processing model under study

Блок отстройки фазы и частоты реализован средствами Matlab Simulink с изменением фазы и частоты сигнала. Фаза сигнала смещена так, чтобы сигнальное созвездие было развернуто на 45° , воссоздавая эффект случайной начальной фазы.

Линия связи представлена в виде AWGN Channel с регулируемым отношением сигнал/шум (SNR). Для корректной работы алгоритма, SNR должен быть не ниже 6 дБ. В реализованной модели SNR равен 8 дБ.

Модель приемника, состоящая из вышеперечисленных функциональных узлов, представлена на рис. 2. Принцип работы модели приемника: сигнал ошибки с ФАПЧ, в данном случае петля Костаса (Costas PLL), поступает на сумматор, который складывает инкремент NCO и сигнал ошибки, тем самым подстраивая сигнал с NCO под фазу принимаемого сигнала. Процесс захвата фазы продемонстрирован на рис. 3. Модель петли Костаса построена согласно расчетам, представленным в статье [3]. Коэффициенты петлевого фильтра петли Костаса подобраны для максимально быстрой синхронизации с полосой, обеспечивающей безрывную работу петли, и не противоречат расчетам моделирования, представленным в статье [4].

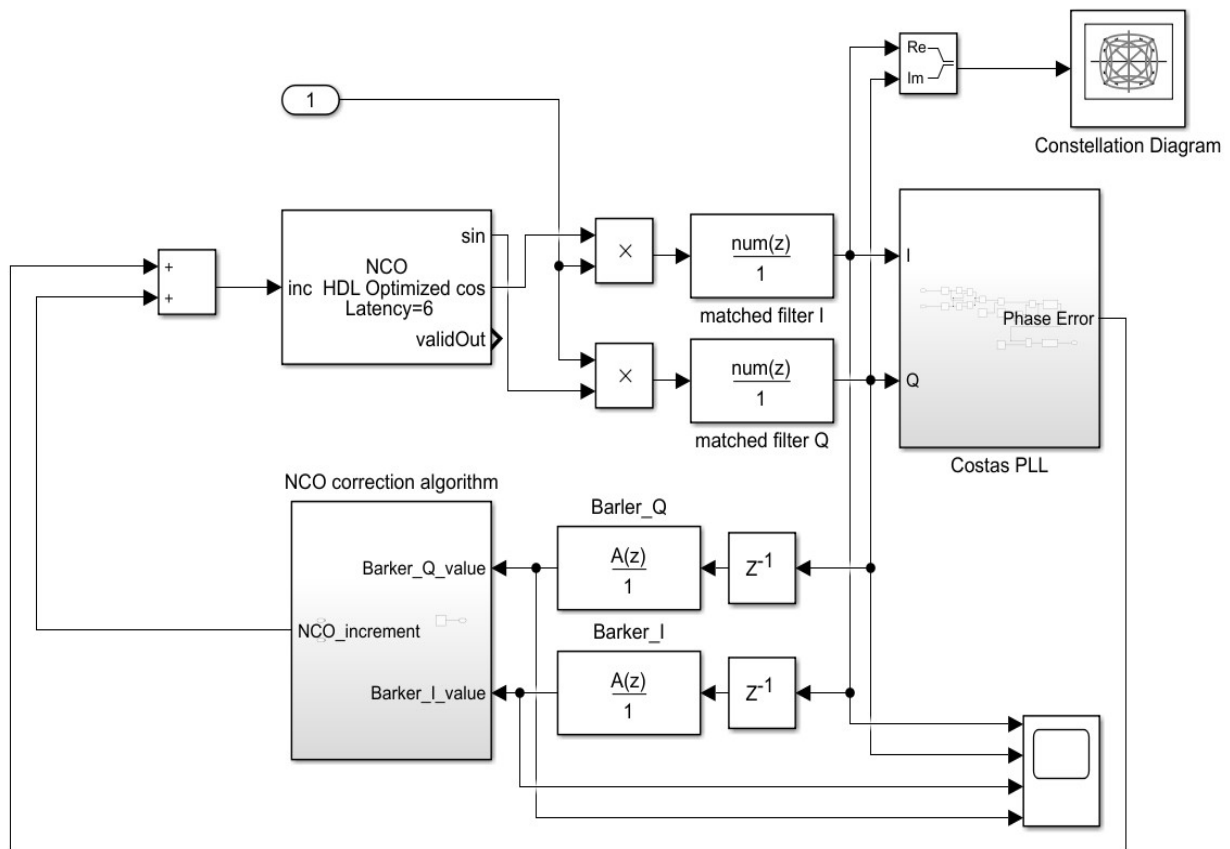


Рис. 2. Модель приемника
Fig. 2. Receiver model

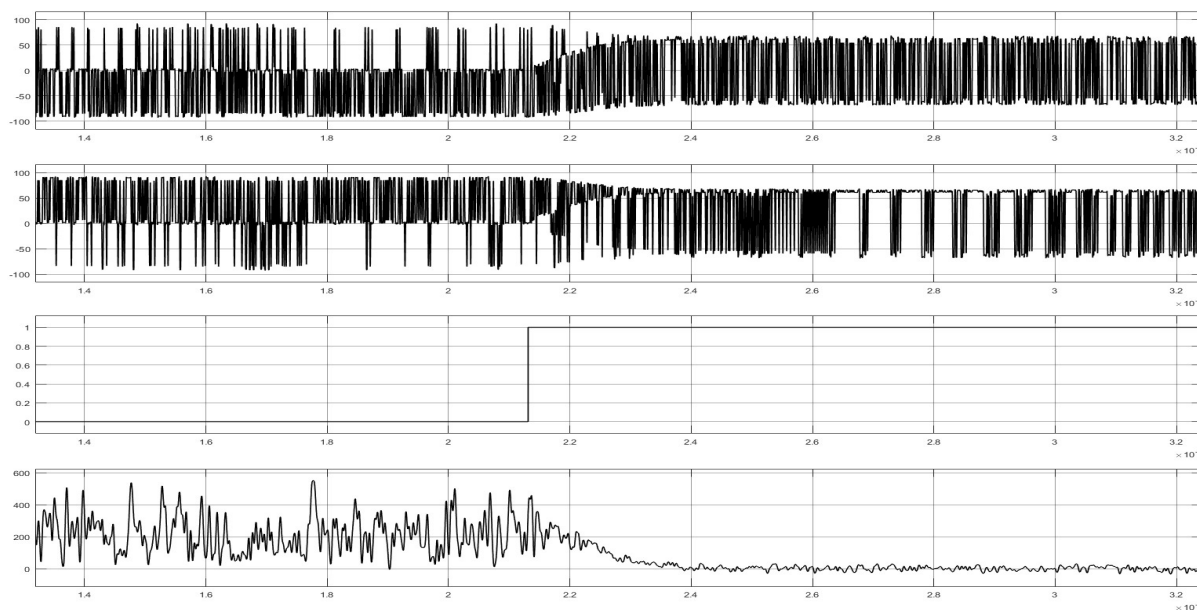


Рис. 3. Процесс захвата фазы
Fig. 3. Phase lock process

Как видно из рис. 3, скорость установления петли примерно 0,25 мс, что соответствует 12,5 % пакета, если длина всего пакета 2 мс, при высоком SNR, равном 8 dB.

Алгоритм мгновенной компенсации случайной начальной ошибки по фазе и/или частоте

Алгоритм восстановления несущей частоты, представленный на рис. 4, позволяет устранить ошибку начальной фазы до значений, при которых петля ФАПЧ не будет оказывать воздействие на прием и обработку сигнала и позволяет исправить отстройку частоты до значений, которые попадают в полосу захвата петли ФАПЧ. Преимуществом данного алгоритма является то, что не нужно вводить дополнительных синхрослов при наличии известной преамбулы сигнала.

Данный алгоритм также подходит для синхронизации FDM-сигналов с синхроканалом. Алгоритм работает параллельно с ФАПЧ, но начинает работу раньше ее, поскольку не ожидает решения о начале сообщения. Два – это минимальное число откликов СФ, необходимое для работы алгоритма. На примере данного случая и будет описана работа алгоритма. В данной модели были применены коды Баркера длиной 7, 11 и 13 и СФ, согласованные на коды Баркера соответствующих длин.

Для безошибочной работы алгоритма необходим правильно подобранный порог детектирования амплитуд откликов СФ, с которым происходит сравнение значений амплитуд откликов СФ.

При первом превышении значения порога откликом СФ, сравниваются значения амплитуд откликов квадратурной и синфазной квадратур сигнала. Если разность амплитуд откликов СФ (дельта) больше критического значения, при пороге 3000 ед. в данной модели, фиксируется дельта амплитуд откликов (разница амплитуд с учетом знака) и положение во времени (первый отклик равен нулю).

Далее ожидается второе превышение порога одним из откликов. Когда это происходит, снова фиксируется дельта амплитуд откликов СФ обеих квадратур и сравнивается с предыдущими значениями. Если дельта была в норме, а при повторном сравнении превысила норму, то такая ситуация говорит о наличии ошибки по частоте. Если же дельта была больше критической и осталась неизменной, то это говорит об ошибке по фазе. Если дельта амплитуд откликов СФ изменила значение на противоположное относительно нуля, это говорит о большой ошибке по частоте, которая изменила положение сигнала в фазовой проекции на 180 ° в пределах длительности определенной последовательности кода Баркера. Если ошибки нет, то значение дельты не изменится на протяжении длительности двух последовательностей.

Максимальная ошибка по частоте, исправляемая алгоритмом, соответствует ошибке, при которой возможна правильная работа СФ, т.е. та, при которой в течение всей последовательности не изменится полярность амплитуды кода Баркера.

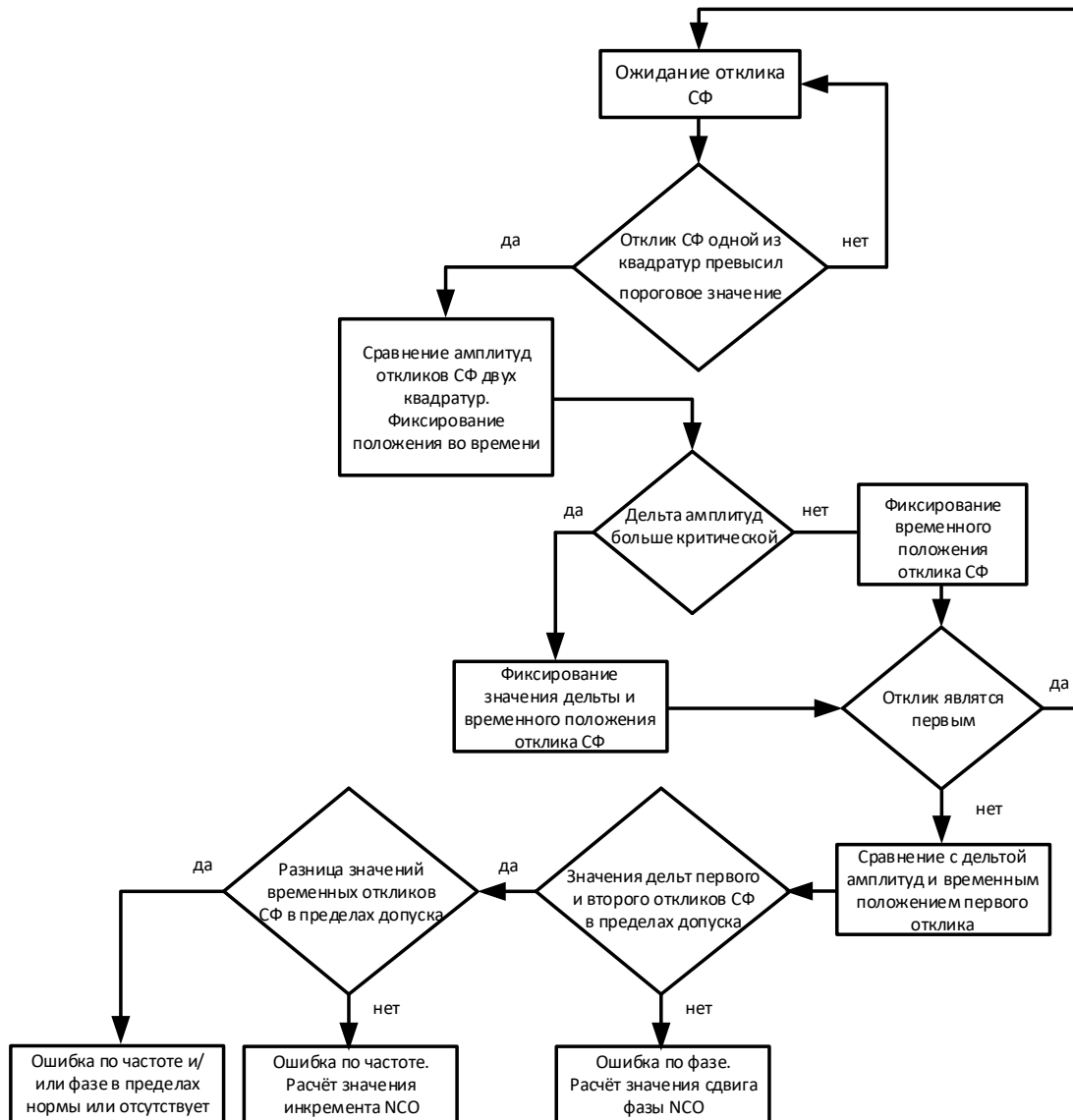


Рис. 4. Алгоритм восстановления несущей частоты
Fig. 4. Correction carrier frequency algorithm

Таким образом, максимальная исправляемая ошибка по частоте обратно пропорциональна длительности одного дискрета кода Баркера, умноженного на длину кода и деленного на 4, так как для правильной работы СФ фаза несущей частоты сигнала должна находиться в пределах одной фазовой четверти и/или на пересечении двух смежных четвертей и соответствовать значению, представленному в следующей формуле:

$$f_{err} = \frac{1}{\tau_s \cdot N_{PN} \cdot 4} = \frac{f_s}{N_{PN} \cdot 4} = \frac{f_s}{11 \cdot 4} = \frac{f_s}{44}, \quad (1)$$

где f_{err} – значение максимальной исправляемой ошибки; f_s – частота символа кодовой последовательности; N_{PN} – количество элементов кодовой последовательности; для кода Баркера, используемого в модели, это число равно 11. Таким образом, при $f_s = 1$ МГц максимальная исправляемая ошибка равна 22,728 кГц.

Вся суть работы алгоритма сводится к решению о наличии ошибки: ошибка по частоте, ошибка по фазе или отсутствие ошибки.

Критическая ошибка по фазе: на протяжении всего цикла работы алгоритма отклик одной из квадратур сигнала не превышает порог. Результат работы – выдача значений амплитуд откликов, при помощи которых происходит восстановление сигнала в фазовой области, где каждая точка соответствует своей четверти. Результат работы алгоритма, на примере отклика СФ на код Баркера длиной 13, с исправлением ошибки по фазе, представлен на рис. 5.

Допустимая ошибка по фазе: на протяжении всего цикла работы алгоритма не изменяются отклики по амплитуде обеих квадратур. Результат – фиксируются значения амплитуд, по которым рассчитывается дельта откликов, с помощью которой восстанавливается значение фазы несущей частоты.

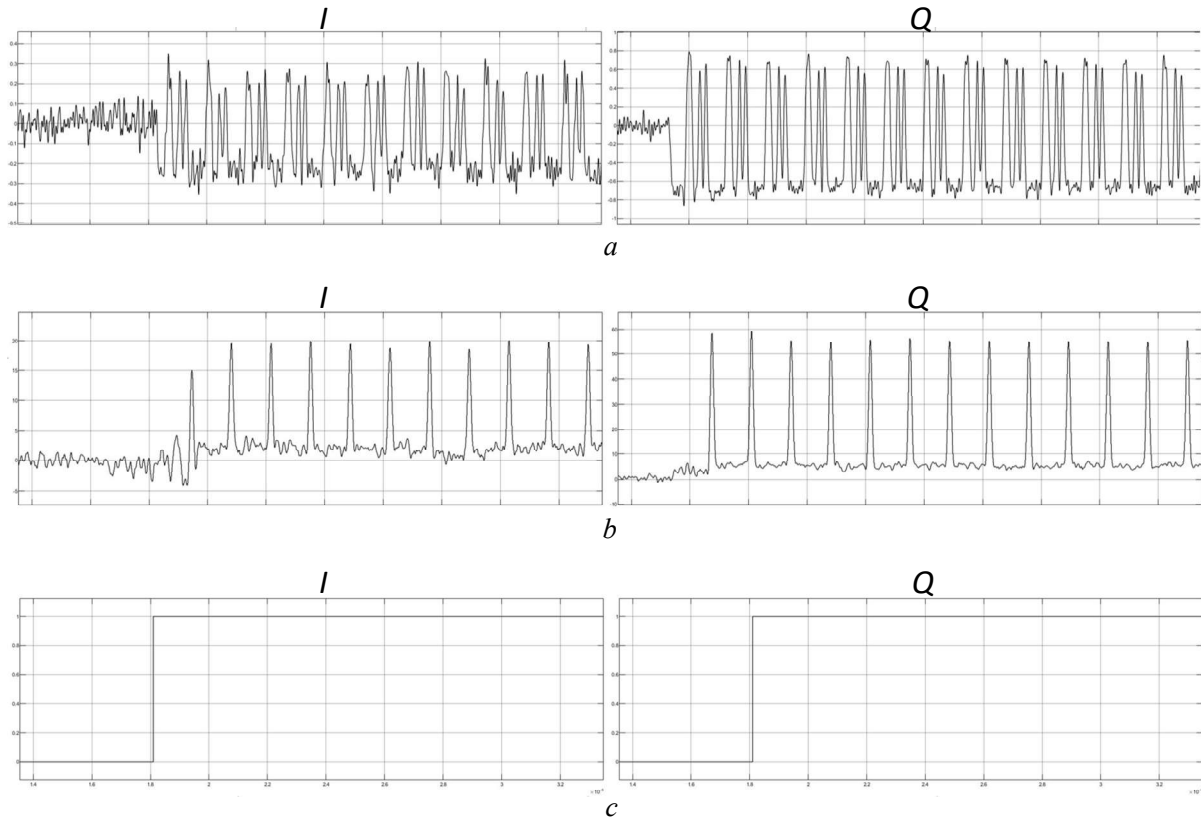


Рис. 5. Работа алгоритма в процессе захвата петли ФАПЧ при фазовой ошибке: *a* – сигналы I/Q квадратур; *b* – отклик СФ I/Q квадратур; *c* – сигнал о принятии решения I/Q квадратур
Fig. 5. Algorithm work in phase-lock PLL process with phase error: *a* – quadrature's signal; *b* – matched filter's reaction; *c* – solutions signal of algorithm

Как видно из рис. 5, *b*, в момент принятия решения по ошибке происходит мгновенное восстановление фазы сигнала, и затраты на восстановление фазы по времени эквивалентны времени, затраченному на операцию переключения фазового инкремента на NCO. Сигналы на рис. 5, *c* – это сигналы принятия решения алгоритмом, по которому происходит корректировка фазового инкремента NCO. Как видно из рис. 5, *a*, *b*, до момента принятия решения I квадратура имела нулевой отклик СФ, в момент принятия решения фаза сигнала была скорректирована к диапазону значений, при которых отклики квадратур сравнялись по амплитуде.

Ошибка по частоте: на протяжении всего цикла работы алгоритма изменяются отклики по амплитуде. Результат – фиксируется значение счетчика положения откликов во времени со значениями их амплитуд, по которым можно построить вектор изменения сигналов во времени, с помощью которого восстанавливается значение частоты несущей. На примере отклика СФ на код Баркера на рис. 6 и 7 представлен пример ошибки по частоте. Ошибка по частоте равна 22 кГц, которая в данной модели является критической для кода Баркера длиной 11.

На рис. 6, *a* продемонстрированы отклики СФ I и Q квадратур на код Баркера длиной 7. Как видно из рисунка, дельта амплитуд откликов СФ I и Q квадратур изменяется с 4000 до 0 (шаг сетки ~2000), т. е для такой последовательности ошибка по частоте не является критической при использовании алгоритма восстановления несущей, представленного на рис. 7.

На рис. 6, *b* продемонстрированы отклики СФ I и Q квадратур на код Баркера длиной 11. Как видно из рисунка, дельта амплитуд откликов СФ I и Q квадратур изменяется с 6000 до -3000 (шаг сетки ~ 2000), т.е. для такой последовательности ошибка по частоте является критической, так как согласно работе алгоритма восстановления несущей частоты, представленного на рис. 7, дельта амплитуд изменила значение на противоположное, что и является критерием определения критической ошибки по частоте.

На рис. 6, *c* продемонстрированы отклики СФ I и Q квадратур на код Баркера длиной 13. Как видно из рисунка, дельта амплитуд откликов СФ I и Q квадратур изменяется с ~ 8000 до ~ 4000 (шаг сетки ~ 2000). Для данной последовательности, в этих условиях моделирования, ошибка частоты больше критической, и решение по ошибке, которое получится в ходе работы алгоритма, будет неверным.

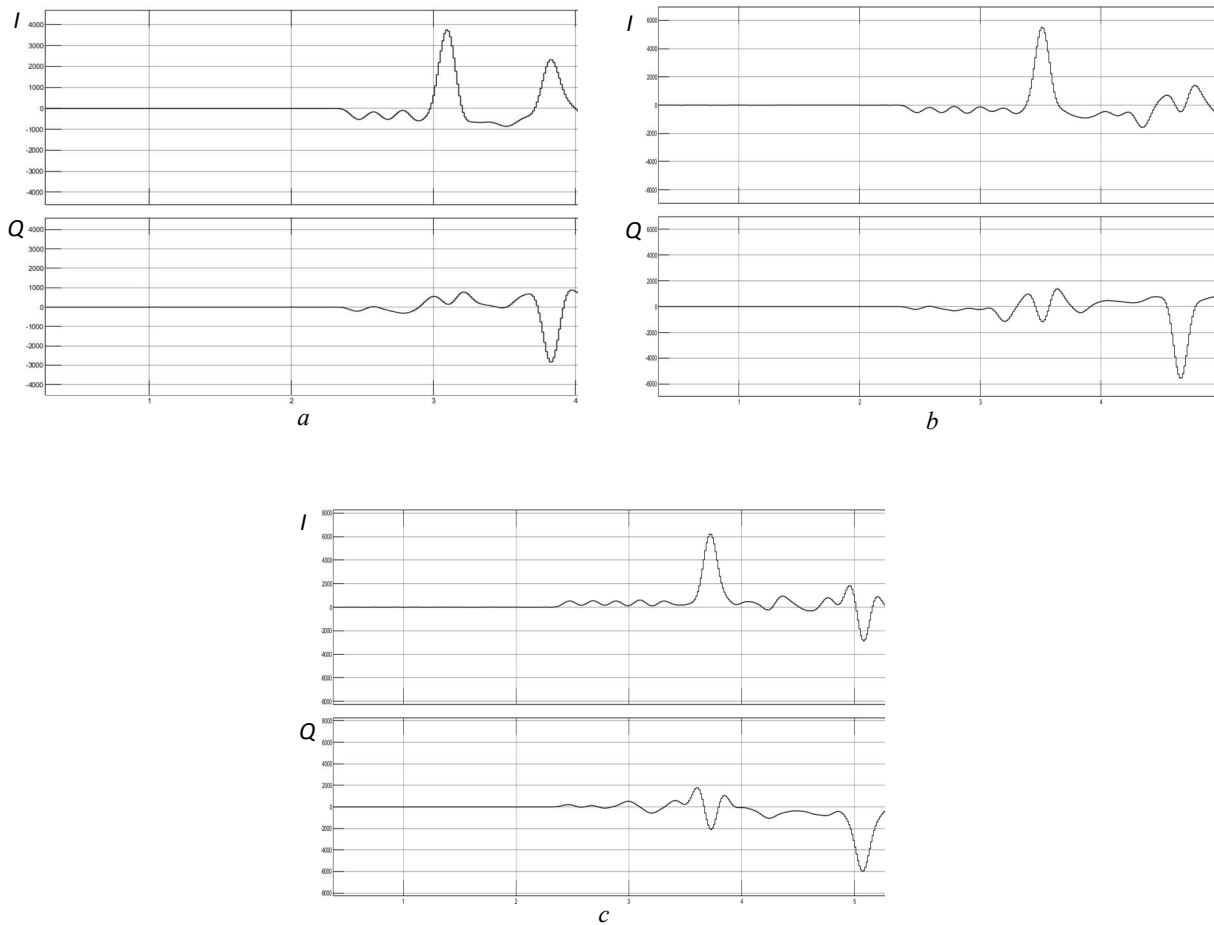


Рис. 6. Отклик СФ на код Баркера при ошибке по частоте 22кГц: *a* – длиной 7; *b* – длиной 11; *c* – длиной 13

Fig. 6. Matched filter reaction with 22 kHz frequency error for Barker code: *a* – length 7; *b* – length 11; *c* – length 13

На рис. 7 продемонстрирована работа алгоритма в процессе восстановления частоты несущей для кода Баркера длиной 11 и частотой отстройки, равной 22 кГц. Слева изображены сигналы для I квадратуры, справа – для Q квадратуры. Изображение «*a*» – сигнал квадратуры, изображение «*b*» – отклик СФ, изображение «*c*» – сигнал о принятии решения и старте коррективы частоты и фазы несущей.

Как видно из рис. 7, *в*, в момент принятия решения был исправлен фазовый инкремент NCO согласно частоте и фазе несущей частоты.

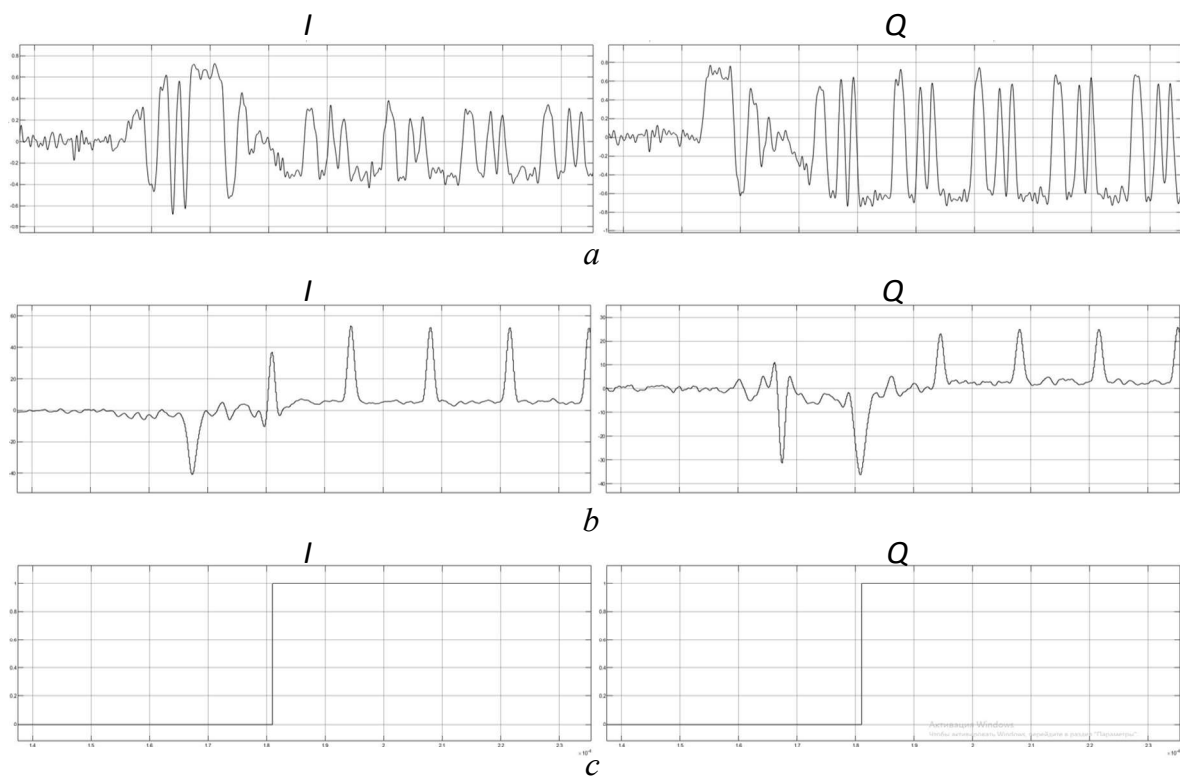


Рис. 7. Работа алгоритма в процессе захвата петли ФАПЧ при ошибке по частоте: *a* – сигнал квадратуры; *b* – отклик СФ; *c* – сигнал о принятии решения

Fig. 7. Algorithm work in phase-lock PLL process with frequency error: *a* – quadrature's signal; *b* – matched filter's reaction; *c* – solutions signal of algorithm

Заключение

Исходя из формулы (1) и результатов работы представленного алгоритма, получаем, что выбор псевдо-случайной последовательности (ПСП) для преамбулы сигнала сводится к определению решаемой проблемы: более точная подстройка начальной фазы сигнала или возможность восстановления большей ошибки по частоте. Получается, что чем длиннее ПСП, тем меньшую ошибку по частоте способен исправить алгоритм, но обладает большим разрешением по фазе, так как имеет более узкий основной лепесток отклика СФ. А чем короче ПСП, тем большую ошибку по частоте способен исправить алгоритм, но обладает меньшим разрешением по фазе, так как имеет более широкий основной лепесток отклика СФ.

Список литературы / References

1. Gardner F.M. *Phaselock Techniques*, 2nd ed. New York: John Wiley & Song Inc; 1979.
2. Sklar B., Harris J. *Digital Communication Fundamentals and Applications*, 3^d edition. 2020; ISBN: 9780134588636.
3. Kaiyu W., Zhiming S. *International Journal of Reconfigurable Computing*. Hindawi Publishing Corporation; 2014, Article ID 502942: 15. DOI: 10.1155/2014/502942.
4. Leonov G., Kuznetsov N., Yuldashev M. and Yuldashev R. Computation of the phase detector characteristic of a QPSK Costas loop. *Doklady Mathematics*; 2016;93(3):348-353. DOI: 10.1134/S1064562416030236.
5. Yuen J. *Autonomous Software-Defined Radio Receivers for Deep Space Applications*. Wiley; 2006.
6. Frantzeskakis E., Papathanasiou C., Doumenis D. *Single chip OQPSK modem appropriate for wireless burst data communications*. Orlando: Proceedings of the International Conference on Signal Processing Applications and Technology; 1999.

Вклад авторов

Матюшков А.Л. осуществил постановку задачи, проконтролировал выполнение расчетов и выполнил анализ полученных результатов.

Жук И.Н. выполнил расчеты и моделирование исследуемой модели, провел анализ полученных результатов.

Authors' contribution

Matiouchkov A.L. carried out the formulation of the problem, monitored the calculations and performed the analysis of the results obtained.

Zhuk I.N. performed calculations and modeling of the investigated model, as well as analyzed the results obtained.

Сведения об авторах

Матюшков А.Л., к.т.н., доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Жук И.Н., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Matiouchkov A.L., Cand. of Sci., Associate Professor at the Information Radioengineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Zhuk I.N., Postgraduate at the Information Radiotechnologies Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-33-322-21-95;
e-mail: i.nik.zhuk@gmail.com
Жук Илья Николаевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka St., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-33-322-21-95;
e-mail: i.nik.zhuk@gmail.com
Zhuk Ilya Nikolaevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-45-53>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.382.2

QoS МАРШРУТИЗАЦИЯ В СЕТЯХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Н.И. ЛИСТОПАД¹, О.А. ЛАВШУК²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

²Белорусская государственная академия связи (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 14 января 2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. С ростом требований к качеству обслуживания (QoS) в современных мультисервисных сетях все большее внимание уделяется средствам маршрутизации. С переходом к сетям нового поколения вопросы совершенствования алгоритмов и протоколов маршрутизации представляются особенно актуальными. Существующие алгоритмы маршрутизации разработаны достаточно полно и в целом функционируют эффективно в том случае, если оптимизация выбора маршрута осуществляется по одному параметру. В случае же многокритериальной маршрутизации специалисты сталкиваются с проблемой сведения многих критерий к единичному путем аддитивной свертки. Реже применяется мультипликативная свертка, так как не всегда возможно применить мультипликативное преобразование к реальным физическим процессам. Проблема применения мультипликативной свертки к различным требованиям заданного качества обслуживания состоит в выборе весовых коэффициентов для каждого из параметров. В данной работе проводится анализ выбора оптимального пути при многокритериальной маршрутизации с учетом весовых коэффициентов и стоимостных параметров на основании вышеизложенного двухуровневого подхода. Приводятся результаты численного моделирования поиска оптимального пути при различных значениях весовых коэффициентов и коэффициентов стоимости. Показано, что при выборе пути при многокритериальной оптимизации необходимо коэффициенты аддитивной свертки выбирать как произведение непосредственно весовых коэффициентов и коэффициентов стоимости. Установлено, что значение коэффициента вероятности прохождения пакетов влияет в большей степени на выбор оптимального пути, чем значения коэффициентов при параметрах задержки, вариации задержки и полосы пропускания.

Ключевые слова: качество обслуживания, задержка, джиттер (вариации задержки), полоса пропускания, вероятность потери (прохождения) пакетов, сервис-ориентированная архитектура.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Листопад Н.И., Лавшук О.А. QoS маршрутизация в сетях телекоммуникаций. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 45-53.

QoS ROUTING IN TELECOMMUNICATIONS NETWORKS

NIKOLAI I. LISTOPAD¹, OLGA A. LAVSHUK²

¹*Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)*

²*Belarusian State Academy of Communication (Minsk, Republic of Belarus)*

Submitted 14 January 2022

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. With the increasing demand for quality of service (QoS) in today's multiservice networks, more and more attention is paid to the routing facilities. With the transition to new generation networks, the issues of improving routing algorithms and protocols seem to be especially relevant. The existing routing algorithms have been developed quite fully and, on the whole, function effectively if the optimization of the route selection is carried out according to one parameter. In the case of multi-criteria routing, specialists are faced with the problem of reducing many criteria to a single one by means of additive convolution. Less commonly, multiplicative convolution is used, since it is not always possible to apply multiplicative transformation to real physical processes. The problem of applying multiplicative convolution to various QoS requirements is to choose the weight coefficients for each of the parameters. In this paper, we analyze the choice of the optimal path for multi-criteria routing, taking into account the weight coefficients and cost parameters on the basis of the above two-level approach. The results of numerical modeling of the search for the optimal path for various values of weight coefficients and cost coefficients are presented. It is shown that when choosing a path for multi-criteria optimization, it is necessary to choose the coefficients of the additive convolution as the product of the weight coefficients and the cost coefficients directly. It has been found that the value of the probability of packet transmission affects to a greater extent the choice of the optimal path than the values of the coefficients for the parameters of delay, delay variation, and bandwidth.

Keywords: quality of service, delay, jitter (delay variations, bandwidth, probability of packet loss (passage), service-oriented architecture.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Listopad N.I., Lavshuk O.A. QoS Routing in Telecommunications Networks. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 45-53.

Введение

С ростом требований к качеству обслуживания (QoS) в современных мультисервисных сетях все большее внимание уделяется средствам маршрутизации. Маршрутизация, являясь одним из наиболее действенных механизмов обеспечения заданного качества обслуживания, на практике же выполняет данную функцию рамках существующих протоколов маршрутизации не всегда эффективно. С переходом к сетям нового поколения вопросы совершенствования алгоритмов и протоколов представляются особенно актуальными. Существующие алгоритмы маршрутизации разработаны достаточно полно и в целом функционируют эффективно в том случае, если оптимизация выбора маршрута осуществляется по одному параметру. В случае же многокритериальной маршрутизации специалисты сталкиваются с проблемой сведения многих критериев к единичному путем аддитивной свертки. Реже применяется мультипликативная свертка, так как не всегда возможно применить мультипликативное преобразование к реальным физическим процессам. Проблема применения мультипликативной свертки к различным требованиям заданного качества обслуживания состоит в выборе весовых коэффициентов для каждого из параметров. На сегодняшний день четкой методики выбора таких коэффициентов не разработано, и решение имеется лишь для некоторых частных случаев в форме рекомендаций. Проблема усложняется еще и тем, что при выборе того или иного пути наряду с техническими требованиями возникает необходимостью учета стоимостных показателей. Для ее решения

более эффективным представляется подход, базирующейся на сервис-ориентированной архитектуре, которая представляется в виде двух уровней: а) уровень резервирования необходимых телекоммуникационных ресурсов для обеспечения заданного качества обслуживания; б) уровень предоставления соответствующих телекоммуникационных услуг для обеспечения требуемого качества обслуживания.

Моделирование процессов выбора оптимального пути

Рассмотрим процесс передачи данных между узлами в телекоммуникационной сети, представленной в виде графа $G(V, E)$ с 9 узлами сети, где V – множество узлов сети, E – множество дуг $e_{i,j}$, соединяющих узлы $i, j \in V$, телекоммуникационной сети (рис. 1) [1–3].

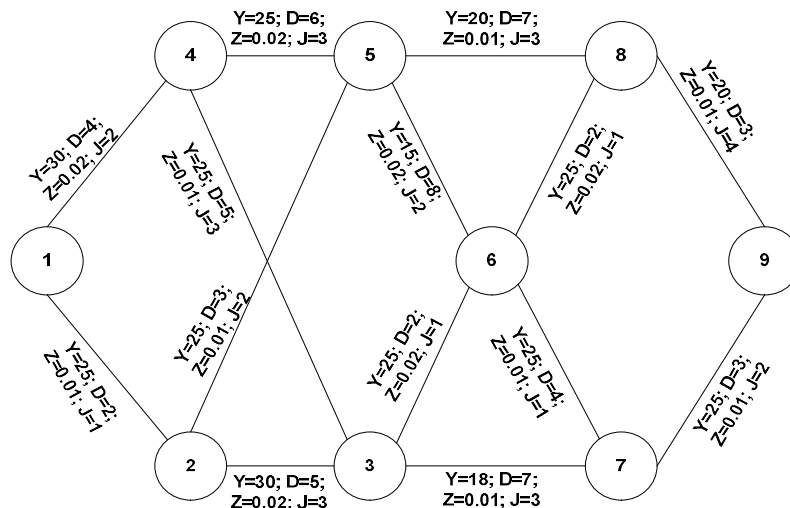


Рис. 1. Схема сети телекоммуникаций для 9 узлов
Fig. 1. Telecommunication network diagram for 9 nodes

В качестве QoS-параметров каждого ребра графа выделены полоса пропускания Y_e , задержка D_e , вариация задержки J_e и вероятность потери пакетов Z_e . На рис. 1 численные значения QoS-параметров представлены в относительных единицах.

Для каждого из возможных путей из узла источника s в узел получения t справедливы следующие соотношения [2]:

$$Y_{s,t} = \max_{e \in P} \{Y_e\}; D_{s,t} = \sum_{e \in P} D_e; J_{s,t} = \sum_{e \in P} J_e; Z_{s,t} = 1 - \prod_{e \in P} (1 - Z_e). \quad (1)$$

Для удобства дальнейшего анализа вероятность потери пакетов Z_e будем рассматривать как логарифм вероятности прохождения пакетов $X_e = \ln(1 - Z_e)$ [4]. Такой подход удобен тем, что значение данного параметра на всем пути маршрутизации можно вычислять суммированием:

$$X_{s,t} = \sum_{e \in p} X_e. \quad (2)$$

Если на всем пути p для каждого QoS-параметра будут выполнены ограничения вида

$$Y_{s,t} \geq Y^{\min}; X_{s,t} \geq X^{\max}; D_{s,t} \leq D^{\max}; J_{s,t} \leq J^{\max}, \quad (3)$$

то такой путь называют QoS-осуществимым путем.

Учет нескольких QoS-параметров и различных требований приложений к значениям этих параметров значительно усложняет задачу маршрутизации. Для ее решения более эффективным

представляется подход, базирующейся на сервис-ориентированной архитектуре (SOA) [4]. Следуя методике, изложенной в [4], SOA можно представить в виде двух уровней:

- а) уровень резервирования необходимых телекоммуникационных ресурсов для обеспечения заданного качества обслуживания;
- б) уровень предоставления соответствующих телекоммуникационных услуг для обеспечения требуемого качества обслуживания.

Другими словами, необходимо выбрать такой путь (пути), чтобы было обеспечено выполнение основных QoS-требований вида (3) [4].

Пусть $P_{fes}(s,t)$ есть множество QoS-осуществимых путей из s в t . Тогда проблема QoS-маршрутизации может быть сформулирована как модель оптимальной маршрутизации, рассматриваемая на множестве QoS-осуществимых путей $P_{fes}(s,t)$.

Для решения задачи можно использовать эвристический алгоритм, представляющий собой модификацию алгоритма Дейкстры [2].

Предложенная далее модификация алгоритма Дейкстры позволяет выбирать кратчайший путь не только с учетом требований заданного качества обслуживания и среди множества QoS-осуществимых путей, но и также учитывать стоимость выбираемого маршрута передачи информации.

Для нахождения оптимального пути будем использовать следующую свертку:

$$r = \max(w_Y \frac{Y_{s,t} - Y^{\min}}{Y^{\max} - Y^{\min}} + w_D \frac{D^{\max} - D_{s,t}}{D^{\max} - D^{\min}} + w_J \frac{J^{\max} - J_{s,t}}{J^{\max} - J^{\min}} + w_X \frac{X_{s,t} - X^{\min}}{X^{\max} - X^{\min}}). \quad (4)$$

В формуле (4) значения $D^{\min} = 14$, $J^{\min} = 7$, $X^{\max} = \ln(1 - 0,12) = -0,12783$ выбраны исходя из рассчитанных значений QoS-параметров в рассматриваемой топологии сети рис. 1.

Задачей второго уровня является предоставление из набора зарезервированных самих услуг [1].

$$r = \min \sum_{e \in P} \sum_{k=1}^m k_p(e) x_p(e) + d_k(e) L_k(e), \quad (5)$$

где $k_p(e)$ – стоимость выбора пути на всем отрезке от s до t ; $x_p(e) \in (0,1)$; $d_k(e)$ – единица дополнительной стоимости, необходимой для обеспечения QoS-требования; $L_k(e)$ – емкости зарезервированных телекоммуникационных ресурсов (в относительных единицах), необходимых для обеспечения заданного качества обслуживания: полосы пропускания, величины задержки, джиттера, вероятности потерь пакетов; m – количество QoS требований, в нашем случае $m = 4$. Для $L_k(e)$ справедливо следующее: если $x_p(e) = 0$, то $L_k(e) = 0$; если $x_p(e) = 1$, то $L_k(e) \geq 0$ [4].

Дальнейшая модификация алгоритма выбора кратчайшего пути состоит в том, чтобы из всех возможных путей, являющихся кратчайшими и удовлетворяющих требованиям заданного качества обслуживания QoS, выбрать такие из них, которые при этом обладали бы минимальной стоимостью. С учетом требований минимальной стоимости формула (4) может быть модифицирована следующим образом:

$$r = w_Y \cdot d_Y \cdot \frac{Y_{s,t} - Y^{\min}}{Y^{\max} - Y^{\min}} + w_D \cdot d_D \cdot \frac{D^{\max} - D_{s,t}}{D^{\max} - D^{\min}} + w_J \cdot d_J \cdot \frac{J^{\max} - J_{s,t}}{J^{\max} - J^{\min}} + w_X \cdot d_X \cdot \frac{X_{s,t} - X^{\min}}{X^{\max} - X^{\min}}, \quad (6)$$

где d_i – стоимости резервирования (использования) соответствующих телекоммуникационных ресурсов. Таким образом, при примерно одинаковых значениях функции, определяющей выбор кратчайшего пути, выбирается тот путь, стоимость которого минимальна. При этом справедливо следующее соотношение: если $k_{p1}(e) < k_{p2}(e)$, то $d_{k1}(e) > d_{k2}(e)$. Другими словами, чем меньше стоимость, тем больше коэффициент $d_k(e)$.

Алгоритм нахождения оптимального пути состоит в следующем: выбор и ввод предельных значений параметров QoS (полосы пропускания, задержки, джиттера, вероятности прохождения пакетов); нахождение свертки функции r с целью определения множества QoS-осуществимых путей.

Введем граничные значения QoS-параметров для топологии пути рис. 1: $D^{\max} = 25$, $Y^{\min} = 19$, $Y^{\max} = 28$, $J^{\max} = 20$, $X^{\min} = \ln(1-0,1) = -0,10536$. В результате расчета было выбрано шесть путей, удовлетворяющих требованиям заданного качества обслуживания (3): P3(1-2-5-8-9), P6(1-2-3-6-7-9), P7(1-2-3-6-8-9), P9(1-4-5-8-9), P11(1-4-3-6-7-9), P12(1-4-3-6-8-9).

Результаты расчета QoS-параметров для выбранных путей и предельных значений параметров QoS представлены в табл. 1.

Таблица 1. Расчет QoS-параметров
Table 1. The calculation of QoS parameters

| Путь (Path) | D | Y | J | X |
|------------------|-----|-----|-----|---------|
| P3(1-2-5-8-9) | 15 | 20 | 7 | -0,0402 |
| P6(1-2-3-6-7-9) | 16 | 25 | 8 | -0,0706 |
| P7(1-2-3-6-8-9) | 14 | 20 | 7 | -0,0807 |
| P9(1-4-5-8-9) | 20 | 20 | 8 | -0,0605 |
| P11(1-4-3-6-7-9) | 18 | 25 | 9 | -0,0706 |
| P12(1-4-3-6-8-9) | 16 | 20 | 8 | -0,0807 |

Численные эксперименты по выбору оптимального пути

Выполним расчет аддитивной свертки (4) при различных значениях весовых коэффициентов (табл. 2). Оптимальный путь для наглядности выделен в таблице темным цветом. Выбор весовых коэффициентов осуществлялся произвольным образом с учетом того, что их сумма не должна быть больше единицы. Основная цель построения табл. 2 и 3 – выбор путей по топологии рис. 1, отвечающих требованиям заданного качества обслуживания по пропускной способности, задержке, вариации задержки и вероятности потерь.

Таблица 2. Результаты расчета аддитивной свертки при изменении весовых коэффициентов
Table 2. The results of calculating the additive convolution when changing the weight coefficients

| w_Y | w_D | w_J | w_X | P3 | P6 | P7 | P9 | P11 | P12 |
|-------|-------|-------|-------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 0,7 | 0,1 | 0,1 | 0,1 | -0,0213 | 0,4859 | 0,1681 | 0,0159 | 0,4600 | 0,1422 |
| 0,1 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | -0,2860 | 0,1244 | 0,2820 | -0,1744 | 0,0468 | 0,2044 |
| 0 | 0,8 | 0,1 | 0,1 | 0,5373 | 0,5920 | 0,7903 | 0,2564 | 0,4388 | 0,6372 |
| 0,6 | 0,2 | 0,2 | 0 | 0,4485 | 0,7483 | 0,4667 | 0,3422 | 0,6965 | 0,4149 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0,1111 | 0,6667 | 0,1111 | 0,1111 | 0,6667 | 0,1111 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0,9091 | 0,8182 | 1,0000 | 0,4545 | 0,6364 | 0,8182 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1,0000 | 0,9231 | 1,0000 | 0,9231 | 0,8462 | 0,9231 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | -2,8995 | -1,5487 | -1,0970 | -1,9959 | -1,5487 | -1,0970 |
| 0,5 | 0,5 | 0 | 0 | 0,5101 | 0,7424 | 0,5556 | 0,2828 | 0,6515 | 0,4646 |
| 0 | 0,5 | 0,5 | 0 | 0,9545 | 0,8706 | 1,0000 | 0,6888 | 0,7413 | 0,8706 |
| 0 | 0 | 0,5 | 0,5 | -0,9497 | -0,3128 | -0,0485 | -0,5364 | -0,3513 | -0,0869 |
| 0,5 | 0 | 0 | 0,5 | -1,3942 | -0,4410 | -0,4929 | -0,9424 | -0,4410 | -0,4929 |
| 0,25 | 0,25 | 0,25 | 0,25 | -0,2198 | 0,2148 | 0,2535 | -0,1268 | 0,1501 | 0,1889 |
| 0,33 | 0,33 | 0,33 | 0 | 0,6667 | 0,7946 | 0,6967 | 0,4913 | 0,7092 | 0,6113 |
| 0 | 0,33 | 0,33 | 0,33 | -0,3268 | 0,0635 | 0,2980 | -0,2040 | -0,0218 | 0,2126 |
| 0,33 | 0,33 | 0 | 0,33 | -0,6202 | -0,0211 | 0,0047 | -0,4720 | -0,0811 | -0,0553 |

Из результатов, приведенных в табл. 2, можно заметить, что чаще в качестве оптимального пути для заданной топологии и предельных значениях параметров QoS выбираются пути P6(1-2-3-6-7-9) и P7(1-2-3-6-8-9). Также следует отметить, что, когда весовой коэффициент для пропускной способности является наибольшим, можно выбрать любой путь из двух удовлетворяющих критериям P6(1-2-3-6-7-9) или P11(1-4-3-6-7-9), так как эти пути имеют максимальную пропускную способность (табл. 1).

С учетом значений стоимостных коэффициентов с помощью алгоритма Дейкстры выполним расчет аддитивной свертки по формуле (6) (табл. 3). Значения d_j были выбраны произвольным образом с учетом того, что сумма стоимостных коэффициентов не должна превышать 1. Оптимальные пути выделены в таблице темным цветом (табл. 3-4).

Таблица 3. Результаты расчета аддитивной свертки при изменении стоимостных коэффициентов:
 $d_Y = 0,2; d_D = 0,3; d_J = 0,3; d_X = 0,2$

Table 3. The results of calculating the additive convolution when changing the cost coefficients:
 $d_Y = 0,2; d_D = 0,3; d_J = 0,3; d_X = 0,2$

| w_Y | w_D | w_J | w_X | P3 | P6 | P7 | P9 | P11 | P12 |
|-------|-------|-------|-------|---------|---------|---------|---------|---------|--------|
| 0,7 | 0,1 | 0,1 | 0,1 | 0,0148 | 0,1146 | 0,0536 | 0,0170 | 0,1068 | 0,0490 |
| 0,1 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | 0,0001 | 0,0771 | 0,1164 | 0,0065 | 0,0538 | 0,1027 |
| 0 | 0,8 | 0,1 | 0,1 | 0,1902 | 0,1931 | 0,2481 | 0,0969 | 0,1471 | 0,1091 |
| 0,6 | 0,2 | 0,2 | 0 | 0,1279 | 0,1845 | 0,1333 | 0,0960 | 0,1690 | 0,0709 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0,0222 | 0,1333 | 0,0222 | 0,0222 | 0,1333 | 0,0222 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0,2727 | 0,2455 | 0,3000 | 0,1364 | 0,1909 | 0,1080 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0,3000 | 0,2769 | 0,3000 | 0,2769 | 0,2538 | 0,1800 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | -0,5799 | -0,3097 | -0,2194 | -0,3992 | -0,3097 | 0,0468 |
| 0,5 | 0,5 | 0 | 0 | 0,1475 | 0,1894 | 0,1611 | 0,0793 | 0,1621 | 0,0651 |
| 0 | 0,5 | 0,5 | 0 | 0,2864 | 0,2612 | 0,3000 | 0,2066 | 0,2224 | 0,1440 |
| 0 | 0 | 0,5 | 0,5 | -0,1399 | -0,0164 | 0,0403 | -0,0611 | -0,0279 | 0,1134 |
| 0,5 | 0 | 0 | 0,5 | -0,2788 | -0,0882 | -0,0986 | -0,1885 | -0,0882 | 0,0345 |
| 0,25 | 0,25 | 0,25 | 0,25 | 0,0038 | 0,0865 | 0,1007 | 0,0091 | 0,0671 | 0,0893 |
| 0,33 | 0,33 | 0,33 | 0 | 0,1963 | 0,2164 | 0,2053 | 0,1437 | 0,1908 | 0,1024 |
| 0 | 0,33 | 0,33 | 0,33 | -0,0024 | 0,0702 | 0,1256 | 0,0047 | 0,0446 | 0,1105 |
| 0,33 | 0,33 | 0 | 0,33 | -0,0940 | 0,0228 | 0,0339 | -0,0794 | 0,0048 | 0,0584 |

Таблица 4. Результаты расчета аддитивной свертки с учетом стоимостных коэффициентов:
 $d_Y = 0,3; d_D = 0,1; d_J = 0,2; d_X = 0,4$

Table 4. The results of calculating the additive convolution when changing the cost coefficients:
 $d_Y = 0,3; d_D = 0,1; d_J = 0,2; d_X = 0,4$

| w_Y | w_D | w_J | w_X | P3 | P6 | P7 | P9 | P11 | P12 |
|-------|-------|-------|-------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 0,7 | 0,1 | 0,1 | 0,1 | -0,0636 | 0,1047 | 0,0095 | -0,0335 | 0,1013 | 0,0061 |
| 0,1 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | -0,2573 | -0,0859 | -0,0383 | -0,1672 | -0,0960 | -0,0484 |
| 0 | 0,8 | 0,1 | 0,1 | -0,0233 | 0,0220 | 0,0561 | -0,0250 | 0,0059 | 0,0400 |
| 0,6 | 0,2 | 0,2 | 0 | 0,0782 | 0,1733 | 0,0800 | 0,0660 | 0,1666 | 0,0733 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0,0333 | 0,2000 | 0,0333 | 0,0333 | 0,2000 | 0,0333 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0,0909 | 0,0818 | 0,1000 | 0,0455 | 0,0636 | 0,0818 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0,2000 | 0,1846 | 0,2000 | 0,1846 | 0,1692 | 0,1846 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | -1,1598 | -0,6195 | -0,4388 | -0,7984 | -0,6195 | -0,4388 |
| 0,5 | 0,5 | 0 | 0 | 0,0621 | 0,1409 | 0,0667 | 0,0394 | 0,1318 | 0,0576 |
| 0 | 0,5 | 0,5 | 0 | 0,1455 | 0,1332 | 0,1500 | 0,1150 | 0,1164 | 0,1332 |
| 0 | 0 | 0,5 | 0,5 | -0,4799 | -0,2174 | -0,1194 | -0,3069 | -0,2251 | -0,1271 |
| 0,5 | 0 | 0 | 0,5 | -0,5632 | -0,2097 | -0,2027 | -0,3825 | -0,2097 | -0,2027 |
| 0,25 | 0,25 | 0,25 | 0,25 | -0,2089 | -0,0383 | -0,0264 | -0,1337 | -0,0467 | -0,0348 |
| 0,33 | 0,33 | 0,33 | 0 | 0,1070 | 0,1539 | 0,1100 | 0,0869 | 0,1428 | 0,0989 |
| 0 | 0,33 | 0,33 | 0,33 | -0,2867 | -0,1165 | -0,0458 | -0,1875 | -0,1276 | -0,0569 |
| 0,33 | 0,33 | 0 | 0,33 | -0,3417 | -0,1114 | -0,1008 | -0,2375 | -0,1174 | -0,1068 |

Из полученных расчетов видно (анализ табл. 3, 4), что при различных заданных комбинациях весовых коэффициентов w_J и коэффициентов стоимости d_J значения аддитивной свертки и соответственно выбор оптимального пути с учетом требований только QoS отличается от случаев, когда коэффициенты стоимости не учитываются (равны единице). Из выражения (6) также следует, что весовые коэффициенты и коэффициенты стоимости перемножаются, т. е. при расчете аддитивной свертки для поиска оптимального пути корректным решением является учет коэффициентов в виде следующего произведения: $w_J = w_J \cdot d_J$.

Проанализируем значения аддитивной свертки r для двух путей P6 и P7, меняя значения весовых коэффициентов задержки w_D и полосы пропускания w_Y , принимая при этом значения $w_J = w_X = 0,1$ (табл. 5, рис. 2).

Таблица 5. Результаты расчета r при изменении w_D
Table 5. Results of calculating r when changing w_D

| w_Y | 0,7 | 0,6 | 0,5 | 0,4 | 0,3 | 0,2 | 0,1 |
|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| w_D | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,6 | 0,7 |
| $r(P6)$ | 0,486 | 0,501 | 0,516 | 0,531 | 0,547 | 0,562 | 0,577 |
| $r(P7)$ | 0,168 | 0,257 | 0,346 | 0,435 | 0,524 | 0,613 | 0,701 |

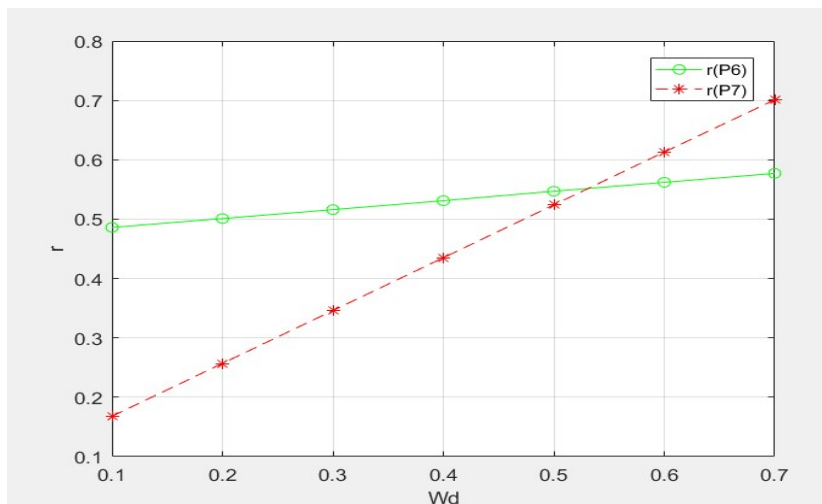


Рис. 2. Зависимость функции r от коэффициента задержки w_D
Fig. 2. Dependence of the function r on the delay coefficient w_D

Из представленных на рис. 2 зависимостей следует, что аддитивная свертка при вариации весовых коэффициентов задержки изменяется линейно, но для разных путей эти изменения могут быть различными и зависят от параметров самого пути.

Зависимости аддитивной свертки от вариации коэффициента w_J представлены в табл. 6 и на рис. 3. Принимаем значения $w_Y = w_X = 0,1$. Как следует из рис. 3., зависимость также линейная.

Таблица 6. Результаты расчета r при изменении w_J
Table 6. Results of calculating r when changing w_J

| w_J | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,6 | 0,7 |
|---------|--------|--------|--------|-------|-------|-------|-------|
| w_D | 0,7 | 0,6 | 0,5 | 0,4 | 0,3 | 0,2 | 0,1 |
| $r(P7)$ | -0,557 | -0,347 | -0,137 | 0,072 | 0,282 | 0,492 | 0,701 |

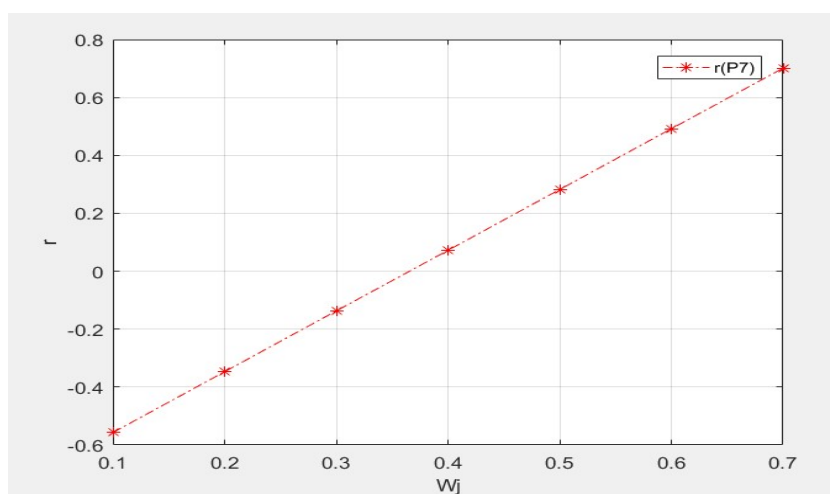


Рис. 3. Зависимость функции r от коэффициента вариации задержки w_J
Fig. 3. Dependence of the function r on the delay variation coefficient w_J

Зависимости аддитивной свертки от вариации коэффициента w_x представлены в табл. 7 и на рис. 4. Принимаем значения $w_J = w_D = 0,1$. Как следует из рис. 4, зависимость также линейная.

Таблица 7. Результаты расчета r при изменении w_x
Table 7. Calculating results of r when changing w_x

| | | | | | | | |
|---------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| w_y | 0,7 | 0,6 | 0,5 | 0,4 | 0,3 | 0,2 | 0,1 |
| w_x | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,6 | 0,7 |
| $r(P3)$ | -0,021 | -0,322 | -0,623 | -0,924 | -1,225 | -1,527 | -1,828 |

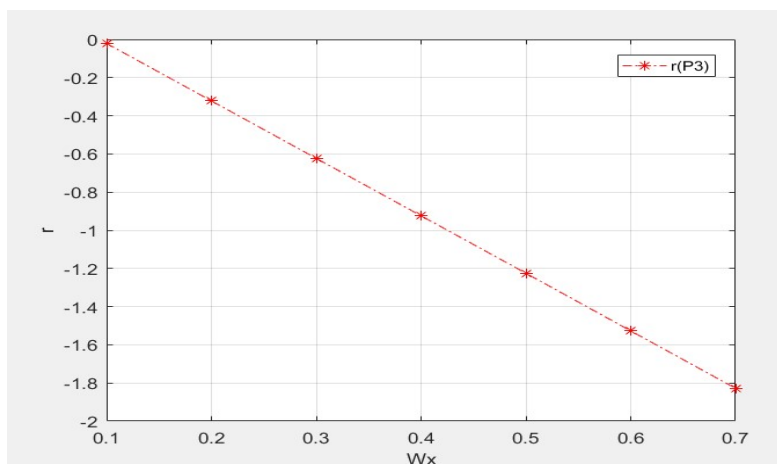


Рис. 4. Зависимость функции r от коэффициента вероятности прохождения пакетов w_x

Fig. 4. Dependence r on the coefficient of the probability of transmission of packets w_x

Как следует из представленных зависимостей, изменения аддитивной свертки линейны, однако характер этих изменений отличается: если в двух предыдущих случаях параметр r с ростом весовых коэффициентов линейно возрастал, то в данном случае этот коэффициент линейно падает.

Заключение

Результаты проведенных исследований позволяют сделать следующие выводы:

1. Выбор оптимального пути с учетом требований заданного качества обслуживания осуществляется по наибольшему значению коэффициента r аддитивной свертки среди QoS-осуществимых путей. Весовые коэффициенты для каждого параметра целесообразно выбирать как интегральные весовые коэффициенты, равные произведению непосредственно весовых коэффициентов и коэффициентов стоимости.

2. Изменяя весовые коэффициенты по определенному алгоритму, можно получить набор маршрутов для предоставления различных услуг в мультисервисной сети в зависимости от требований тех или иных приложений.

3. При увеличении весовых коэффициентов по задержке, вариации задержки и пропускной способности величина аддитивной свертки возрастает, при увеличении же коэффициента вероятности прохождения пакетов аддитивная свертка снижается. Поскольку оптимальный путь всегда выбирается с наибольшим значением аддитивной свертки, следовательно, значение коэффициента вероятности прохождения пакетов влияет в большей степени на выбор оптимального пути, чем остальные коэффициенты.

Список литературы

1. Листопад Н.И., Величkevич И.О. Оптимальная маршрутизация информационных потоков с учетом параметров QoS. Доклады БГУИР. 2012;4(66):111-116.
2. Листопад Н.И., Воротницкий Ю.И., Хайдер А.А. Маршрутизация в мультисервисных сетях телекоммуникаций на основе модифицированного алгоритма Дейкстры. Вестник БГУ. Сер. 1, Физика. Математика. Информатика. 2015;1:70-76.

3. Girlich E., Kovalev M.M., Listopad N.I. Optimal choice of the capacities of telecommunication networks to provide QoS-routing. *Otto-von-Guericke- Universitat Magdeburg (Germany), Preprint*. 2009;21:14.
4. Cardeltini V., Casalicchio E., Grassi V., Presti F.L., Mirandola R. A Scalable Approach to QoS-Aware Self-adaptation in Service-Oriented Architectures. *Quality of Service in Heterogeneous Networks. 6th International ICST Conference on Heterogeneous Networking for Quality, Reliability, Security and Robustness, Q Shine 2009 and 3rd International Workshop on Advanced Architectures and Algorithms for Internet Delivery and Applications, AAA-IDEA 2009, Las Palmas, Gran Canaria*. 2009:431-447.

References

1. Listopad N.I., Velichkevich I.O. Optimal routing of information flows taking into account QOS parameters. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2012;4(66):111-116. (In Russ.)
2. Listopad N.I., Vorotnitsky Yu.I., Haider A.A. Routing in multiservice telecommunication networks based on the modified Dijkstra's algorithm. *Vestnik BSU. Ser. 1, Physics. Mathematics. Informatics*. 2015;1:70-76. (In Russ.)
3. Girlich E., Kovalev M.M., Listopad N.I. Optimal choice of the capacities of telecommunication networks to provide QoS-routing. *Otto-von-Guericke- Universitat Magdeburg (Germany), Preprint N 21*. 2009;21:14.
4. Cardeltini V., Casalicchio E., Grassi V., Presti F.L., Mirandola R.. A Scalable Approach to QoS-Aware Self-adaptation in Service-Oriented Architectures. *Quality of Service in Heterogeneous Networks. 6th International ICST Conference on Heterogeneous Networking for Quality, Reliability, Security and Robustness, Q Shine 2009 and 3rd International Workshop on Advanced Architectures and Algorithms for Internet Delivery and Applications, AAA-IDEA 2009, Las Palmas, Gran Canaria*. 2009:431-447.

Вклад авторов

Листопад Н.И. провел теоретическое обоснование исследуемой проблемы, разработал модели выбора оптимального пути, разработал заключение, провел анализ полученных результатов.

Лавшук О.А. провела численные эксперименты по выбору оптимального пути, проводила анализ полученных результатов и разработала рекомендации по выбору оптимального пути.

Authors' contribution

Listopad N.I. carried out a theoretical substantiation of the problem under study, developed a model for choosing the optimal path, developed a conclusion, as well as analyzed the results obtained.

Lavshuk O.A. conducted numerical experiments on choosing the optimal path, analyzed the results obtained, and developed recommendations for choosing the optimal path.

Сведения об авторах

Листопад Н.И., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лавшук О.А., аспирантка кафедры математики и физики Белорусской государственной академии связи.

Information about the authors

Listopad N.I., Dr of Sci., Professor, Head of the Department of Information Radiotechnologies, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Lavshuk O.A., Postgraduate at the Department of Mathematics and Physics of the Belarusian State Academy of Telecommunications.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-17-293-23-04;
e-mail: listopad@bsuir.by
Листопад Николай Измаилович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka St., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. + 375-17-293-23-04;
e-mail: listopad@bsuir.by
Listopad Nikolai Izmailovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-54-62>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.391.82

НЕОБХОДИМЫЕ ОГРАНИЧЕНИЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ (СОТОВОЙ) СВЯЗИ 4G/5G ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИХ БЕЗОПАСНОСТИ ДЛЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ

В.И. МОРДАЧЕВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 15 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Реализация планов интенсивного развития технологий, систем и услуг мобильной (сотовой) связи (СС) четвертого (4G) и пятого (5G) поколений, а к 2030 году и шестого поколения (6G), предполагающая увеличение на много порядков скоростей передачи данных по радиоканалам пользовательских интерфейсов, без принятия специальных мер и ограничений может сопровождаться значительным увеличением мощности электромагнитного излучения абонентского оборудования. Эта мощность, верхние пределы которой определены на уровне 23–26 дБм, что превышает безопасные уровни для населения, определяет степень приемлемости добровольных экологических рисков от внедрения 4G/5G/6G во все сферы человеческой деятельности. Цель работы – оценка ожидаемых ограничений на системные характеристики мобильной связи 4G/5G при использовании безопасных для населения уровней мощности электромагнитного излучения абонентских устройств. В качестве анализируемых характеристик систем мобильной связи рассмотрены максимальная дальность связи, максимально допустимая скорость передачи данных и допустимый относительный уровень внутрисетевых помех. Количественный системный анализ этих ограничений, результаты которого приведены в данной работе, позволяет обосновать необходимые системные, технические и организационные решения, направленные на обеспечение требуемого уровня электромагнитной безопасности потребителей услуг 4G/5G/6G в условиях быстрого развития этих систем без ущерба эффективности технологий информационного обслуживания современного общества.

Ключевые слова: мобильная связь, 4G, 5G, 6G, абонентское устройство, электромагнитное излучение, мощность, распространение радиоволн, электромагнитная экология, электромагнитная безопасность.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Мордачев В.И. Необходимые ограничения на характеристики систем мобильной (сотовой) связи 4G/5G для обеспечения их безопасности для пользователей. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 54-62.

REQUIRED RESTRICTIONS ON CHARACTERISTICS OF 4G/5G MOBILE (CELLULAR) COMMUNICATIONS TO ENSURE THEIR SAFETY FOR USERS

VLADIMIR I. MORDACHEV

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 15 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. Implementation of intensive development of technologies, systems, and services of mobile (cellular) communications (CC) of the fourth (4G) and fifth (5G), and by 2030 also the sixth (6G) generation, implying an increase by many orders of magnitude in the data transmission rates over radio channels of user interfaces, without adopting special measures and restrictions may be accompanied by a significant increase in the power of electromagnetic radiation of subscriber devices. This power, the upper limits of which are determined at the level of 23–26 dBm, that exceeds the safe levels for the population, determines the degree of acceptability of voluntary environmental risks from the penetration of 4G/5G/6G technologies and services into all spheres of human activity. The goal of the work is to assess the expected limitations on system characteristics of 4G/5G mobile communications when using population friendly electromagnetic radiation power levels of the user's radio equipment. As the analyzed characteristics of mobile communication systems, the maximum communication range, the maximum allowable data transmission rate and the allowable relative level of intranet interference are considered. A quantitative systemic analysis of these limitations, the results of which are presented in this work, makes it possible to substantiate the necessary system, technical and organizational solutions aimed at ensuring the necessary level of electromagnetic safety for consumers of 4G/5G/6G services in the context of the rapid development of these systems without compromising the efficiency of technologies of information services for modern society.

Keywords: mobile communications, 4G, 5G, 6G, user's equipment, electromagnetic radiation, power, radio waves propagation, electromagnetic ecology, electromagnetic safety.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Mordachev V.I. Required Restrictions on Characteristics of 4G/5G Mobile (Cellular) Communications to Ensure their Safety for Users. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 54-62.

Введение

Быстрое развитие мобильной связи, сопровождающееся увеличением объемов и скоростей передачи данных как по прямым (от базовой (БС) к мобильной абонентской (МС) станции), так и по обратным (от МС к БС) каналам связи до 0,1–10 Гбит/с и более, увеличением ширины полос частот радиоканалов (РК) до 10–20 МГц (системы 4G: LTE) и до 40–160 МГц (системы 5G NR) [1–3], несмотря на известные достижения в области повышения спектральной эффективности РК систем сотовой (мобильной) связи (СС), чревато крайне негативными последствиями с точки зрения электромагнитной безопасности абонентов этих систем.

Электромагнитное излучение (ЭМИ) МС является источником опасности для здоровья. Принятый в настоящее время практический критерий экспериментальной оценки опасности ЭМИ МС, основанный на измерениях контролируемых уровней плотности потока энергии ЭМИ МС СС [4], позволяет считать безопасной мощность ЭМИ МС не более 50–55 мВт при максимальной мощности ЭМИ МС СС стандартов GSM, UMTS, LTE в пределах 0,1–0,4 Вт. Планируемое резкое увеличение скоростей передачи информации по обратному каналу в системах 4G/5G сопряжено с существенным увеличением необходимой мощности ЭМИ МС и, как следствие, недопустимым увеличением добровольных экологических рисков для населения.

Цель данной работы – оценка ожидаемых ограничений на характеристики систем СС 4G/5G (таких как максимальная дальность связи, максимально допустимая скорость передачи данных, допустимый относительный уровень внутрисетевых помех и т. п.) в условиях сохранения ограничений на мощность ЭМИ МС, при декларируемом увеличении скоростей передачи данных по этим каналам. Эта оценка выполнена с использованием методики, изложенной в [5].

Минимально необходимая мощность ЭМИ МС

При распространении радиоволн (РРВ) в свободном пространстве плотность потока мощности электромагнитного поля (ЭМП) Z_{MS} от МС с эквивалентной изотропно излучаемой мощностью (ЭИИМ) P_{eMS} на входе приемной антенны БС, удаленной от МС на расстояние R , и эффективная площадь S_{eBS} приемной антенны БС с коэффициентом усиления главного лепестка G_{0BS} определяются следующими известными соотношениями:

$$Z_{MS} = \frac{P_{eMS}}{4\pi R^2}, \quad S_{eBS} = \frac{\lambda^2 G_{0BS}}{4\pi},$$

где λ – длина волны принимаемого ЭМП. Мощность сигнала, принимаемого БС, на входе ее радиоприемника (РП) будет равна (без учета потерь в приемном антенно-фидерном тракте БС)

$$P_{BS IN} = Z_{MS} S_{eBS} = \frac{P_{eMS} \lambda^2 G_{0BS}}{16\pi^2 R^2}.$$

Реальная чувствительность РП БС P_{BS0} в радиосети СС определяется мощностью внутреннего теплового P_0 и внешнего P_{INT} шума, полосой частот радиоприема ΔF_R и минимально необходимым значением отношения «сигнал/(шум + помеха)» $CNIR_0$. В широкополосных РК цифровых систем 4G/5G свойства внутрисетевых помех СС могут быть приняты близкими свойствам гауссовского шума, что позволяет использовать следующие очевидные соотношения:

$$P_0 = kT_0 K_N \Delta F_R, \quad P_{INT} = P_0 K_{CC}, \quad P_{\Sigma} = (1 + K_{CC})P_0, \quad P_{BS0} = P_{\Sigma} \cdot CNIR_0,$$

$$W_{EP} = \frac{C_{PR}}{\Delta F_R} = \frac{mC_{RR}}{\Delta F_R} = mW_{ER} \approx \log_2(1 + CNIR), \quad CNIR = 2^{\frac{mC_{RR}}{\Delta F_R}} - 1,$$

$$C_{RR} = \frac{\Delta F_R}{m} \log_2(1 + CNIR), \quad \Delta F_R = \frac{mC_{RR}}{\log_2(1 + CNIR)},$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/К – постоянная Больцмана; K_N – коэффициент шума РП БС, T_0 – абсолютная температура ($T_0 = 290$ К); P_{Σ} [Вт] – суммарная мощность шума в полосе ΔF_R РК, равная сумме мощности собственного теплового шума P_0 и мощности внутрисетевой помехи P_{INT} ; $CNIR$ – отношение «сигнал/(шум + внутрисетевая помеха)» в РК; C_{PR} [бит/сек] и W_{EP} [бит/сек/Гц] – потенциальные пропускная способность и спектральная эффективность РК, которые в m раз превышают его реальные пропускную способность C_{RR} и спектральную эффективность W_{ER} : $C_{PR} = mC_{RR}$, $W_{EP} = mW_{ER}$.

При расстоянии R между МС и БС реальное отношение «сигнал/(шум + помеха)» $CNIR_R$ на входе радиоприемника БС в условиях свободного РРВ будет равно

$$\frac{P_{BS IN}}{P_{\Sigma}} = CNIR_R = \frac{P_{eMS} \lambda^2 G_{0BS}}{16\pi^2 R^2 P_0 (1 + K_{CC})} = 2^{mW_{ER}} - 1.$$

Соответственно, для того, чтобы в этих условиях РРВ было обеспечено нормальное функционирование радиолинии (заданное минимальное значение $CNIR_0$ либо минимально необходимый уровень полезного сигнала, равный уровню пороговой чувствительности радиоприема БС P_{BS0}), ЭИИМ МС должна быть не менее следующего значения:

$$P_{eMS0} = \frac{16\pi^2 R^2 P_0 (1 + K_{CC}) CNIR_0}{\lambda^2 G_{0BS}}, \quad CNIR_0 = 2^{\frac{mCRR}{\Delta FR}} - 1. \quad (1)$$

При распространении радиоволн от МС к макро-БС в городской застройке на расстояния от нескольких сотен метров, когда условия РРВ существенно сложнее и дополнительно требуется обеспечить энергетический запас $D_{\Sigma 0} = L_m K_H L_C$ в ЭИИМ МС, учитывающий необходимый запас L_m на преодоление затухания радиоволн при их распространении внутри здания ($L_m \leq 100$ [6]), запас K_H на реализацию хендовера ($K_H \leq 10$) и запас L_C на замирания в городских каньонах ($L_C \leq 100$ [7]), общий запас в ЭИИМ МС необходимо увеличить до уровня D_{Σ} :

$$P_{eMS0} = \frac{16\pi^2 R^2 P_0 D_{\Sigma} CNIR_0}{\lambda^2 G_{0BS}}, \quad D_{\Sigma} = (1 + K_{CC}) D_{\Sigma 0}, \quad D_{\Sigma 0} = L_m L_C K_H. \quad (2)$$

Соотношение (2) получено без учета многолучевости РРВ, что характерно для относительно небольших расстояний между МС и БС, когда МС находится внутри «брейкпойнт-окрестности» БС [7] радиуса $R_{BP} = 4H_{BS}H_{MS}/\lambda$, где H_{BS} и H_{MS} – значения условных значений высоты антенны БС и высоты МС над отражающей поверхностью. Этой поверхностью может являться как земная поверхность, так и поверхности стен и крыш зданий. При расположении МС за пределами этой окрестности характер условий РРВ между МС и БС существенно изменяется из-за наложения прямого и отраженных лучей:

$$L_t = \frac{P_{eMS0}}{P_{BS0}} = \frac{16\pi^2 R^4 D_{\Sigma}}{\lambda^2 G_{0BS} R_{BP}^2}, \quad R \geq R_{BP}, \quad R_{BP} = \frac{4H_{BS}H_{MS}}{\lambda}.$$

В результате имеет место следующая зависимость:

$$P_{eMS0} = P_0 L_t CNIR_0 = \frac{16\pi^2 R^4 D_{\Sigma} P_0 \cdot CNIR_0}{\lambda^2 G_{0BS} R_{BP}^2} = \frac{\pi^2 R^4 D_{\Sigma} P_0 \cdot CNIR_0}{G_{0BS} H_{eBS}^2 H_{eMS}^2}, \quad (3)$$

$$R \geq R_{BP}, \quad R_{BP} = \frac{4H_{eBS}H_{eMS}}{\lambda}, \quad CNIR_0 = 2^{\frac{mCRR}{\Delta FR}} - 1.$$

Следует обратить внимание на отсутствие зависимости P_{eMS0} от длины волны ЭМИ МС, что позволяет считать (3) асимптотой.

Результаты анализа

Как следует из (2), (3), необходимая ЭИИМ МС P_{eMS0} определяется требуемыми энергетическим запасом D_{Σ} радиолинии, дальностью радиосвязи R и пропускной способностью РК C_{RR} , а также зависит от коэффициента усиления G_{0BS} , величин $CNIR_0$ и ΔFR и зависящего от λ H_{BS} и H_{MS} радиуса области R_{BP} свободного РРВ вокруг БС. При нахождении МС внутри этой области необходимая ЭИИМ МС также существенно зависит от длины волны ЭМИ МС.

На рис. 1–4 приведены расчетные зависимости необходимой ЭИИМ МС от дальности R радиосвязи (рис. 1, 2, 4) и пропускной способности РК (рис. 3), полученные для высоты МС над поверхностью $H_{OP} = 1,5$ м и пропускной способности РК, близкой к потенциальной ($m = 1,33$); расчеты выполнены для $CNIR_0 = 100$ (20дБ).

Графики на рис. 1, 2 рассчитаны для пико-БС, фактически представляющих собой хот-споты – точки доступа на ограниченной площади или внутри помещений ($G_{BS} = 4$ (6 дБ), $H_{BS} = 3$ м). Для этих условий принят относительно небольшой энергетический запас $D_{\Sigma} = 100$, учитывающий лишь присутствие внутрисетевых помех от соседних точек доступа, и возможные потери при РРВ за счет многолучевости и влияния местных предметов.

Графики на рис. 3, 4 рассчитаны для внешних макро-БС, расположенных в городской застройке, с высотами подвеса антенн $H_{BS} = 30$ м, коэффициентами усиления антенн $G_{BS} = 250$ (24 дБ), соответствующими усилению в лучах современных активных фазированных антенных решеток (АФАР) систем 5G [8]. Для этих условий принят энергетический запас $D_{\Sigma} = 10^5$, учитывающий необходимый запас на преодоление затухания радиоволн внутри здания, на реализацию хендовера, на преодоление замираний в городских каньонах и на преодоление влияния внутрисетевых помех от соседних БС. Данная величина запаса для связи МС с макро-БС СС в условиях плотной городской застройки не является чрезмерной.

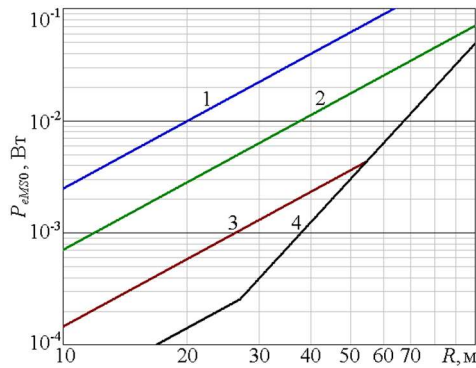


Рис. 1. Зависимости необходимой ЭИИМ МС в пико-сайте СС от дальности радиосвязи при $\Delta F_R = 20$ МГц, $C_{RR} = 100$ Мбит/с для различной длины волны ЭМИ МС: $\lambda = 0,08$ м – кривая 1, $\lambda = 0,15$ м – кривая 2, $\lambda = 0,33$ м – кривая 3, $\lambda = 0,67$ м – кривая 4

Fig. 1. Dependences of the required MS EIRP in CC pico-site on the radio communication range at $\Delta F_R = 20$ MHz and $C_{RR} = 100$ Mbit/s for different wavelengths of the MS EMR: $\lambda = 0.08$ m – curve 1, $\lambda = 0.15$ m – curve 2, $\lambda = 0.33$ m – curve 3, $\lambda = 0.67$ m – curve 4

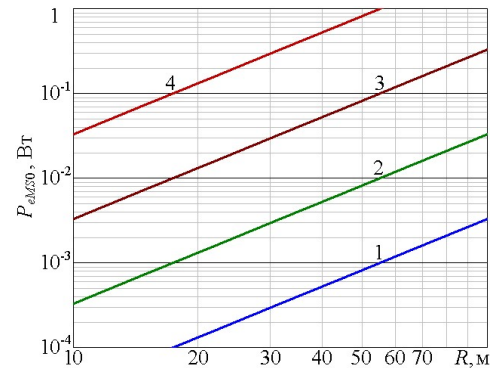


Рис. 2. Зависимости необходимой ЭИИМ МС в пико-сайте 5G (3,6 ГГц) от дальности радиосвязи для различной скорости передачи данных (пропускной способности РК): $C_{RR} = 1$ Мбит/с – кривая 1, $C_{RR} = 10$ Мбит/с – кривая 2, $C_{RR} = 100$ Мбит/с – кривая 3, $C_{RR} = 1$ Гбит/с – кривая 4

Fig. 2. Dependences of the required MS EIRP in 5G pico-site (3.6 GHz) on the radio communication range for different data transmission rates (uplink channel capacity): $C_{RR} = 1$ Mbit / s – curve 1, $C_{RR} = 10$ Mbit / s – curve 2, $C_{RR} = 100$ Mbps – curve 3, $C_{RR} = 1$ Gbps – curve 4

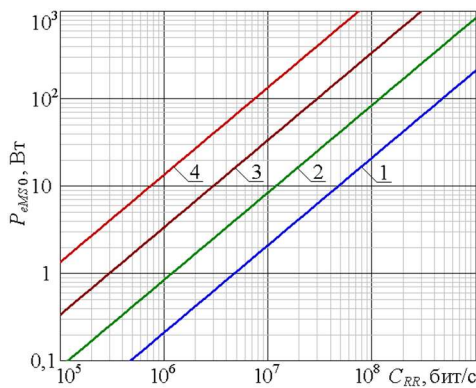


Рис. 3. Зависимости необходимой ЭИИМ МС в макро-сайте 5G (3,6 ГГц, CNIR = 20дБ) от скорости передачи данных (пропускной способности РК) для различной дальности радиосвязи: $R = 200$ м – кривая 1, $R = 400$ м – кривая 2, $R = 800$ м – кривая 3, $R = 1600$ м – кривая 4

Fig. 3. Dependences of the required MS EIRP in 5G macro-site (3.6 GHz, CNIR = 20 dB) on the data transmission rate (uplink channel capacity) for different radio communication ranges: $R = 200$ m – curve 1, $R = 400$ m – curve 2, $R = 800$ m – curve 3, $R = 1600$ m – curve 4

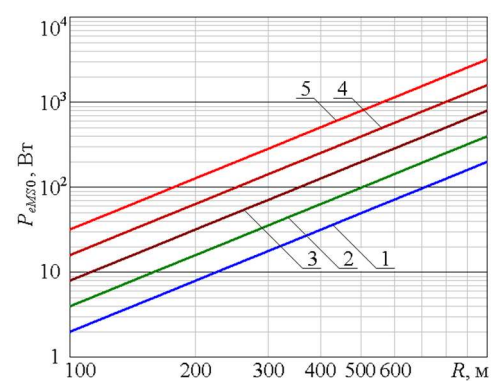


Рис. 4. Зависимости необходимой ЭИИМ МС в макро-сайте 5G (3,6 ГГц, CNIR = 20дБ) от дальности радиосвязи при различной полосе частот РК: $\Delta F_R = 10$ МГц – кривая 1, $\Delta F_R = 20$ МГц – кривая 2, $\Delta F_R = 40$ МГц – кривая 3, $\Delta F_R = 80$ МГц – кривая 4, $\Delta F_R = 160$ МГц – кривая 5

Fig. 4. Dependences of the required MS EIRP in 5G macro-site (3.6 GHz, CNIR = 20 dB) on the radio communication range for different uplink frequency bands: $\Delta F_R = 10$ MHz – curve 1, $\Delta F_R = 20$ MHz – curve 2, $\Delta F_R = 40$ MHz – curve 3, $\Delta F_R = 80$ MHz – curve 4, $\Delta F_R = 160$ MHz – curve 5

В режиме передачи данных от МС к БС мощность ЭМИ МС максимальна в связи с обеспечением максимально возможной скорости передачи информации. Этим режим передачи данных отличается от режима сотовой телефонии с постоянной скоростью передачи данных 32–64 кбит/с, в котором используется регулировка мощности ЭМИ МС в широком диапазоне до минимального уровня, при котором обеспечивается нормальное качество связи.

Поскольку требования к качеству радиоприема МС и БС симметричны, как симметричны и процессы образования внутрисетевых помех функционированию МС и БС, а также в силу малых различий в шумовых свойствах радиоприемников МС и БС, соотношения (2), (3) применимы и для анализа необходимой ЭИИМ БС P_{eBS0} при условии замены в них коэффициента усиления G_{0BS} приемной антенны БС коэффициентом усиления антенны МС, принимаемым, как и в (2), (3), равным единице:

$$P_{eBS0} = \begin{cases} \frac{16\pi^2 R^2 P_0 D_\Sigma CNIR_0}{\lambda^2}, & R_{BP} \leq \frac{4H_{eBS}H_{eMS}}{\lambda}, \\ \frac{\pi^2 R^4 D_\Sigma P_0 \cdot CNIR_0}{H_{eBS}^2 H_{eMS}^2}, & R_{BP} > \frac{4H_{eBS}H_{eMS}}{\lambda}. \end{cases} \quad (4)$$

В системах СС 2G/3G средняя мощность ненаправленного ЭМИ МС определена на уровне 100–250 мВт (20–24 дБм) [ETSI EN 300 910, ETSI TS 125 101], в системах СС 4G – 200–400 мВт (23–26 дБм) [ETSI EN 301 908-25], в системах 5G следует ожидать сохранения ограничений на ЭИИМ МС на этом же уровне [9] с учетом опасности ЭМИ МС для здоровья.

В этих условиях, как следует из анализа графиков на рис. 1, 2 обеспечение высоких скоростей передачи информации по РК от МС к БС, декларируемых в [1–3], возможно за счет:

- уменьшения дальности радиосвязи между МС и БС до единиц-десятков метров, обеспечения прямой видимости между МС и БС и высокой направленности луча приемной антенны БС, при которых требуется существенно меньший энергетический запас по мощности ЭМИ МС D_Σ в (2), (3);

- использования, по возможности, частот нижней части диапазона, выделенного для СС, а также использования пакетной передачи данных (отдельными импульсами или фреймами), при которой импульсная мощность ЭМИ МС существенно выше средней, регламентированной в [ETSI EN 301 908-25] (однако безопасность этих режимов МС 5G требует отдельных исследований).

Принимая во внимание данные [10, 11] о скоростях передачи данных по РК 5G при реализации различных сервисов, можно сделать следующие предварительные выводы об их потенциальной опасности для населения.

1. Для оборудования Интернета вещей (IoT) – датчиков, устройств экстренного оповещения (счетчики воды, газа, электричества; контроллеры уличного освещения; датчики парковочного места; сенсоры дыма/огня; датчики взлома баки и т. п.), передающего данные с относительно малой скоростью и низкой удельной интенсивностью трафика, ЭИИМ МС может быть ограничена на безопасном уровне 10–100 мВт даже при дальности связи до 1 км.

2. Для оборудования удаленной телеметрии и контроля объектов, для которого необходимы скорости передачи данных 0,5–2 Мбит/с, уровень ЭИИМ МС не более 0,1–0,2 Вт может быть обеспечен при дальности связи не более 200–300 м; передача данных удаленной телеметрии и контроля объектов со скоростями 1–2 Мбит/с в условиях городской застройки на большие расстояния может потребовать ЭИИМ МС от 0,5–1 Вт и более. Принимая во внимание, что данное оборудование является технологическим и автономным, степень его электромагнитной безопасности будет определяться условиями и массовостью его использования на селитебной территории.

3. Функционирование беспилотного транспорта требует обеспечения скорости передачи данных по РК 5G 2–20 Мбит/с. Обеспечение этой скорости в зависимости от условий РРВ между МС и БС и дальности связи может требовать ЭИИМ от сотен мВт до десятков Вт.

При обеспечении прямой видимости между МС и БС и дальности связи до 0,4–0,5 км ЭИИМ 0,1–0,4 Вт может быть вполне достаточной. И поскольку этот сервис не связан с непосредственным использованием МС населением, данный уровень ЭМИ МС, по предварительным оценкам, может быть признан безопасным. Однако при функционировании

беспилотного транспорта в городской застройке в условиях, когда прямая видимость между МС и БС отсутствует, а дальность радиосвязи может достигать 1 км и более, устойчивая работа радиолиний может требовать больших ЭИИМ МС, что, безусловно, может представлять опасность для населения.

4. Онлайн-игры, для которых требуются скорости передачи данных по РК 5–50 Мбит/с, могут быть реализованы при относительно безопасных значениях ЭИИМ МС 100–200 мВт только в зоне обслуживания пико-БС на дальностях связи не более 50–100 м в условиях свободного РРВ, а также при условии, что на обслуживаемой территории будут обеспечены допустимые уровни экологических рисков. Так, средняя интенсивность электромагнитного фона (ЭМФ), создаваемого ЭМИ МС, на уровне 50 % от предельно допустимого уровня (ПДУ) радиочастотных ЭМП 0,1 Вт/м² (что учитывает одновременное присутствие ЭМП БС), будет достигнута при суммарной средней электромагнитной нагрузке на территорию (ЭМНТ), создаваемой ЭМИ МС, порядка 10 мВт/м² [12]. Если же принимать во внимание вынужденные экологические риски посторонних лиц при их возможном случайном перемещении по территории зоны обслуживания БС, связанные с ЭМИ МС, то допустимый уровень средней ЭМНТ, создаваемой ЭМИ МС, оказывается примерно втрое ниже [13].

5. Сверхвысокоскоростные сервисы будущего «Дополненная реальность» (0,5–2 Гбит/с), «Виртуальная реальность» (1–5 Гбит/с) и «Тактильный Интернет» (2–10 Гбит/с) могут быть реализованы с безопасными для пользователей ЭИИМ МС только на дальностях связи не более нескольких десятков метров в условиях РРВ в свободном пространстве при минимальных уровнях внутрисетевых помех, т. е. при их реализации в ограниченном пространстве зоны обслуживания пико-БС (хотспота) в диапазоне УВЧ и нижней части диапазона СВЧ. Эти же сервисы с длинами волн около 1 см для их реализации с ЭИИМ МС не более 100–250 мВт могут быть безопасными только при значительном увеличении спектральной эффективности РК (за счет использования технологии ММО и адаптивных диаграмм направленности антенн БС, обеспечиваемых при использовании многоэлементных адаптивных АФАР).

6. Концепция “5G”, по существу представляя собой совокупность бизнес планов организации информационного обслуживания населения по различным направлениям, включает сервис «Потоковое видео», организуемое со скоростью 0,1–5 Гбит/с [10] в целях предоставления населению видеоконтента сверхвысокой четкости UHD TV 4/8к (4096/8192 пикселей по горизонтали). Указанная скорость передачи данных декларируется для скорости скачивания информации (скорость передачи данных запроса на скачивание может быть на несколько порядков ниже), этот сервис позиционируется в качестве конкурентного дополнения к сервисам спутниковых и волоконно-оптических систем многопрограммного телевидения и городских систем видеонаблюдения с интеллектуальным распознаванием лиц. Принимая во внимание, что эти сервисы 5G, по видимому, обеспечат основную долю территориальной плотности беспроводного трафика и основной вклад в формирование совокупной интенсивности радиочастотного ЭМФ, создаваемого системами 5G в местах с высокой плотностью населения, целесообразность их развертывания вызывает наибольшие сомнения, поскольку беспроводная реализация этих сервисов в сетях 5G предполагает увеличение максимальной ЭИИМ отдельных АФАР макро-БС до десятков киловатт и создание на селитебной территории уровней ЭМП до 10–50 Вт/м² [8], что в 100–500 раз превышает гигиенические нормативы, принятые в Республике Беларусь, Российской Федерации и многих других странах, и представляет несомненную опасность для здоровья населения.

7. Выводы 1–6 в основном касаются условий, при которых передача информации по РК 5G обеспечивается при относительно безопасных уровнях ЭИИМ МС, не превышающих уровни ЭИИМ абонентского оборудования систем 2G/3G/4G, при которых традиционные уровни добровольных экологических рисков пользователей СС в первом приближении могут считаться приемлемыми. Однако планируемое многократное увеличение пространственной плотности источников излучений (до 0,1 ед./м² в системах 4G, до 1 ед./м² в системах 5G и до 10 ед./м² в системах 6G [2, 14]) существенно увеличивает опасность вынужденных экологических рисков для населения, связанных с многократным увеличением суммарной интенсивности ЭМФ, создаваемого всей совокупностью ЭМИ БС и МС СС.

Заключение

При полномасштабном внедрении технологий, сетей и услуг 4G/5G/6G для обеспечения приемлемых уровней электромагнитной безопасности населения и электромагнитной экологии среды обитания необходимо выполнение следующих условий:

1. Реализация всех беспроводных сервисов, ориентированных на экстремально высокие скорости беспроводной передачи информации (потокowego видео, дополненной и виртуальной реальности, тактильного Интернета и т.п.), при минимальной дальности связи, не превышающей единиц-десятков метров, при которой обеспечиваются условия РРВ в свободном пространстве и требуется минимальный энергетический запас радиолинии D_{Σ} .

2. Разработка и внедрение более глубоких и объективных подходов к оценке электромагнитной безопасности радиосетей 4G/5G/6G для населения, учитывающих чрезвычайно высокую пространственную плотность стационарных и мобильных источников ЭМИ и их массовое одновременное воздействие на различные группы населения в различных условиях с образованием ЭМФ, интенсивность которого связана с суммарной территориальной плотностью беспроводного трафика, размерами зон обслуживания БС, направленностью ЭМИ БС и МС, спектральной эффективностью РК СС, качеством частотного планирования (обеспечения внутрисистемной электромагнитной совместимости (ЭМС)) и, в целом, энергетической избыточностью РК СС.

3. Ревизия крайне оптимистичных концепций и сценариев развития систем 5G/6G, фактически направленных на замену существующих проводных технологий и систем информационного обслуживания общества беспроводными, в части объективного анализа их электромагнитной безопасности для населения, включая поддержку использования в бизнес-сценариях 5G альтернативных (волоконно-оптических, квазиоптических и т.п.) технических решений высокоскоростной передачи информации, не связанных с использованием радиочастотных ЭМИ; стимулирование использования в сетях 5G/6G лазеров, волоконно-оптических линий связи и т.п.

4. Реализация низко- и среднескоростных технологических сервисов IoT, требующих относительно большой дальности связи и относительно узких полос частот РК, в выделенных полосах частот нижней части диапазона УВЧ с принятием эффективных мер обеспечения внутрисистемной ЭМС в целях максимально возможного снижения уровней внутрисетевых помех и требуемых уровней ЭИИМ МС.

5. Принимая во внимание неопределенность характеристик оборудования и системных решений 5G/6G, декларативность в определении путей их эволюционирования – проведение комплексных исследований экологичности и безопасности типовых сценариев и вариантов их реализации в условиях достижения декларируемых уровней территориальной плотности беспроводного трафика, территориальной плотности источников ЭМИ, размеров и характера зон обслуживания отдельных БС (с учетом возможной дальности связи и условий РРВ), скоростей и спектральной эффективности передачи информации по РК.

6. В связи с конфликтом интересов [15] при внедрении 5G с реализацией опасных для населения корпоративных рекомендаций ICNIRP, учитывающих только тепловые биоэффекты воздействия ЭМП на человеческий организм, – введение моратория на изменение действующих гигиенических нормативов на ПДУ ЭМП до выполнения комплекса всесторонних независимых научных исследований влияния на здоровье населения ЭМИ оборудования 4G/5G.

Список литературы / References

1. Characteristics of broadband radio local area networks. Rec. ITU-R M.1450.
2. IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond. Rec. ITU-R M.2083.
3. *Fundamentals of 5G Mobile Networks*. Edited by J. Rodriguez. John Wiley & Sons; 2015.
4. Mordachev V.I., Svistunov A.S. [Restrictions of the radio-frequency resource assigned for the GSM cellular network, providing its electromagnetic safety at various levels of radio reception sensitivity and heights of antennas of GSM base stations]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2010;8(54):46-53. (in Russ.)

5. Mordachev V. Restrictions on Wideband Systems of Mobile Communications of New Generations at Declared Expansion of Data Transfer Rates. *Proc. of the 2018 Int. Symp. "EMC Europe 2018"*, Amsterdam, The Netherlands, Aug. 27-30, 2018: 202-207.
6. Toledo A.F., Turkmani A.M.D. Propagation into and within buildings at 900, 1800 and 2300 MHz. *Proc. of IEEE Vehicle Technology Conference*, 1992: 633-636.
7. Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz, Rec. ITU-R P.1411-8.
8. Asplund H., Astely D., Von Butovitsch P., Chapman T., Frenne M., Ghasemzadeh F., Hagstrom M., Hogan B., Jongren G., Karlsson J., Kronestedt F., Larsson E. *Advanced Antenna Systems for 5G Network Deployments. Bridging the Gap Between Theory and Practice*. Academic Press; 2020.
9. Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-2020. Report ITU-R M.2412.
10. Ahmadi S. 5G NR. *Architecture, Technology, Implementation, and Operation of 3GPP New Radio Standards*. Academic Press; 2019.
11. Tikhvinsky V., Koval V., Bochechka G., Babin A. [*Iot/M2M Networks: Technologies, Architecture and Applications*]. Moscow: Media Publisher; 2017. (in Russ.)
12. Mordachev V.I. [Correlation between the potential electromagnetic pollution level and the danger of COVID-19. 4G/5G/6G can be safe for people]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2020;18(4):96-112. DOI: 10.35596/1729-7648-2020-18-4-96-112. (in Russ.)
13. Mordachev V. System-Level Estimation of Prevailing Levels of EM Fields of Mobile Phones Considering Near-Field Zone Limitations of Their Antennas. *Proc. of the Int. Symp. "EMC Europe 2017"*, Angers, France, Sept. 4-8, 2017 (paper No. 64).
14. Zhang Z., Xiao Y., Ma Z., Xiao M., Ding Z., Lei X., Karagiannidis G.K., Fan P. 6G Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies. *IEEE VT Magazine*. 2019;14(3):28-41.
15. Hardell L., Carlberg M. Health risks from radiofrequency radiation, including 5G, should be assessed by experts with no conflicts of interest. *Oncology Letters*. 2020;20(15):1-11. DOI: 10.3892/ol.2020.11876.

Сведения об авторах

Мордачев В.И., к.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Mordachev V.I., Cand. of Sci., Associate Professor, Leading Researcher at the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-17-293-84-38;
e-mail: mordachev@bsuir.by, www.emc.bsuir.by
Мордачев Владимир Иванович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka St., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-84-38;
e-mail: mordachev@bsuir.by, www.emc.bsuir.by
Mordachev Vladimir Ivanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-63-68>

Оригинальная статья / Original paper

УДК 623.618.3

РАСЧЕТ ВЫСОТЫ И ВРЕМЕНИ СРАБАТЫВАНИЯ УСТРОЙСТВА ИНИЦИАЛИЗАЦИИ РЕАКТИВНОГО СНАРЯДА

С.С. СОЛОНОВИЧ, И.И. ЗАБЕНЬКОВ, Д.В. АРХИПЕНКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 20 декабря 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Цель данной статьи заключается в представлении способа повышения точности расчета высоты и времени срабатывания устройства инициализации реактивного снаряда на заданной высоте, а также способа его структурной реализации. Снаряд, вылетевший из направляющих носителя, испытывает на себе различные возмущающие факторы: сопротивление воздуха, состояние атмосферы, воздействие воздушного потока от лопастей вертолета и др. В работе рассматривается временной метод расчета высоты срабатывания. Он основан на измерении высоты полета снаряда в четырех равноудаленных по времени точках, на основании которых рассчитывается отрицательное приращение высот, составляется уравнение, описывающее вертикальную составляющую полета снаряда. Для измерения высоты полета над подстилающей поверхностью внутри снаряда размещается малогабаритный радиовысотомер. Численный расчет аппроксимирующего полинома по методу Кардано позволяет определить время срабатывания снаряда на заданной высоте. В качестве структурной схемы устройства предлагается использование гомодинной структуры, основными преимуществами которой являются простота реализации, малое количество компонентов и, как следствие, малые габариты.

Ключевые слова: радиовысотомер, срабатывание на заданной высоте, гомодинный тракт.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Солоневич С.С., Забеньков И.И., Архипенков Д.В., Расчет высоты и времени срабатывания устройства инициализации реактивного снаряда. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 63-68.

CALCULATION OF THE HEIGHT AND RESPONSE TIME OF THE MISSILE INITIALIZATION DEVICE

SERGEY S. SOLONOVICH, IGOR I. ZABENKOV, DMITRY V. ARKHIPENKOV

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 20 December 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The purpose of this article is to present a method for improving the accuracy of calculating the height and response time of the missile initialization device at a given height, as well as a method for its structural implementation. The paper considers a time option for calculating the response height. I***-t is based on measuring the height of the projectile's flight at five points equidistant in time, from which the negative increment in heights is calculated, a formula that describes the vertical component of the projectile flight is drawn, the numerical calculation of which allows us to determine the projectile response time at a given height. As a structural diagram of the device, it is proposed to use a homodyne structure, the main advantages of which are easiness to implement, a small number of components and, as a consequence, small dimensions.

Keywords: radio altimeter, triggering at a given altitude, homodyne path.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Solonovich S.S., Zabenkov I.I., Arkhipenkov D.V. Calculation of the Height and Response Time of the Missile Initialization Device. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 63-68.

Введение

Одним из способов повышения эффективности действия реактивных снарядов является срабатывание его на заданной высоте над подстилающей поверхностью. Известны два основных метода расчета высоты срабатывания: дальномерный и временной [1].

При использовании дальномерного варианта предварительно лазерным дальномером носителя снаряда измеряют дальность цели. Используя априорную скорость снаряда и баллистический вычислитель носителя, рассчитывается время срабатывания на заданном расстоянии. Основным недостатком способа является значительная погрешность априорного значения усредненной скорости снаряда и ее сильная зависимость от времени и дальности полета, состояния окружающей среды и т. п.

Временной вариант расчета высоты срабатывания [2] основывается на оснащении непосредственно снаряда радиовысотомером, который относится к устройствам ближней радиолокации. В этом случае на каждом снаряде имеется возможность измерять высоту полета и, используя собственный микропроцессор, рассчитывать время инициализации неконтактного датчика. В этом случае получение данных о времени срабатывания переносится на программу расчета функции движения реактивного снаряда и расчета времени или высоты срабатывания.

Расчет времени срабатывания, предложенный в [1], основывается на традиционном квадратичном полиноме, аппроксимирующем функцию движения. В рассматриваемой ситуации важной является только вертикальная составляющая функции движения – функция снижения. Измерение осуществляется радиовысотомером, который выдает отсчеты высоты полета снаряда относительно подстилающей поверхности.

Считаем, что функция снижения снаряда в воздушном пространстве определена на некотором отрезке траектории, неразрывна и имеет все производные. Тогда ее можно аппроксимировать рядом Тейлора [3]:

$$h(t) = h(t_0) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{h^{(n)}(t_0)}{n!} (x - x_0)^n. \quad (1)$$

В [2, 4] рассматривается случай аппроксимации функции снижения степенным трехчленом второго порядка. Однако в литературных источниках по баллистике указывается, что сопротивление воздуха полету снаряда зависит от состояния атмосферы, формы обтекаемости снаряда и пропорционально четвертой степени скорости его движения. Важным фактором, влияющим на траекторию движения снаряда, является воздействие воздушного потока от лопастей вертолета как носителя вооружений. Реактивный снаряд при вылете из направляющих подвергается воздействию этого источника внешней силы, значительно изменяет начальный участок траектории, что необходимо учесть при разборе способа инициализации. Поэтому возникает необходимость уточнения аппроксимирующей функции путем увеличения порядка степенного ряда.

Рассмотрим функцию снижения (1), ограниченную четырьмя членами ряда Тейлора с нулевым (базовым) отсчетом времени:

$$h(t) = h(t_0) + h'(t)t + \frac{1}{2}h''(t)t^2 + \frac{1}{6}h'''(t)t^3, \quad (2)$$

где $h^n(t)$, $n = 1, 2, 3$ – производные функции снижения; h_0 – начальный отсчет высоты в начальный (базовый) отсчет времени t_0 .

Представим уравнение (2) в принятой в баллистике физически ясной интерпретации с учетом (1):

$$h(t) = h_0 + Vt + \frac{1}{2}at^2 + \frac{1}{6}jt^3, \quad (3)$$

где V – скорость снижения, первая производная функции снижения; a – ускорение снижения, вторая производная функции снижения или первая производная скорости снижения; j – рывок снижения – третья производная функции снижения или первая производная ускорения снижения.

Заметим, что в выражении (3) положительные знаки могут быть заменены на отрицательные, так как летящий по наклонной траектории реактивный снаряд имеет отрицательные значения величин скорости, ускорения, рывка и скачка снижения.

При цифровой обработке сигналов радиовысотомера появляется возможность дискретного отсчета коэффициентов уравнения (3), т. е. замены производных (3) их приращениями при минимальных временных дискретах.

Используя бортовой радиовысотомер в качестве источника данных для микропроцессорного вычислителя, запишем в память данных четыре значения высоты h_0, h_1, h_2, h_3 на одинаковых предельно малых интервалах времени. Собственный таймер высотомера задает четыре временные точки отсчета t_0, t_1, t_2, t_3 . Начальному отсчету высоты h_0 соответствует начальный (базовый) отсчет времени t_0 . Соответственно $h_1 \rightarrow t_1, h_2 \rightarrow t_2, h_3 \rightarrow t_3$, причем $t_1 = t_0 + \Delta t, t_2 = t_1 + \Delta t, t_3 = t_2 + \Delta t$.

Для нахождения значений V, a, j из (3) составим систему уравнений:

$$\begin{cases} h(t_1) = h_0 + Vt_1 + \frac{1}{2}at_1^2 + \frac{1}{6}jt_1^3 \\ h(t_2) = h_0 + Vt_2 + \frac{1}{2}at_2^2 + \frac{1}{6}jt_2^3 \\ h(t_3) = h_0 + Vt_3 + \frac{1}{2}at_3^2 + \frac{1}{6}jt_3^3 \end{cases} \quad (4)$$

Решение системы удобнее произвести матричным методом. Для упрощения дальнейшего расчета примем значение $\Delta t = t_1$, при этом получаем значения временных точек отсчета: $t_2 = 2t_1, t_3 = 2t_2$. Также введем значение разностной высоты

$$H_n = h(t_n) - h_0. \quad (5)$$

Используя (3) – (5), составим матрицу

$$\begin{cases} \frac{1}{6}t_1^3 & \frac{1}{2}t_1^2 & t_1 & H_1 \\ \frac{8}{6}t_1^3 & \frac{4}{2}t_1^2 & 2t_1 & H_2 \\ \frac{27}{6}t_1^3 & \frac{9}{2}t_1^2 & 3t_1 & H_3 \end{cases} \quad (6)$$

Проведя серию простых математических операций с (6), получим

$$\begin{vmatrix} \frac{1}{6}t_1^3 & \frac{1}{2}t_1^2 & t_1 & H_1 \\ \frac{1}{2}t_1^3 & \frac{1}{2}t_1^2 & 0 & H_2 - 2H_1 \\ \frac{1}{3}t_1^3 & 0 & 0 & \frac{H_3 - 3H_2 + 3H_1}{3} \end{vmatrix} \quad (7)$$

Далее выразим значения V , a и j из (5) и (7):

$$j = \frac{h_3 - 3h_2 + 3h_1 - h_0}{t_1^3}, \quad (8)$$

$$a = \frac{-h_3 + 8h_2 - 7h_1 + 3h_0}{t_1^2}, \quad (9)$$

$$V = \frac{2h_3 - 21h_2 + 24h_1 - 14h_0}{6t_1}. \quad (10)$$

Численный расчет уравнения (3) позволяет найти время срабатывания снаряда на заданной высоте по программе внутреннего микропроцессора. Этот расчет основан на нахождении вещественного корня кубического уравнения методом Кардано.

Преобразуем (3) в каноническую форму кубического многочлена:

$$y^3 + py + q = 0, \quad (11)$$

где

$$p = -\frac{3a^2}{j^2} + \frac{6V}{j}, \quad (12)$$

$$q = 2\left(\frac{a}{j}\right)^3 - \frac{6Va}{j^2} + \frac{6(h_0 - h_n)}{j}, \quad (13)$$

где h_n – заданная высота инициализации реактивного снаряда; h_0 – начальный (базовый) отсчет высоты, соответствующий начальному (базовому) отсчету времени.

Решение по методу Кардано сводится к определению величины Q :

$$Q = \left(\frac{p}{3}\right)^3 + \left(\frac{q}{2}\right)^2. \quad (14)$$

Оценочные расчеты величины Q показывают, что $Q > 0$. В этом случае имеется один вещественный корень:

$$y_1 = \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{Q}} + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{Q}}. \quad (15)$$

Далее можно выразить значение времени инициализации t_n :

$$t_n = y_1 - \frac{a}{j}. \quad (16)$$

Параметр t_n является информационным для выдачи микропроцессором команды на срабатывание.

Для реализации описанного метода предлагается использование гомодинной структуры радиовысотомера, которая представлена на рис. 1. В данной структуре используется ЛЧМ-сигнал симметричной пилообразной формы.

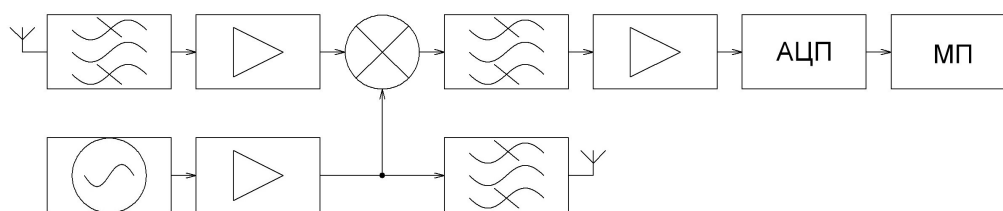


Рис. 1. Гомодинная структура радиовысотомера
Fig. 1. Homodyne structure of the radio altimeter

Схема состоит из передающего и приемного блоков, которые содержат входной и выходной полосовые фильтры радиочастоты, входной и выходной усилители радиочастоты, синтезатор ЛЧМ-сигнала, смеситель, фильтр разностной частоты, усилитель разностной частоты, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и микропроцессор.

Синтезатор частоты передающего блока формирует радиосигнал с линейной частотной модуляцией симметричной пилообразной формы, который после выходного усилителя высокой частоты поступает на выходной фильтр и излучается передающей антенной. Часть этого сигнала поступает на гетеродинный вход смесителя приемного блока.

Сигнал, отразившийся от подстилающей поверхности, принимается антенной приемного блока и через входной фильтр и усилитель высокой частоты поступает на сигнальный вход смесителя. Образующийся разностный сигнал со смесителя через фильтр разностной частоты и усилитель разностной частоты поступает на вход АЦП и микропроцессор, который рассчитывает время или высоту срабатывания.

С уменьшением высоты движущегося реактивного снаряда относительно подстилающей поверхности, будет уменьшаться и разностная частота:

$$h = \frac{\Delta F c}{2q}, \quad (17)$$

где h – высота реактивного снаряда над подстилающей поверхностью; ΔF – разностная частота; q – крутизна ЛЧМ-сигнала.

Значение разностной частоты поступает на вход микропроцессора, который в соответствии с (17) определяет значения высот в заданные моменты времени и по описанному алгоритму определяет коэффициенты при переменных. Далее, подставив в (13) требуемую высоту инициализации h_n , высчитывается время инициализации t_n .

Заключение

В статье рассматривается оригинальный способ расчета времени срабатывания реактивного снаряда на заданной высоте. Для этого установленный в корпусе снаряда радиовысотомер измеряет высоту его полета над подстилающей поверхностью в четырех равноудаленных во времени точках. На основании измеренных значений высот рассчитывается отрицательное приращение высот. В соответствии с предложенным способом производится численный расчет уравнения полинома четвертой степени методом Кардано, после чего рассчитывается время инициализации снаряда на заданной высоте, по истечению которого происходит срабатывание исполнительного механизма.

Разработана гомодинная структурная схема малогабаритного радиовысотомера.

Список литературы

1. Arora V.K. *Proximity fuzes: theory and techniques*. Defence & Development Organisation, New Delhi. 2010:38-48.
2. Кривонос О.К., Ильющенко А. Ф., Петюшик Е. Е., Конопляник В. А. Основные направления развития неуправляемых авиационных ракет типа С-8. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2018;1(58):89-97.
3. Нефёдов Д.С., Мелец А.Ф. Экспериментальные исследования по оценке скорости полета неуправляемых авиационных ракет с использованием модуля пассивной электростатической локации. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2015;4(58):96-103.

4. Забеньков И.И., Солонович С.С., Исакович Н.Н., Забеньков А.И. Расчет и обоснование критерия инициализации на заданной высоте неконтактного датчика летательного аппарата с задержкой срабатывания. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2019;2(63):71-78.
5. Забеньков И.И., Солонович С.С. Эффект автокоррекции высоты срабатывания взрывателя реактивного снаряда с пикирующей траекторией. *Наука и военная безопасность*. 2019;2(60):37-40.

References

1. Arora V.K. *Proximity fuzes: theory and techniques*. Defence & Development Organisation, New Delhi. 2010:38-48.
2. Krivonos O.K., Ilyushchenko A.F., Petyushik E.E., Konoplyanik V.A. [The main directions of development of unguided aircraft missiles of the S-8 type]. *Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus*. 2018;1(58):89-97. (In Russ.)
3. Nefyodov D.S., Milets A.F. [Experimental studies on assessing the flight speed of unguided aircraft missiles using a passive electrostatic location module]. *Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus*. 2015;4(58):96-103. (In Russ.)
4. Zabenkov I.I., Solonovich S.S., Isakovich N.N., Zabenkov A.I. [Calculation and justification of the initialization criterion at a given altitude of the non-contact sensor of an aircraft with a response delay]. *Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus*. 2019;2(63):71-78. (In Russ.)
5. Zabenkov I.I., Solonovich S.S. [The effect of auto-correction of the height of the fuse of a rocket projectile with a diving trajectory]. *Science and military security*. 2019;2(60):37-40. (In Russ.)

Вклад авторов

Солонович С.С. разработал методику расчета и осуществил проектирование приемопередающего тракта.

Архипенков Д.В. принял участие в проектировании приемопередающего тракта.

Забеньков И.И. осуществил постановку задачи и провел анализ результатов.

Authors' contribution

Solonovich S.S. developed calculation methodology and design of a receiving-transmitting path.

Arkhipenkov D.V. took part in the design of the transmit-receive path.

Zabenkov I.I. took part statement and analysis of results.

Сведения об авторах

Солонович С.С., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Забеньков И.И., профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Архипенков Д.В., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Solonovich S.S., Postgraduate at the Information Radiotechnologies Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Zabenkov I.I., Professor at the Information Radiotechnologies Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Arkhipenkov D.V., Postgraduate at the Information Radiotechnologies Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-29-187-68-36;
e-mail: w00lfyby@gmail.com
Солонович Сергей Сергеевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka St., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-29-187-68-36;
e-mail: w00lfyby@gmail.com
Solonovich Sergey Sergeevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-69-75>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.397.6

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТРЕБУЕМОГО ЗНАЧЕНИЯ ПОКАЗАТЕЛЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЯ ДЛЯ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ИСКАЖЕНИЙ

А.Ю. ЛИПЛЯНИН, А.В. ХИЖНЯК

Военная академия Республики Беларусь (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 18 апреля 2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. В статье представлена усовершенствованная методика определения требуемого значения показателя качества изображения для систем обнаружения, функционирующих в условиях искажений. Вычисленный уровень показателя качества следует использовать для определения факта искажения изображения. На основе предложенной методики разработан способ корреляционного обнаружения в условиях искажений типа «смаз» и «расфокусировка». Разработанный способ корреляционного обнаружения отличается введением трех этапов: идентификации искажений на текущем изображении; формирования ядра свертки на основе типа и параметров искажений; расчета количества итераций, исходя из требуемого и текущего значения показателя качества изображения. Это позволило обеспечить работу корреляционного способа обнаружения в условиях искажений.

Ключевые слова: восстановление изображений, критерий качества изображений, согласование этапов обработки изображений, корреляционный способ обнаружения, искажение изображений.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Липлянин А.Ю., Хижняк А.В. Методика определения требуемого значения показателя качества изображения для алгоритмов обнаружения в условиях искажений. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 69-75.

METHODOLOGY FOR DETERMINING THE REQUIRED VALUE OF THE IMAGE QUALITY INDEX FOR DETECTION ALGORITHMS UNDER DISTORTION CONDITIONS

ANTON Yu. LIPLIANIN, ALEXANDER V. KHIZNIAK

Military academy Republic of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 18 April 2022

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The article presents an improved technique for determining the required value of the image quality criterion for detection systems operating under distortion conditions. The calculated level of the quality indicator should be used to determine the fact of image distortion. On the basis of the proposed technique, a method of correlation detection in conditions of "smudge" and "defocusing" type distortions has been developed. The developed method of correlation detection is distinguished by the introduction of three stages: identification of distortions in the current image; formation of the convolution core based on the type and parameters of distortion; calculation of the number of iterations based on the required and current value of the image quality criterion. This made it possible to ensure the operation of the correlation detection method in conditions of distortion.

Keywords: image restoration, image quality criterion, coordination of image processing stages, correlation detection method, image distortion.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Liplianin A.Yu., Khizniak A.V. Methodology for Determining the Required Value of the Image Quality Index for Detection Algorithms under Distortion Conditions. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 69-75.

Введение

Интеллектуальные технические системы повсеместно внедрены в повседневную жизнь человека. Одним из самых распространенных интеллектуальных систем являются оптико-электронные системы (ОЭС), одной из ключевых задач которых является обнаружение объектов. Современные ОЭС функционируют в сложных условиях, подразумевающих воздействие внешних (тряска, движение платформ на высоких скоростях, вибрация, погодные условия и др.) и внутренних факторов (помехи сенсора, искажений оптической системы, помехи при передаче данных и др.). Безусловно, все вышеуказанные факторы негативно влияют на качество решения задачи обнаружения. Для исследования различных типов воздействий авторами был разработан универсальный инструментарий [1], который позволяет исследовать не только отдельно взятые алгоритмы, но и их сочетания. Целью настоящей статьи является усовершенствование разработанной ранее методики определения требуемого значения показателя качества изображения для алгоритмов обнаружения, в основе которых положены принципы выделения информации, основанные на пространственных характеристиках и образах, при наличии искажений.

Основная часть

Блок-схема разработанного авторами инструментария представлена на рис. 1. Инструментарий состоит из трех независимых частей. Каждую часть можно представить, как отдельный этап, при этом в рамках второго и первого этапов есть возможность выстраивать конвейер обработки входных кадров, т.е. устанавливать очередность обработки из нескольких алгоритмов.

Определим составные части, алгоритмы и математические выражения для проводимых исследований, которые будем использовать в инструментарии для усовершенствования методики. Первый блок инструментария формирует изображение, описываемое выражением:

$$g(x, y) = f(x, y) \otimes h(x, y) + \eta(x, y), \quad (1)$$

где $g(x, y)$ – искаженное изображение; $f(x, y)$ – оригинальное изображение; $h(x, y)$ – функция искажения; $\eta(x, y)$ – шум.

Составляющая $f(x, y)$ может представлять собой как смоделированные, так и реальные видеопоследовательности. Функция искажения, $h(x, y)$ в представленной статье характеризует

искажения типа «смаз» и «расфокусировка». Шумовая составляющая $\eta(x, y)$ моделирует совокупность шумов в ОЭС.

На вход первого блока поступает вектор $\vec{V}(v_1, v_2, \dots, v_k)$, представляющий собой набор параметров характеризующих: оригинальное изображение (размеры изображения, тип математической модели формирования изображения, размеры объекта на изображении, количество объектов и др.); параметры искажений (тип, угол и амплитуду искажения); параметры шума (например, медианное значение шума и среднее квадратическое отклонение и др.). Выходом первого блока является $g(x, y)$.

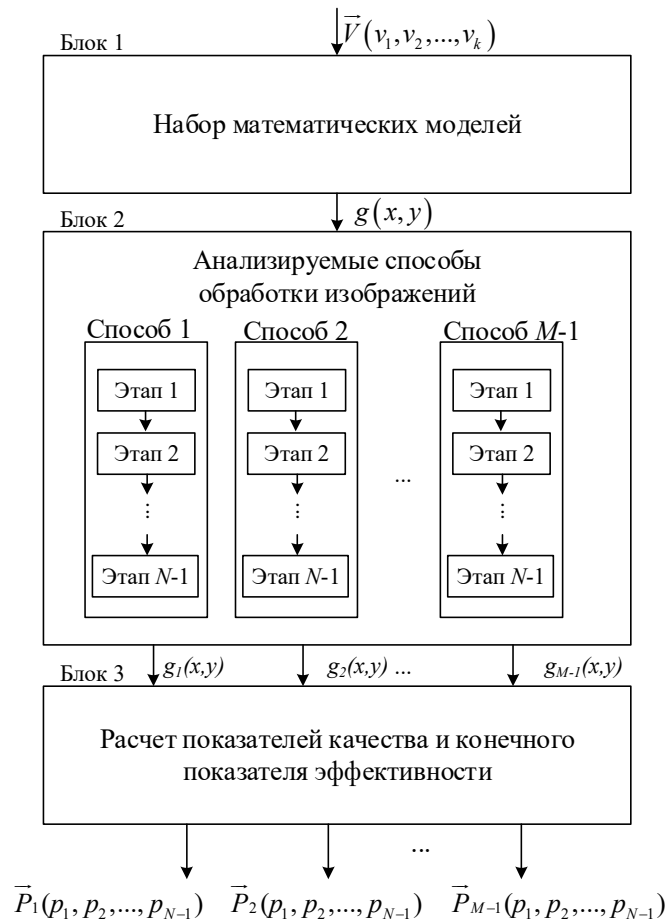


Рис. 1. Блок-схема инструментария для исследования эффективности работы алгоритмов обнаружения
Fig. 1. Flowchart of tools for investigating the effectiveness of detection algorithms

Содержание блока номер два: «Анализируемые способы обработки изображений», – может изменяться в зависимости от совокупности исследуемых алгоритмов обработки изображений, в том числе, алгоритмов восстановления, обнаружения и т.д. Исследованию подлежали: нейросетевой способ обнаружения (нейросеть YOLO v4); корреляционный способ обнаружения; SVM-классификатор совместно с HOG дескрипторами; алгоритм обнаружения, основанный на вейвлет-преобразованиях [3, 6, 7, 8].

Третий блок, предназначенный для снятия текущих показаний и результатов преобразований исходных видеопоследовательностей, отражает количественные характеристики изображения после обработки каждым этапом во втором блоке. Способы обработки изображений можно условно разделить на три группы: первая группа включает в себя различные способы фильтрации и восстановления; вторая группа способы выделения информационных признаков на изображении; третья группа характеризует принятие решения о наличии искомых объектов на изображении. Исходя из целевого назначения групп обработки изображений, их результативность оценивается различным набором параметров. Для алгоритмов третьей группы будем применять показатели, которые наиболее адекватно

отражают работу рассматриваемых алгоритмов обнаружения: точность (precision, выражение 2) и полнота (recall, выражение 3).

$$P = \frac{tp}{tp + fp}, \quad (2)$$

где tp – количество истинно-положительных объектов (true positives); fp – количество ложноположительных объектов (false positives).

$$R = \frac{tp}{tp + fn}, \quad (3)$$

где fn – количество ложноотрицательных объектов (false negatives).

Что касается первой и второй групп, то подробный анализ показателей, по которым возможно определить качество изображения и, соответственно, результаты его преобразований, рассмотрены в статье [2]. На выходе третьего блока формируются векторы показателей, включающие в себя показатели качества обработки изображения на каждом этапе способа $(\vec{P}_1(p_1, p_2, \dots, p_{N-1}), \vec{P}_2(p_1, p_2, \dots, p_{N-1}), \dots, \vec{P}_{M-1}(p_1, p_2, \dots, p_{N-1}))$.

На основе проведенных исследований с использованием представленного инструментария предложена методика выбора требуемого значения показателя качества ($\psi_{тр}$) входного изображения на основе характеристик обнаружения с приведенным примером для типового корреляционного алгоритма обнаружения и предлагаемым способом восстановления изображения.

Ниже представлены этапы разработанной методики выбора $\psi_{тр}$ на примере корреляционного алгоритма обнаружения [5].

1. Задать необходимые значения полноты, точности.

Для определения требуемых значений качества алгоритма обнаружения используются результаты, представленные [3], где $P = 0,892$, $R = 0,901$.

2. Построить зависимости показателей качества работы алгоритма обнаружения от показателя качества изображения ($R = f(\psi)$, $P = f(\psi)$).

Для получения искомых зависимостей необходимо сформировать изображение на основе входного вектора \vec{V} . При формировании изображения необходимо амплитуду искажений ($A_{иск}$) увеличивать на 1 пиксель на каждой итерации с целью получения изображения с различными значениями показателя качества. Полученное изображение подать на блок 2 для дальнейшей обработки анализируемыми способами. При этом в блок номер 3 необходимо подать координаты объектов для расчета показателей качества обнаружения (выражения 2 и 3) и расчета показателя качества изображения согласно выражению 4 [2]:

$$\psi = \frac{1}{n} \frac{\sum_{i=0}^n p_i(\nabla g(x, y))}{p_0(\nabla g(x, y))}, \quad (4)$$

где $\nabla g(x, y)$ – результирующее изображение градиента, которое является суммой изображений после свертки $g(x, y)$ операторами Собеля и Лапласа; $p_i(\nabla g(x, y))$ – гистограмма градиента искаженного изображения; $p_0(\nabla g(x, y))$ – количество пикселей с нулевой интенсивностью; n – величина динамического диапазона изображения.

После обработки входного изображения (выход блока 2), оно подается на блок 3. В блоке 3 рассчитываются показатели качества обнаружения (выражения 2 и 3) на основе данных об истинных объектах, полученных в блоке 1 и обнаруженных в блоке 2. Они соответствуют текущему показателю качества изображения (выражение 4). Полученные зависимости представлены на рис. 2 для полноты и рис. 3. для точности. Прерывистой линией показаны зависимости для размера объекта 15 на 15 пикселей, а сплошной – 6 на 6 пикселей.

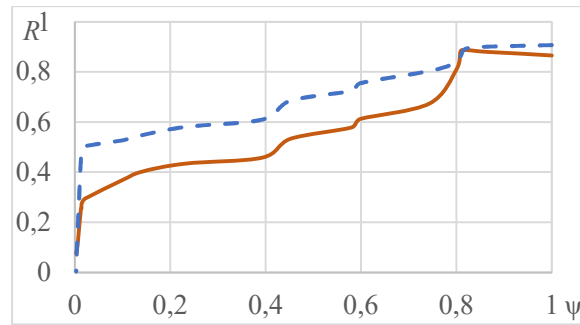


Рис. 2. Зависимость полноты от показателя качества изображения
Fig. 2. The dependence of recall on the image quality value

Из зависимости, представленной на рис. 2, видно, что до значения показателя качества равного 0,82, кривая либо практически не убывает, либо наблюдается ее рост для изображения с объектом размером 6 на 6. Это обусловлено тем, что искажения малой амплитуды типа «смаз» и «расфокусировка» играют роль фильтра, убирая шум и помехи. После значения показателя качества 0,82 зависимости начинают убывать с различной интенсивностью.

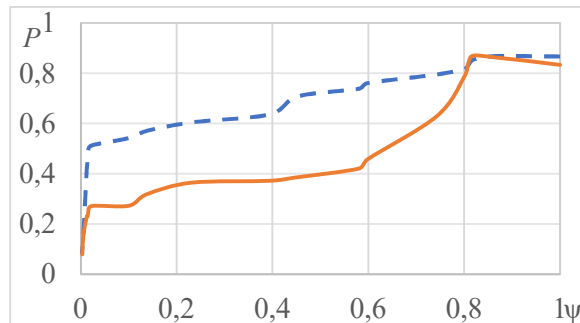


Рис. 3. Зависимость точности от показателя качества изображения
Fig. 3. The dependence of precision on the image quality value

Зависимость, представленная на рис. 3, имеет похожий вид зависимости на рис. 2. Очевидно, что при меньших размерах объекта, чувствительность алгоритма обнаружения повышается, о чем свидетельствует гораздо большая крутизна сплошной кривой.

3. Сопоставляя зависимости, полученные в пункте 2 ($R = f(\psi), P = f(\psi)$), определяется $\psi_{тр}$, которое соответствует минимальному значению среди зависимостей, определенных в пункте 2, соответствующих заданным уровням показателей качества обнаружения (пункт 1).

Требуемое значение показателя качества для корреляционного алгоритма обнаружения составляет $\psi_{тр} = 0,82$. Оно соответствует максимально допустимому уровню искажений в 3 пикселя, когда восстановление не требуется для объекта интереса не менее 6×6 пикселей. Ниже приведено содержание этапов и блок-схема алгоритма корреляционного обнаружения в условиях искажений типа «смаз» и «расфокусировка» (рис. 4).

Этап 1. Получение видеопоследовательности от оптико-электронного сенсора и запись текущего изображения (ТИ) в запоминающее устройство.

Этап 2. Расчет показателя ψ (выражение 4).

Этап 3. Установка наличия факта искажения по вычисленному показателю ψ . Если он меньше требуемого, то переходим к этапу 5, иначе проверяем уровень искажений, не выше ли он чем допустимое значение. Если значение показателя качества текущего изображения больше чем допустимое, то пропускаем кадр, иначе выполняем восстановление текущего изображения (этап 4).

Этап 4. Реализация процедуры восстановления изображения [4].

Этап 5. Фильтрация шумов, обусловленных помехами оптико-электронного сенсора.

Этап 6. Нормализация изображения.

Этап 7. Расчет корреляционной поверхности.

Этап 8. Пороговая обработка.

Этап 9. Выдача координат обнаруженных объектов.

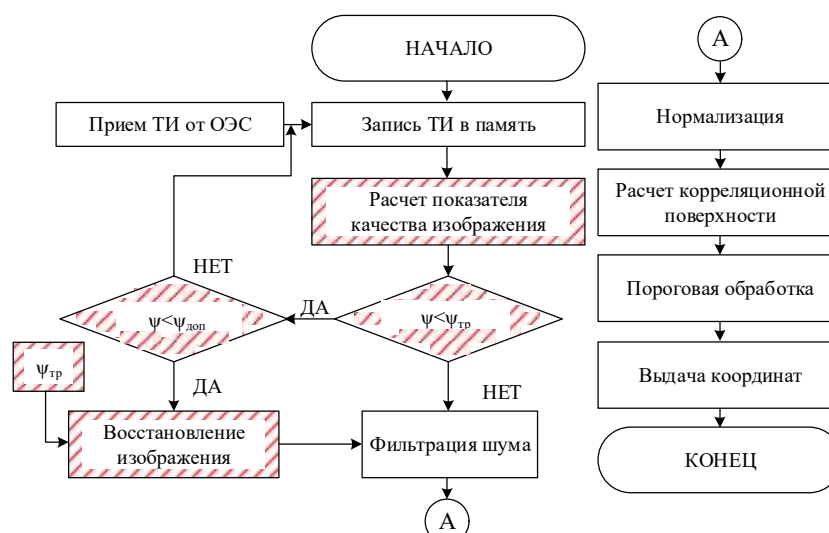


Рис. 4. Блок-схема корреляционного алгоритма обнаружения в условиях искажений типа «смаз» и «расфокусировка»

Fig. 4. Block diagram of the correlation detection algorithm in the conditions of "smudging" and "defocusing"

Таким образом, в алгоритм типового корреляционного обнаружителя были введены этапы: расчета значения показателя качества входного изображения; определение факта искажения; восстановление изображения. Авторские блоки разработанного алгоритма выделены штриховкой.

Заключение

Разработана методика определения допустимого значения показателя качества изображения. Методика позволяет принять решение о необходимости применения восстановления в зависимости от используемого алгоритма обнаружения и параметров искажений. Отличительной особенностью разработанной методики является вычисление требуемого и достаточного значений показателя качества изображения. Показатель определяет условия, когда для работы алгоритма обнаружения требуется восстановление изображения. Использование предложенной методики позволило разработать корреляционный способ обнаружения малоразмерных объектов в условиях искажений типа «смаз» и «расфокусировка», отличающийся введением трех этапов: идентификации искажений на текущем изображении; формирования ядра свертки на основе типа и параметров искажений; расчета количества итераций, исходя из требуемого и текущего значений показателя качества изображения. Введенные этапы обеспечивают работу алгоритма обнаружения с показателями точности не менее 0,8 и полноты не менее 0,9.

Список литературы

1. Липлянин А.Ю., Хижняк А.В., Сергеенко А.В. Универсальный инструментарий для исследования работы алгоритмов обнаружения в оптическом диапазоне. *Вестник Полоцкого государственного университета*. 2020;12(116):103-108.
2. Липлянин А.Ю. Хижняк А.В., Сергеенко А.В., Царенков Н.В. Обоснование критерия оценки качества восстановления искаженных изображений для итерационного алгоритма в системах корреляционного обнаружения. *Докл. БГУИР*. 2019;4(122):64-71.
3. Липлянин А.Ю., Хижняк А.В., Сергеенко А.В. Исследование работы алгоритмов обнаружения оптически наблюдаемых объектов с учетом воздействия внешних возмущающих факторов. *Известия Гомельского государственного университета имени Ф. Скорины*. 2021;6(129):77-83.
4. Липлянин А.Ю., Хижняк А.В. Способ восстановления изображений на основе автоматического расчета типа, параметров функции искажения и требуемого количества итераций. *Проблемы инфокоммуникаций*. 2019;1(9):83-90.
5. Bishop C.M. *Pattern Recognition and Machine Learning*. Springer. 2006.
6. Redmon J., Farhadi A. YOLOv3: An Incremental Improvement. Washington: University of Washington; 2018.
7. Diaz-Ramirez V.H. Picos K., Kober V. Target tracking in nonuniform illumination conditions using locally adaptive correlation filters. *Optics Communications*. 2014;323;32-43.

8. Wong S. Advanced Correlation Tracking of Objects in Cluttered Imagery // *The Proceedings of SPIE: Acquisition, Tracking and Pointing*. 2005;19.

References

1. Liplyanin A.Yu., Khizhnyak A.V., Sergeyenko A.V. Analysis of algorithms for detecting targets in the optical range. *Vestnik Polotskogo gosudarstvennogo universiteta*. 2020;12(116):103-108.
2. Liplyanin A.Yu., Khizhnyak A.V., Sergeyenko A.V., Tsarenkov N.V. Substantiation of the criterion for assessing the quality of reconstructing distorted images for an iterative algorithm in correlation detection systems. *Dokl. BGUIR*. 2019;4(122):64-71.
3. Liplyanin A.Yu., Khizhnyak A.V., Sergeyenko A.V. Investigation of the operation of algorithms for detecting optically observed objects, taking into account the impact of external disturbing factors. *Proceedings of the Gomel State University named after F. Skorina*. 2021;6(129);77-83.
4. Liplyanin A.Yu., Khizhnyak A.V. A method for restoring images based on automatic calculation of the type, parameters of the distortion function and the required number of iterations. *Infocommunication Problems*. 2019;1(9);83-90.
5. Bishop C.M. *Pattern Recognition and Machine Learning*. Springer. 2006.
6. Redmon J., Farhadi A. YOLOv3: An Incremental Improvement. Washington: University of Washington; 2018.
7. Diaz-Ramirez V.H. Picos K., Kober V. Target tracking in nonuniform illumination conditions using locally adaptive correlation filters. *Optics Communications*. 2014;323;32-43.
8. Wong S. Advanced Correlation Tracking of Objects in Cluttered Imagery. // *The Proceedings of SPIE: Acquisition, Tracking and Pointing*. 2005;(19).

Вклад авторов

Хижняк А.В. осуществил постановку задачи для проведения исследования.

Липлянин А.Ю. разработал методику определения допустимого значения показателя качества изображения и корреляционный способ обнаружения объектов в условиях искажений типа «смаз» и «расфокусировка».

Authors' contribution

Khizniak Alexander V. carried out the formulation of the task for the research.

Liplianin Anton Yu. developed a methodology for determining the acceptable value of the image quality criterion and a correlation method for detecting objects in conditions of distortion such as "smudge" and "defocusing".

Сведения об авторах

Липлянин А.Ю., преподаватель кафедры автоматизированных систем управления учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь».

Хижняк А.В., к. т. н. , доцент, ведущий научный сотрудник 2 группы научно-исследовательской лаборатории факультета Связи и автоматизированных систем управления учреждения образования Военная академия Республики Беларусь.

Information about the authors

Liplianin A.Y., Lectural at the Department of Automated Control Systems of the Military Academy of the Republic of Belarus.

Khizniak A.V., Cand of Sci, Associate Professor, Leading Researcher of the 2nd Group at the Research Laboratory of the Department of Communications and Automated Control Systems of the Military Academy of the Republic of Belarus.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
Минск, пр. Независимости, 220,
Военная академия Республики Беларусь
тел: +375-29-504-68-59;
e-mail: Liplianin.anton@yandex.ru
Липлянин Антон Юрьевич

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Niezalieznasci Ave., 220,
Military Academy of the Republic of Belarus
tel. +375-29-504-68-59;
e-mail: Liplianin.anton@yandex.ru
Liplianin Anton Yur'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-76-82>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.967

КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ И ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ

М.С. СВИРИД

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 3 февраля 2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Целью настоящей работы является разработка комплекса для исследований и измерения параметров и характеристик радиотехнических средств (РТС). Комплекс предназначен для формирования сигналов сверхширокополосного диапазона частот от 2 до 298 ГГц в измерительных системах, где требуется генерация сложных радиотехнических сигналов: антенные измерения, исследование характеристик радаров и электродинамических параметров материалов. Поставленная задача достигается тем, что в комплексе формируются квадратурные сигналы результатов суммирования полезного сигнала с шумами, мешающими отражениями и помехами. Производится генерация когерентных сигналов в аналоговом виде по четырем каналам, а сменные модули инфрадинного переносчика частоты и антенн формируют сигналы, излучаемые в пространство. Сменные блоки обеспечивают каскадное последовательное смешивание основного сигнала с частотой гетеродина. Подбор сменных модулей с заданной частотой гетеродина позволяет обеспечить излучение сигнала в СВЧ и КВЧ диапазонах частот.

Ключевые слова: комплекс для измерения радиотехнических средств, приемно-передающие устройства, радиосигнал, модулированный сигнал, антенны.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Свирид М.С. Комплекс для исследований и измерения параметров и характеристик радиотехнических средств. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 76-82.

COMPLEX FOR RESEARCH AND MEASUREMENT OF PARAMETERS AND CHARACTERISTICS OF RADIO TECHNICAL FACILITIES

MAXIM S. SVIRID

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 3 February 2022

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The purpose of this work is to develop a complex for research and measurement of parameters and characteristics of radio technical facilities (RTF). The complex is designed to generate ultra-wideband signals from 2 to 298 GHz in measuring systems that require the generation of complex radio signals: antenna measurements, research of radar characteristics and electrodynamic parameters of materials. The task is achieved by the fact that the quadrature signals of the results of the summation of the useful signal with noises that interfere with reflections and interference, are formed in the complex. Coherent signals are generated in analog form over four channels, and replaceable modules of the infrared frequency carrier and antennas form signals that are radiated into space. Replaceable blocks provide cascaded sequential mixing of the main signal with the local oscillator frequency. The selection of replaceable modules with a given local oscillator frequency makes it possible to provide signal radiation in the microwave and EHF frequency ranges.

Keywords: complex for measuring radio technical facilities, receiving-transmitting devices, radio signal, modulated signal, antennas.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Svirid M.S. Complex for Research and Measurement of Parameters and Characteristics of Radio Technical Facilities. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 76-82.

Введение

Темой настоящей работы является разработка измерительного комплекса для исследования параметров и характеристик РТС, работающих в сверхширокополосном частотном диапазоне (СВЧ и КВЧ).

Основные требования, предъявляемые к комплексу:

- измерение системных параметров и характеристик РТС в широком частотном диапазоне (от 2 до 298 ГГц);
- обеспечение пространственной ориентации приемной и передающей антенн РТС по азимуту и углу места с заданной точностью;
- измерение мощности передатчика РТС и чувствительности приемника РТС;
- измерение диаграмм направленности приемных и передающих антенн, их комплексных коэффициентов передачи и отражения;
- определение эквивалентной дальности действия РТС.

Разработанный комплекс позволяет проводить измерения диаграммы направленности антенн через минимально возможные углы разрешения в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Существует также функциональная возможность комплекса – проверка статистических гипотез для выполнения задач пеленгации и распознавания сигнальных портретов РЛС.

Совершенствование методов измерения характеристик и параметров РТС вызывает необходимость ставить в соответствие реальной сигнально-помеховой обстановке классы аналитических измерительных сигналов [1–3], так как в реальной обстановке на приемную антенну РТС вместе с полезным сигналом поступают мешающие преднамеренные и непреднамеренные помехи, отражения и шумы от внешних и внутренних источников.

Исходя из вышеизложенного сформируем основные задачи для разработки комплекса:

- 1) разработать и создать подсистему генерации высокочастотных сигналов, перекрывающих диапазон от 2 до 298 ГГц;
- 2) разработать подсистему формирования модулированных радиосигналов с импульсной (ИМ), кодофазоманипулированной (КФМН), линейной и нелинейной частотной (ЛЧМ и НЛЧМ), шумоподобной (ШМ) модуляцией;
- 3) разработать способ формирования зондирующих радиосигналов, имитирующих реальную обстановку работы РТС (с учетом внешних преднамеренных и непреднамеренных помех и шумов, отраженных сигналов и т.д.);
- 4) разработать подсистему пространственного управляемого разнесения приемной и передающей антенн РТС, имитирующую заданное угловое положение источника радиоизлучения (ИРИ) с возможностью определения диаграммы направленности (ДН) в вертикальной и горизонтальной плоскостях с высоким разрешением;

- 5) разработать программное обеспечение для функционирования подсистем формирования радиосигналов с учетом возможности программного накопления и обработки статистической выборки;
- 6) обеспечить возможность автокалибровки диссипативных сигнальных трактов.

Структура и реализация измерительного комплекса

В «Научно-производственно-образовательном инновационном центре СВЧ-технологий и их метрологического обеспечения» научно-исследовательской части Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники разработан и изготовлен комплекс, в состав которого входит устройство формирования сложных радиотехнических сигналов в СВЧ-диапазоне.

Ниже приведено описание комплекса для исследований и измерения системных параметров и характеристик РТС, а также представлены новые оригинальные способы и технические решения, позволяющие решить поставленные задачи. Оригинальность разработанных способов и технических решений подтверждается патентом [4].

Комплекс состоит из четырех основных системных блоков. Первый из них – блок генерации модулированного сигнала с различными законами модуляции. Второй блок представляет собой приемную систему, состоящую из четырех антенн и устройства автокалибровки. Третьим блоком является трехкоординатная механическая платформа, обеспечивающая пространственную ориентацию антенн. Автоматизированное рабочее место (АРМ) управляющего комплексом оператора – четвертый системный блок.

Основой системного блока генерации является опорный задающий автогенератор с высокой стабильностью частоты, сменные модули конвертеров частоты и сменные антенные модули. Формирование четырех каналов аналоговых радиосигналов начинается с цифровых синтезаторов частоты, сигналы с которых после цифро-аналогового преобразования (ЦАП) проходят трехкратный инфрадинный перенос частоты вверх и подаются на антенны. Второй и третий преобразователи выполнены в виде сменных модулей, что позволяет обеспечить возможность формирования радиосигналов в диапазоне частот от 2 до 298 ГГц.

На рисунке 1 показана структурная схема системного блока генерации модулированных сигналов в указанном диапазоне. Она состоит из неподвижного и подвижного блоков передатчика и содержит цифровой формирователь квадратурных составляющих, использующий интегральную микросхему с программируемой логикой (ПЛИС); четыре цифро-аналоговых преобразователя (ЦАП), формирующих сигнал на частоте 125 МГц; первый гетеродин (ЧГ1) и четыре модулятора, обеспечивающих генерацию сигнала по четырем каналам на частоте ЧГ1; второй гетеродин (ЧГ2) и четыре смесителя в виде сменного модуля преобразователя частоты, обеспечивающие генерацию сигнала на частоте ЧГ2 по четырем каналам; переключаемый управляемый третий гетеродин (ЧГ3), с делителем мощности и четыре смесителя, обеспечивающие выбор частоты и генерацию сигнала на заданной частоте по четырем каналам; четыре антенны, обеспечивающие излучение сигнала в пространство. ЧГ3, сумматор мощности, четыре смесителя и четыре антенны выполнены в виде сменного модуля для обеспечения генерации сигнала в разных поддиапазонах.

Формирование сложных радиотехнических сигналов обеспечивается программным обеспечением для ПЛИС.

В программном обеспечении реализованы следующие режимы работы.

1. Непрерывный сигнал. ПЛИС обеспечивает формирование квадратурных составляющих непрерывного гармонического сигнала. Параметры генерируемого сигнала: мощность, частота, отношение сигнал-шум.

2. Импульсный сигнал. ПЛИС обеспечивает формирование квадратурных составляющих импульсного сигнала. Характеристики выходного сигнала следующие: тип импульсного сигнала (немодулированный, модулированный); параметры генерируемого импульсного сигнала (мощность или амплитуда); задержка относительно синхроимпульса; период следования импульсов; длительность импульса; закон модуляции (ЛЧМ с окном, ЛЧМ без окна, КФМ и др.).

3. Сложный параметрический радиосигнал. ПЛИС обеспечивает формирование квадратурных составляющих сложных параметрических сигналов – эхосигналов, представляющих собой импульсные сигналы с шумом и мешающими отражениями. Эти сигналы предназначены для имитации радиообстановки при работе радиолокационных средств. Характеристики выходных сигналов следующие: параметры генерируемых эхосигналов (задержка относительно строба «Прием/Передача»; амплитуда; фаза; частота Доплера; ширина спектра шума; амплитуда флуктуации; изменение задержки сигнала относительно строба «Прием/Передача»); параметры случайного шума (закон распределения амплитуды – Релея, равномерный, Максвелла, детерминированное значение, и др.; закон распределения фазы – равновероятный; среднеквадратичное отклонение шума).

4. Произвольный сигнал. Предусмотрена возможность формирования сигнала пользователем. При этом происходит считывание из памяти заранее подготовленного сценария изменения параметров сигнала соответствующих изменению положения цели во времени. Имеется возможность временной корректировки действительной и мнимой составляющей частей комплексного сигнала.

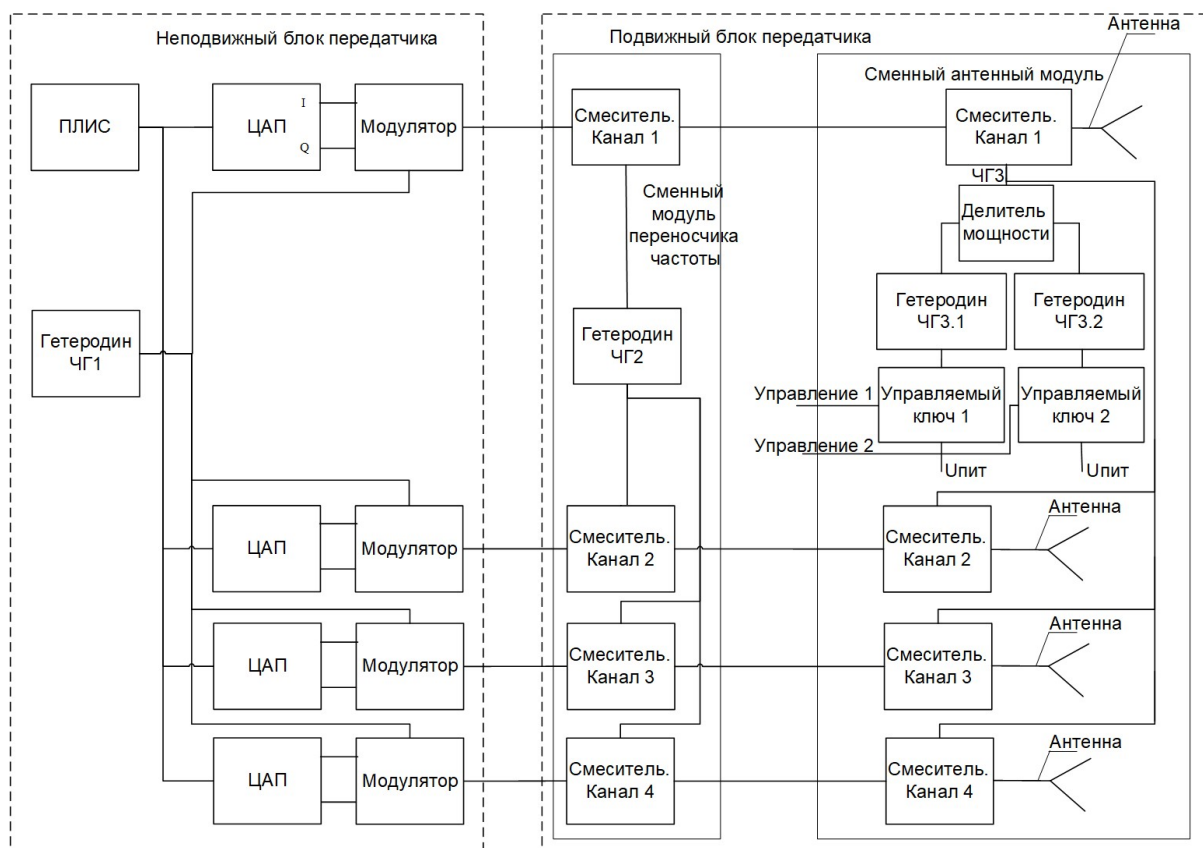


Рис. 1. Системный блок генерации модулированных сигналов

Fig. 1. System block for generating modulated signals

Взаимосвязь дальности до цели с задержкой сигнала τ , используемой в комплексе для имитации дальности, устанавливается соотношением:

$$R_t = \tau \cdot c / 2, \quad (1)$$

где R_t – дальность до цели, м; τ – задержка отраженного сигнала относительно зондирующего, с; c – скорость света в вакууме 299 792 458 м/с.

При работе ПЛИС используется величина τ' , соответствующая «однозначно видимой дальности» в соответствии с формулой:

$$R_t = \tau \cdot c / 2 = (n \cdot T_n + \tau') \cdot c / 2, \quad (2)$$

где T_n – период повторения импульсов, с; n – целое число; τ' – задержка сигнала в пределах одного периода повторения импульсов, с.

Комплекс позволяет имитировать ситуации взаимного перемещения носителя радара относительно движущегося объекта. При этом предварительно рассчитывается частота Доплера. Ее максимальное и минимальное значение определяется из выражения:

$$\begin{aligned} F_{max} &= 2 \cdot (V_r + V_t) \cdot f / c = 2 \cdot (M_r + M_t) \cdot f \cdot a / c; \\ F_{min} &= 2 \cdot (V_r - V_t) \cdot f / c = 2 \cdot (M_r - M_t) \cdot f \cdot a / c, \end{aligned} \quad (3)$$

где F_{max} – максимальное значение частоты Доплера, Гц; F_{min} – минимальное значение частоты Доплера, Гц; V_r, V_t – скорость носителя радара и объекта соответственно, м/с; M_r, M_t – скорость носителя радара и объекта соответственно в Махах; f – рабочая частота радара, Гц; c – скорость света 299 792 458 м/с; a – скорость звука ≈ 340 м/с.

Требуемое при моделировании соотношение сигнал/шум зависит от задаваемой амплитуды отраженного сигнала от цели как:

$$SNR = 10 \lg \left(\frac{P_s}{P_n} \right) \approx 20 \lg \left(\frac{N_s}{N_n} \right), \quad (4)$$

где P_s, P_n – мощность отраженного сигнала от цели и шума соответственно, мВт; N_s, N_n – код амплитуды отраженного сигнала от цели и шума соответственно.

В памяти ПЛИС сохранены таблицы напряжений для различных законов модуляции сигнала. Получая команду сформировать сигналы с заданной модуляцией, амплитудой, периодом повторения, ПЛИС цифровым образом создает соответствующие квадратурные составляющие. ЦАП (частота выходного сигнала промежуточной частоты 125 МГц) и модуляторы обеспечивают формирование сигналов в аналоговом виде с частотой ЧГ1, а сменные модули (преобразователь частоты и антенный модуль) обеспечивают генерацию сигналов в диапазоне частот 2–298 ГГц.

Каждому диапазону частот соответствует своя пара сменных модулей: антенного и переносчика частоты. Частота ЧГ3, подаваемая на смесители, устанавливается путем подачи напряжения питания на гетеродин ЧГ3.1 или гетеродин ЧГ3.2. Дополнительно в ПЛИС путем суммирования напряжений квадратурных составляющих сигналов возможно комбинирование основного сигнала с шумами, мешающими отражениями и помехами. Таким образом, обеспечивается формирование когерентных модулированных сигналов по четырем каналам.

Частотный план формирования выходного сигнала определяется из выражений:

$$F_{OUT} = 125 \text{ МГц} + \text{ЧГ2} - \text{ЧГ1} + \text{ЧГ3}, \quad (5)$$

где ЧГ1 – частота первого гетеродина; ЧГ2 – частота второго гетеродина; ЧГ3 – частота третьего гетеродина ЧГ3.1 или ЧГ3.2.

На рис. 2 приведена общая структурная схема комплекса, на которой приняты следующие обозначения:

системный блок генерации модулированного сигнала с различными законами модуляции 15;
1 – антенна; 2 – двухкоординатная платформа; 3 – сменный блок приемо-передатчика; 4 – блок сменных антенн; 5 – блок управления платформой; 6 – блок промежуточной частоты передатчика.

Второй блок представляет собой приемную систему 16:

7 – антенна; 8 – блок сменных антенн; 9 – устройства автокалибровки; 10 – трехкоординатная платформа; 11 – блок промежуточной частоты приемника; 12 – блок управления платформой; 13 – блок управления подсистемами приемника и передатчика; 14 – АРМ управляющего комплексом оператора.

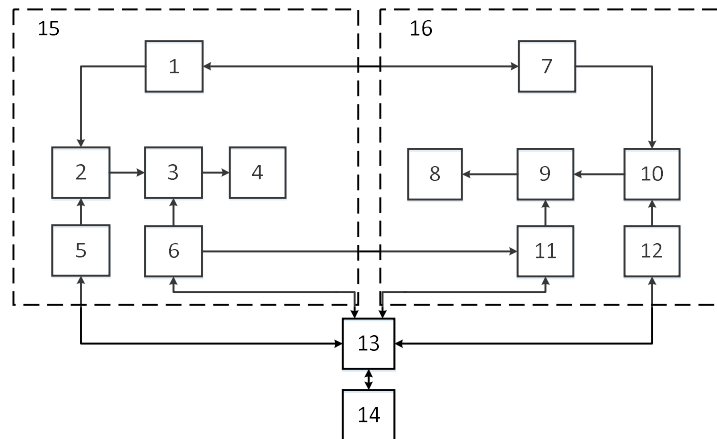
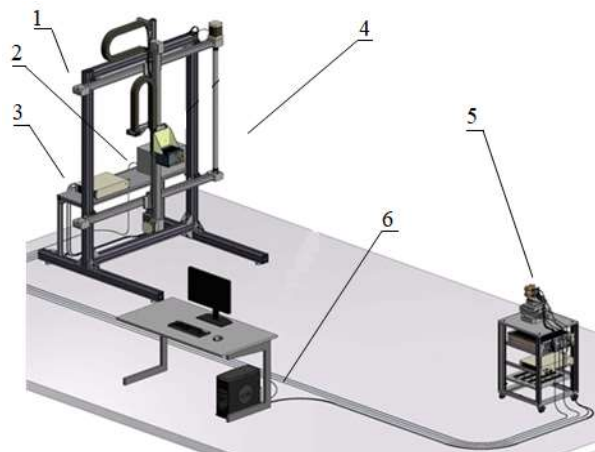


Рис. 2. Структурная схема комплекса
Fig. 2. Block diagram of the complex

Реализованный измерительный комплекс представлен на рис. 3.



1 – двукоординатная платформа; 2 – системный блок передатчика; 3 – блок управления платформой; 4 – подсистема передатчика; 5 – системный блок приёмника; 6 – АРМ оператора

Рис. 3. Состав и взаимное расположение блоков комплекса
Fig. 3. The composition and relative position of the complex blocks

Заклучение

Создан комплекс для исследований и измерения системных параметров и характеристик РТС, относящийся к области радиотехники. Он может быть использован для пространственных измерений радиотехнических характеристик приемо-передающих устройств. Измерительный комплекс разработан и изготовлен в «Научно-производственно-образовательном инновационном центре СВЧ-технологий и их метрологического обеспечения» научно-исследовательской части Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. Он позволяет измерять системные параметры и характеристики РТС в широком частотном диапазоне (от 2 до 298 ГГц); обеспечивать пространственную ориентацию приемной и передающей антенн РТС; иметь возможность пространственной фиксации антенн по азимуту и углу места с заданной точностью; измерять мощность передатчика РТС и чувствительность приемника РТС; определять эквивалентную дальность действия РТС.

Необходимо отметить возможность измерения диаграммы направленности антенн через минимально возможные углы разрешения в вертикальной и горизонтальной плоскостях, что обуславливается новой функциональной возможностью комплекса – проверкой статистических гипотез для выполнения задач пеленгации и распознавания сигнальных портретов РТС.

Список литературы

1. Козлов С.В., Ву Т.Х. Алгоритмы обработки сигналов в радиолокационных измерителях угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой. *Журнал радиоэлектроники*. 2019;(11):1-29.
2. Козлов С.В., Ву Т.Х. Потенциальная точность квазиоптимальных радиолокационных измерителей угловых координат со сканирующей многоканальной антенной системой. *Доклады БГУИР*. 2020;18(3):5-13.
3. Булавко Д.Г., Ву Т.Х., Гусинский А.В., Козлов С.В., Копшай А.А., Кондрашов Д.А., Лисов Д.А., Луферов А.Н., Свирид М.С. Результаты экспериментальных исследований адаптивных алгоритмов оценивания угловых координат целей в радиолокационном измерителе со сканирующей многоканальной антенной системой в условиях помех. *Республиканская научно-практическая конференция «Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2020»*; 28-29 октября, 2020; Минск.
4. Свирид М.С., Гусинский А.В., Луферов А.В., Кондрашов Д.А., Кострикин А.М. *Автоматизированная система пространственных измерений характеристик радиотехнических СВЧ устройств и материалов*. Евразийский патент на изобретение № 038525. Опубл. 09.09.21, Бюл. № 09.
5. Забеньков И.И., Гусинский А.В., Свирид М.С., Исакович Н.Н., Забеньков А.И., Солоневич С.С. *Способ определения времени подачи команды на инициализацию на заданной высоте реактивного снаряда с пикирующей траекторией полета*. Патент Республики Беларусь на изобретение № 23549. Опубл. 30.10.2021.
6. Гусинский А.В., Свирид М.С., Кондрашов Д.А., Копшай А.А., Булавко Д.Г., Лисов Д.А. Моделирование микрополосковой антенны радиовысотомера для летательного аппарата. *Доклады БГУИР*. 2021;19(5):5-12.

References

1. Kozlov S.V., Vu T.Kh. [Algorithms for signal processing in radar angle meters with a scanning multichannel antenna system]. *Zhurnal Radioelektroniki*. 2019;(11):1-29. (In Russ.)
2. Kozlov S.V., Vu T.Kh. [Potential accuracy of quasi-optimal radar meters of angular coordinates with a scanning multichannel antenna system]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2020;18(3):5-13. (In Russ.)
3. Bulavko D.G., Vu T.Kh., Gusinsky A.V., Kozlov S.V., Kopshay A.A., Kondrashov D.A., Lisov D.A., Luferov A.N., Svirid M.S. [Results of experimental studies of adaptive algorithms for estimating the angular coordinates of targets in a radar meter with a scanning multichannel antenna system under noise conditions]. *Republican scientific and practical conference "Information radio systems and radio technologies 2020"*; October 28–29, 2020; Minsk. (In Russ.)
4. Svirid M.S., Gusinsky A.V., Luferov A.V., Kondrashov D.A., Kostrikin A.M. [Automated system for spatial measurement of characteristics of radio engineering microwave devices and materials]. Eurasian patent for invention No. 038525. Publ. 09.09.21, Bull. No. 09.
5. Zabenkov I.I., Gusinsky A.V., Svirid M.S., Isakovich N.N., Zabenkov A.I., Solonovich S.S. [Method for determining the time of issuing a command for initialization at a given altitude of a rocket projectile with a diving flight path]. Patent of the Republic of Belarus for the invention No. 23549. Publ. 30.10.2021. (In Russ.)
6. Gusinsky A.V., Svirid M.S., Kondrashov D.A., Kopshay A.A., Bulavko D.G., Lisov D.A. [Simulation of a microstrip radio altimeter antenna for an aircraft]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;19(5):5-12. (In Russ.)

Сведения об авторах

Свирид М.С., старший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Svirid M.S., Senior Researcher at the Center 1.9 of R&D Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-17-293-86-62;
e-mail: maxim_sv@tut.by
Свирид Максим Сергеевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka St., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-86-62;
e-mail: maxim_sv@tut.by
Svirid Maxim Sergeevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-83-89>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.375.029

БАЛАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ОВЧ С БЕСШУМНЫМИ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

И.Ю. МАЛЕВИЧ¹., П.В. ЗАЯЦ²

¹ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»
(г. Минск, Республика Беларусь)

²ООО «Аналоговые системы» (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 16 декабря 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Современная практика разработки радиотехнических трактов диапазона ОВЧ в качестве маломощных усилителей широко использует монолитные интегральные схемы (МИС). Такой подход оправдан для радиосистем, работающих в относительно спокойной электромагнитной обстановке. Однако для радиосредств, функционирующих в сложной помеховой обстановке диапазона ОВЧ, желательны устройства с небольшим коэффициентом передачи и увеличенной перегрузочной способностью. При этом требуется сохранение малого коэффициента шума и технологичности устройства. Актуальность решения этой задачи обуславливает разработку маломощного усилителя диапазона ОВЧ с повышенной перегрузочной способностью, выполненного на коммерчески доступных МИС. В настоящей работе представлены результаты логико-эвристического синтеза маломощного высоколинейного усилителя диапазона ОВЧ с балансной структурой, выполненной на МИС, охваченных бесшумными обратными связями. Приведены аналитические зависимости для расчета коэффициента усиления, входной точки децибельной компрессии, входной точки пересечения J -го порядка и коэффициента шума структуры. Проведенный анализ технических характеристик усилителя, реализованного на МИС MGA-62563, показал, что в сравнении с типовыми интегральными аналогами обеспечиваются повышенные перегрузочная способность и линейность структуры. Высокие помехозащищенность и технологичность устройства, выполненного на стандартных коммерчески доступных компонентах, позволяют рассматривать его в качестве перспективного элемента при проектировании и модернизации приемно-усилительных трактов диапазона ОВЧ, функционирующих в сложной электромагнитной обстановке.

Ключевые слова: балансный маломощный усилитель, ОВЧ, обратная связь без потерь.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Малевич И.Ю., Заяц П.В. Балансный усилитель ОВЧ с бесшумными обратными связями. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 83-89.

VHF BALANCED AMPLIFIER WITH LOSSLESS FEEDBACKS

IGOR Y. MALEVICH¹, PAVEL V. ZAYATS²

¹JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” (Republic of Belarus)

²LLC “Analog systems” (Republic of Belarus)

Submitted 16 December 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. Today’s practice of developing VHF radio systems paths widely uses MMIC as low-noise amplifiers. This approach is acceptable for radio systems operating in a relatively quiet electromagnetic environment. However, for systems operating in a complex interference environment of the VHF band, low-noise amplifiers with a lower gain and increased overload capacity are desirable. This requires maintaining a low noise figure and manufacturability of the device. Therefore, the solution to this problem requires the development of a low-noise amplifier of the VHF band with increased overload capacity, made on commercially available MMIC. This paper presents the results of a logical-heuristic synthesis of a VHF low-noise high-linear amplifier performed on an MMIC, utilising noiseless negative feedback technique. Analytical expressions are given for calculating the gain, the input gain compression point, input intercept points of the J-th order, and the noise figure of the structure. The analysis of the performance of the amplifier implemented on the MGA 62563 MMIC showed that, in comparison with other integrated solutions, increased overload capacity and structure linearity are provided. The high noise immunity and ease of manufacture of the device using commercially available components, make it a promising element in the design and modernization of VHF receiving and amplifying paths operating in a complex electromagnetic environment.

Keywords: balanced low-noise amplifier, VHF, lossless feedback.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Malevich I.Y., Zayats P.V. VHF Balanced Amplifier with Lossless Feedbacks. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 83-89.

Введение

Современная практика разработки радиотехнических трактов диапазона ОВЧ в качестве маломощных усилителей (МШУ) обычно использует широкополосные СВЧ монолитные интегральные схемы (МИС). Такие приборы имеют, как правило, 50-омные присоединительные импедансы, высокий коэффициент усиления ($K = 20...25$ дБ), низкий коэффициент шума ($NF = 0,5...2,0$ дБ), внушительную перегрузочную способность ($IP_{-1дБ} = 0...5$ дБм) и успешно применяются в радиосистемах, работающих в спокойной электромагнитной обстановке. Однако для радиосредств, функционирующих в сложной помеховой обстановке диапазона ОВЧ, желательны устройства с меньшим коэффициентом передачи ($G = 10...15$ дБ) и увеличенной на $5...10$ дБ перегрузочной способностью. При этом требуется сохранение малого коэффициента шума и технологичности устройства.

Актуальность решения этой задачи обуславливает разработку новых структур МШУ диапазона ОВЧ с повышенной перегрузочной способностью, выполненных на МИС.

Структурный синтез

Известным структурным методом, позволяющим выполнить масштабирование коэффициента усиления активного прибора с увеличением его перегрузочной способности, является использование контура отрицательной обратной связи (ООС) [1, 2].

Так, построение МШУ по схеме с трансформаторной (бесшумной) ООС (рис. 1) на активных элементах с достаточно большим коэффициентом усиления ($K > 18...24$ дБ)

обеспечивает определяющее влияние передаточного отношения обмоток m в трансформаторе T на результирующий коэффициент передачи устройства:

$$G \approx 20 \lg(m + 1). \quad (1)$$

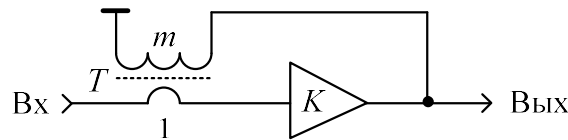


Рис. 1. Схема МШУ с ООС без потерь
Fig. 1. LNA circuit with lossless feedback

При этом коэффициент шума такого МШУ будет сопоставим с шумами активного прибора (NF_k):

$$NF \approx NF_k, \quad (2)$$

а перегрузочная способность устройства, оцениваемая $IP_{-1\text{дБ}}$ в сравнении с входной точкой компрессии K ($IP_{-1\text{дБК}}$), увеличится на $(K-G)_{\text{дБ}}$:

$$IP_{-1\text{дБ}} \approx IP_{-1\text{дБК}} + (K-G)_{\text{дБ}}. \quad (3)$$

Однако охват МИС достаточно глубокой ООС приводит к существенному изменению присоединительных импедансов устройства и, как следствие, ощутимому рассогласованию с волновым сопротивлением тракта.

Проблема может быть решена использованием балансной структуры с квадратурными каналами для построения МШУ (рис. 2).

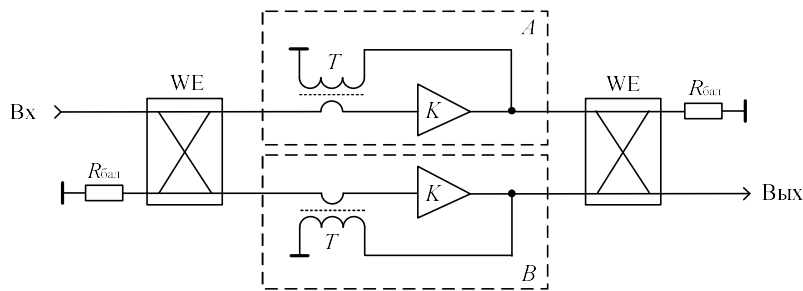


Рис. 2. Схема балансного МШУ ОБЧ с бесшумными обратными связями
Fig. 2. VHF balanced LNA circuit with lossless feedbacks

В такой структуре коэффициенты стоячей волны напряжения по входу ($KCBH_{\text{вх}}$) и выходу ($KCBH_{\text{вых}}$) определяются выражениями [3]:

$$KCBH_{\text{вх}} = (1 + |(2d^2 - 1)(S_{11A} + S_{11B})/2 + (S_{11A} - S_{11B})/2|) / (1 - |(2d^2 - 1)(S_{11A} + S_{11B})/2 + (S_{11A} - S_{11B})/2|), \quad (4)$$

$$KCBH_{\text{вых}} = (1 + |(2d^2 - 1)(S_{22A} + S_{22B})/2 + (S_{22A} - S_{22B})/2|) / (1 - |(2d^2 - 1)(S_{22A} + S_{22B})/2 + (S_{22A} - S_{22B})/2|), \quad (5)$$

где S_{11A} , S_{22A} – соответственно входной и выходной S -параметры усилительного модуля A ; S_{11B} , S_{22B} – соответственно входной и выходной S -параметры усилительного модуля B ; d – переходное ослабление квадратурных мостов WE .

Поскольку при построении усилительных модулей A и B предполагается использование достаточно глубоких трансформаторных ООС, присоединительные параметры квадратурных каналов структуры могут быть широкополосно реализованы с высокой степенью подобия: $S_{11A} \approx S_{11B}$; $S_{22A} \approx S_{22B}$. Учитывая также, что квадратурные мосты WE ОБЧ диапазона позволяют обеспечивать практически равноамплитудное деление и суммирование сигналов ($d \approx 0,707$), можно прогнозировать реализацию согласования по входу и выходу балансного МШУ с $KCBH \approx 1,2 \dots 1,5$.

Коэффициент усиления балансного МШУ с бесшумными обратными связями с учетом потерь в квадратурных мостах WE (L_{WE}) определится выражением

$$G \approx 20 \lg(m + 1) - 2L_{WE}, \quad (6)$$

коэффициент шума устройства – выражением

$$NF \approx L_{WE} + NF_K, \quad (7)$$

а входная точка децибельной компрессии соответственно выражением

$$IP_{-1дБ} \approx IP_{-1дБК} + L_{WE} + (K-G) + 3 \text{ дБ}. \quad (8)$$

Линейность передаточной характеристики устройства в терминах входной точки пересечения J -го порядка (IPJ) с учетом входной точки пересечения J -го порядка МИС (IPJ_K) выразится зависимостью

$$IPJ_G = IPJ_K + \frac{J}{(J-1)} \cdot (K-G) + \frac{J}{(J-1)} L_{WE} + 3 \text{ дБ}. \quad (9)$$

Видно, что разработанная структура позволяет масштабировать коэффициент усиления МИС с пропорциональным изменением перегрузочной способности, линейности и сохранением малого коэффициента шума.

Разработка технического решения

В структуре (рис. 2) входной радиосигнал разделяется квадратурным мостом WE на два канала и со сдвигом фаз на 90° подводится к усилительным ячейкам A и B , каждая из которых выполняется на МИС МШУ (K) с последовательной по входу общей трансформаторной ООС по напряжению. Применение серийных трансформаторов T гарантирует сходство параметров квадратурных каналов структуры. Появляющиеся в результате несогласованности входных импедансов усилительных ячеек отраженные волны поглощаются в балансной нагрузке ($R_{\text{бал}} = 50 \text{ Ом}$). Усиленные A и B ячейками радиосигналы суммируются выходным WE , а возникающие сигналы отражений поглощаются согласованной нагрузкой $R_{\text{бал}} = 50 \text{ Ом}$.

Диапазон рабочих частот структуры по верхнему пределу определяется максимальной частотой работы двухобмоточных трансформаторов T , а по нижнему – минимальной рабочей частотой квадратурных мостов WE . Известно [4–6], граничная частота работы трансформаторов с магнитной связью между обмотками может составлять $300 \dots 500 \text{ МГц}$, а широкополосные квадратурные мосты с малыми потерями реализуются, начиная с частот $70 \dots 100 \text{ МГц}$.

При выборе МИС (при прочих сопоставимых параметрах) предпочтение имеют усилительные приборы с одной усилительной ступенью и наибольшим K . Поэтому, принимая во внимание данные типовых МИС МШУ, используемых в диапазоне ОВЧ (рис. 3), в качестве активного прибора рационально выбрать MGA-62563.

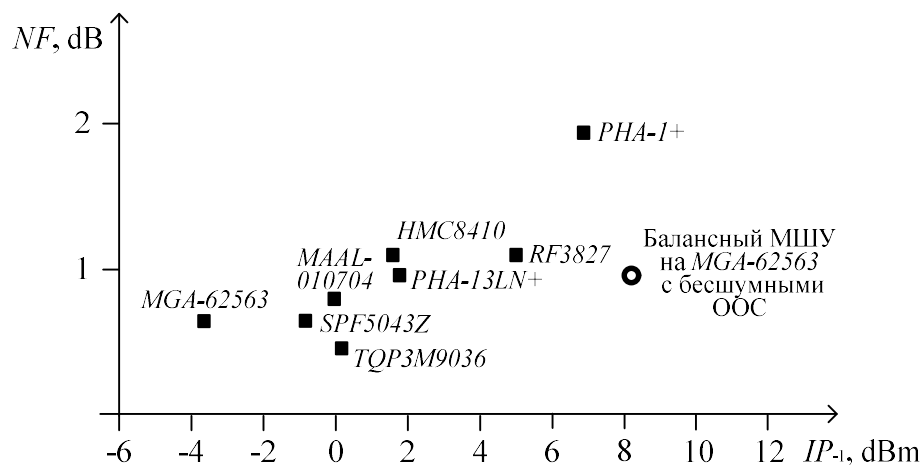


Рис. 3. Параметры динамического диапазона типовых МИС МШУ в диапазоне ОВЧ

Fig. 3. Parameters of the dynamic range of typical MMIC LNA in the VHF

Моделирование балансного МШУ

С целью проверки и оптимизации характеристик балансного усилителя с бесшумными ООС, выполненного на МИС MGA-62563, разработана модель устройства в среде ADS (рис. 4). Для описания элементов схемы (МИС MGA-62563, трансформаторов ООС $T1$ и $T2$ с $m = 4$ и квадратурных мостов $WE1$ и $WE2$) использованы модели стандартной библиотеки среды моделирования.

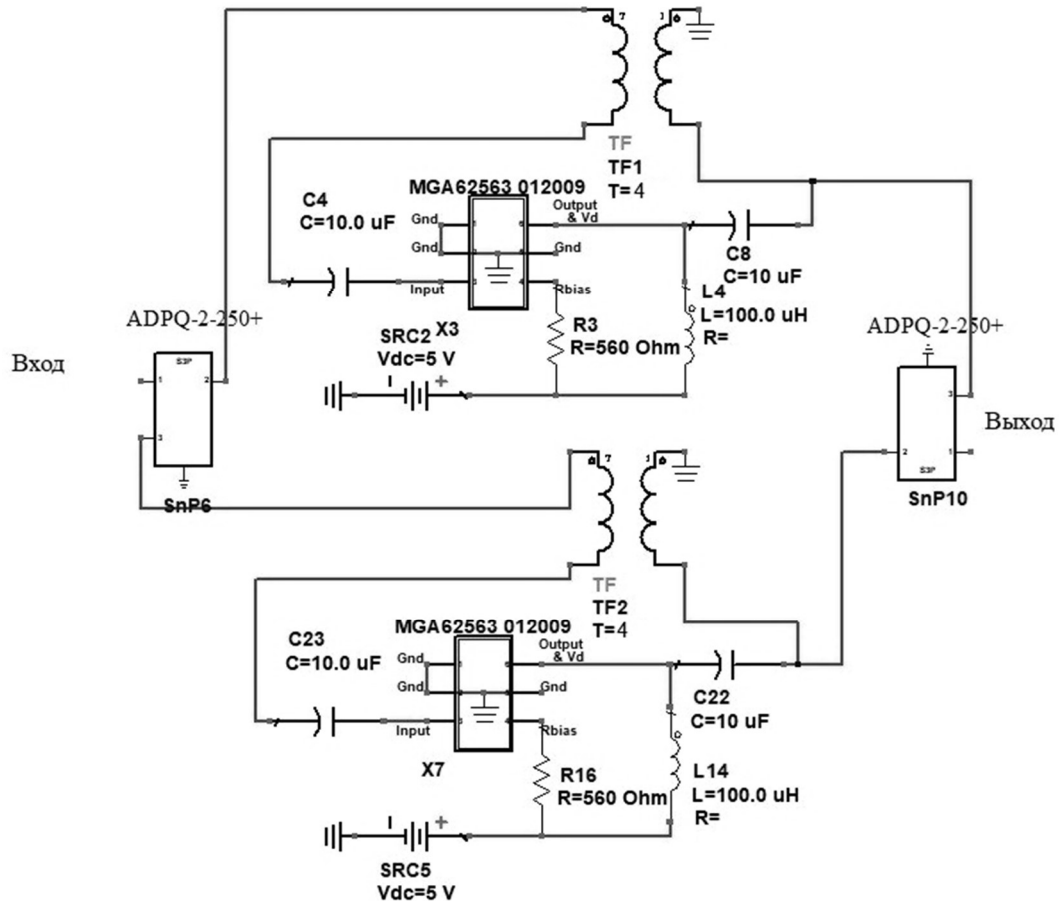


Рис. 4. Модель балансного МШУ с бесшумными ООС в среде ADS
Fig. 4. Model of balanced LNA with lossless feedbacks in ADS environment

На рис. 5 представлены частотные зависимости основных характеристик МИС MGA-62563 и балансной структуры на МИС MGA-62563.

Видно, что разработанный балансный усилитель с бесшумными обратными связями в 50-омном тракте в диапазоне 150...300 МГц обеспечивает коэффициент усиления 14 дБ с неравномерностью $\pm 0,2$ дБ, КСВН не более 1,4, входную точку компрессии 8,1..8,8 дБм при коэффициенте шума 0,92...1,25 дБ. Значение $IP3$ структуры с ростом частоты монотонно снижается с 26,5 до 24,5 дБм.

Анализ полученных характеристик показывает, что результаты моделирования хорошо согласуются с аналитическими выражениями, описывающими работу структуры. Параметры динамического диапазона разработанного усилителя для сравнения с типовыми интегральными аналогами отображены на рис. 3.

В целом динамический диапазон разработанной структуры на MGA-62563 в пересчете к полосе 1 МГц составляет порядка 121 дБ, что на 11..12 дБ выше, чем у одиночной МИС.

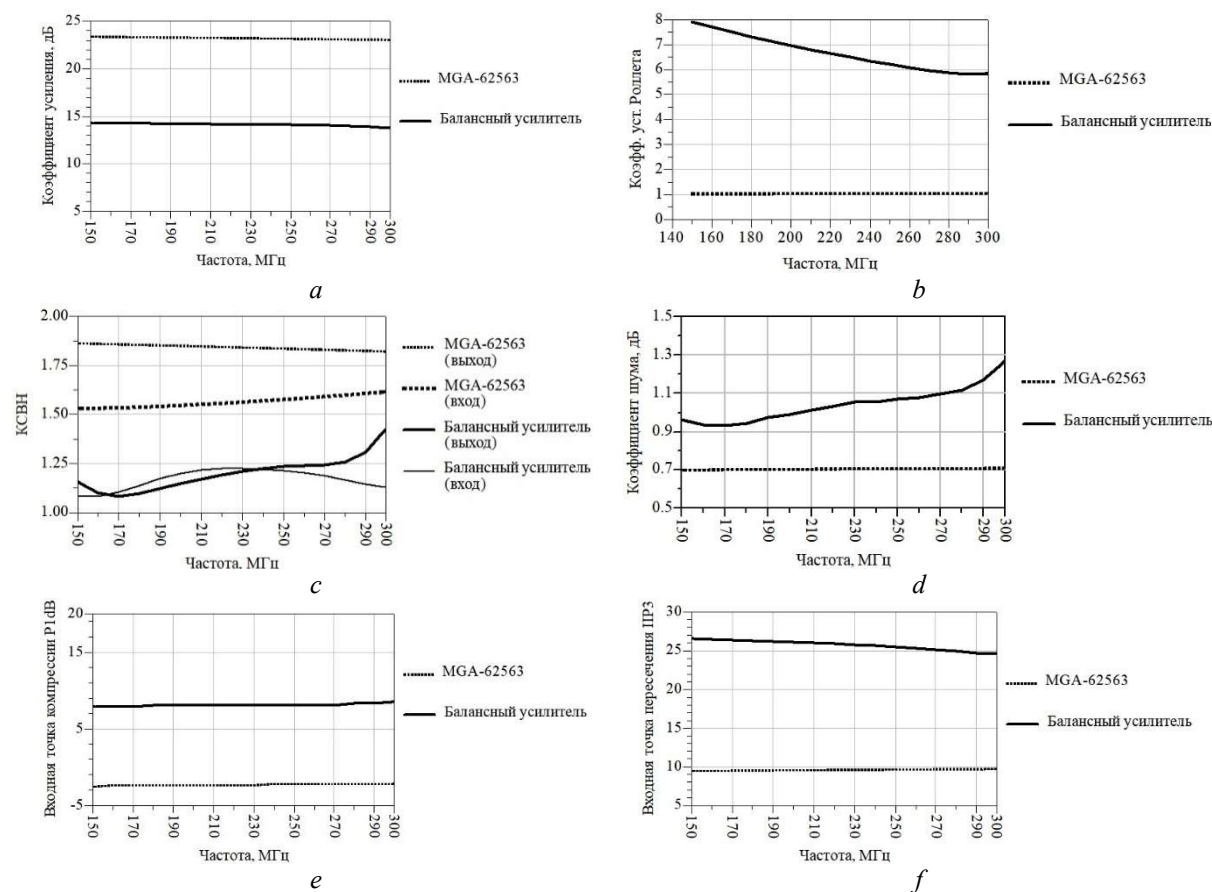


Рис. 5. Зависимости от частоты коэффициентов усиления (а), коэффициентов устойчивости Роллета (b), КСВН (с), коэффициентов шума (d), входной точки децибельной компрессии (е) и входной точки пересечения 3-го порядка (f) МИС MGA-62563 и балансной структуры
Fig. 5. Frequency dependences of the gain (a), Rollet stability coefficient (b), VSWR (c), noise figure (d), input compression point (e) and input 3-order intersept point (f) of MMIC MGA-62563 and balanced structure

Заключение

Представлены результаты логико-эвристического синтеза малошумящего высоколинейного усилителя диапазона ОВЧ с балансной структурой, выполненной на МИС, охваченных бесшумными обратными связями.

Приведены аналитические зависимости для расчета коэффициента усиления, входной точки децибельной компрессии, входной точки пересечения J -го порядка и коэффициента шума структуры. Проведенный анализ технических характеристик усилителя, реализованного на МИС MGA-62563, показал, что в сравнении с типовыми интегральными аналогами обеспечиваются повышенные перегрузочная способность и линейность структуры.

Высокие помехозащищенность и технологичность устройства, выполненного на стандартных коммерчески доступных компонентах, позволяют рассматривать его в качестве перспективного элемента при проектировании и модернизации приемно-усилительных трактов диапазона ОВЧ, функционирующих в сложной электромагнитной обстановке.

Список литературы

1. Малевич И.Ю. *Методы синтеза широкополосных усилительных трактов с контролируемыми параметрами динамического диапазона*. Минск: Тонпик; 2004.
2. Малевич И.Ю. *Синтез высоколинейных радиочастотных усилительных трактов*. Минск: Бестпринт; 2009.
3. Петров Г.В., Толстой А.И. *Линейные балансные СВЧ усилители*. Москва: Радио и связь; 1983.

4. Carr J. *RF Components and Circuits*. Woburn: Newnes; 2002.
5. Maloratsky L.G. *Passive RF and Microwave Integrated Circuits*. Burlington: Newnew; 2004.
6. Belov L.A., Smolskiy S.M., Kochemasov V.N. *Handbook of RF, Microwave, and Millimeter-Wave Components*. Boston/London: Artech House; 2012.

References

1. Malevich I. Y. [*Methods for the synthesis of broadband amplifying paths with controlled parameters of the dynamic range*]. Minsk: Tonpik; 2004. (In Russ.)
2. Malevich I.Y. [*Synthesis of High-Linear RF Amplifier Paths*]. Minsk: Bestprint; 2009. (In Russ.)
3. Petrov G.V., Tolstoy A.I. [*Linear balanced microwave amplifiers*]. Moscow: Radio and Sviaz; 1983.
4. Carr J. *RF Components and Circuits*. Woburn: Newnes; 2002.
5. Maloratsky L.G. *Passive RF and Microwave Integrated Circuits*. Burlington: Newnew; 2004.
6. Belov L.A., Smolskiy S.M., Kochemasov V.N. *Handbook of RF, Microwave, and Millimeter-Wave Components*. Boston/London: Artech House; 2012.

Сведения об авторах

Малевич И.Ю., д.т.н., профессор, главный научный сотрудник ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

Зяц П.В., директор ООО «Аналоговые системы».

Information about the authors

Malevich I.Y., Dr. of Sci., Professor, Principal Research Scientist of JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding.

Zayats P.V., Director of LLC “Analog systems”.

Адрес для корреспонденции

220026, Республика Беларусь,
г. Минск, Партизанский пр-т, 64 а,
ОАО «КБ Радар» – управляющая компания
холдинга «Системы радиолокации»;
тел. +375-17-390-30-91;
e-mail: i.malevich@kbradar.by
Малевич Игорь Юрьевич

Address for correspondence

220026, Republic of Belarus,
Minsk, Partizanski Ave., 64 a,
JSC “KB Radar” – Managing Company
of “Radar Systems” Holding;
tel. +375-17-390-30-91;
e-mail: i.malevich@kbradar.by
Malevich Igor Yur'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-90-97>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.37

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ РАДИОПРИЕМНИК ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ СВЧ ДИАПАЗОНА

Д.Г. БУЛАВКО, А.В. ГУСИНСКИЙ, А.П. БЕЛОШИЦКИЙ, П.И. БАЛТРУКОВИЧ,
Д.А. ЛИСОВ, А.Н. КУЗЮКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 29 ноября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Целью статьи является обоснование способа и схемотехнического варианта построения сверхширокополосного радиоприемника измерительной системы, проведение математического моделирования основных параметров приемного тракта. Показаны структурная схема и общие характеристики приемника, в том числе динамический диапазон принимаемых сигналов, составляющий 111 дБ, рабочий диапазон частот от 1 до 18 ГГц. В статье рассмотрены составные блоки приемника, такие как блок автоматического регулирования мощности с динамическим диапазоном 50 дБ и шагом перестройки 1 дБ, преселектор с шестью полосами пропускания 1–2,5; 2,5–4; 4–6; 6–11; 11–15; 15–18 ГГц и блок преобразования частот с тремя ступенями преобразования. Обоснована структура и приведены параметры каждого из блоков. Подробно рассмотрена схема преобразования частот с конечной промежуточной частотой 0,75 ГГц и полосой пропускания 500 МГц. Представлены результаты моделирования коэффициента шума, распределения уровня сигнала по тракту приемника в зависимости от уровня входного сигнала и выходного сигнала ПЧ-приемника.

Ключевые слова: сверхширокополосный радиоприемник, динамический диапазон, частотные преобразования, коэффициент шума.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Булавко Д.Г., Гусинский А.В., Белошицкий А.П., Балтрукович П.И., Лисов Д.А., Кузюков А.Н. Сверхширокополосный радиоприемник измерительной системы СВЧ диапазона. Доклады БГУИР. 2022; 20(3): 90-97.

ULTRA-WIDEBAND RADIO RECEIVER OF THE MEASURING SYSTEM OF THE MICROWAVE RANGE

DMITRY G. BULAVKO, ALEKSANDER V. GUSINSKY, ANATOLY P. BELOSHITSKY,
PETR I. BALTRUKOVICH, DMITRY A. LISOV, ANTON N. KUZUYUKOV

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 29 November 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The purpose of the article is to substantiate the method and circuit design option for constructing an ultra-wideband radio receiver of the measuring system, mathematical modeling of the main parameters of the receiving path. It is shown the block diagram and general characteristics of the receiver. Including the dynamic range of received signals 111 dB, operating frequency range from 1 to 18 GHz. The article discusses the components of the receiver, such as: an automatic power control unit with a dynamic range of 50 dB and a tuning step of 1 dB, a preselector with six bandwidths 1–2,5; 2,5–4; 4–6; 6–11; 11–15; 15–18 GHz and a frequency conversion unit with three conversion steps. The structure is substantiated and the parameters of each of the blocks are given. A frequency conversion scheme with a final intermediate frequency of 0.75 GHz and a bandwidth of 500 MHz is considered in detail. Modeling of the noise figure, the distribution of the signal level along the receiver path from the input signal level and the results of modeling the output signal of the IF receiver.

Keywords: ultra-wideband radio receiver, dynamic range, frequency conversion, noise figure.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Bulavko D.G., Gusinsky A.V., Beloshitsky A.P., Baltrukovich P.I., Lisov D.A., Kuzyukov A.N. Ultra-wideband Radio Receiver of the Measuring System of the Microwave Range. Doklady BGUIR. 2022; 20(3): 90-97.

Введение

В настоящее время все большее применение находят измерительные системы (ИС) радиотехнической разведки и радиомониторинга СВЧ диапазона [1, 2]. Основное назначение таких систем – обнаружение и измерение следующих параметров и характеристик радиосигналов: несущая частота, энергетический уровень (мощность), ширина спектра, вид модуляции, а также определение направления на источник радиосигнала. Одним из основных блоков аппаратной части рассматриваемых систем является радиоприемник. Основными требованиями, которые следует учитывать при разработке таких приемников, являются очень широкие частотный и динамический диапазоны, приемлемые уровни отношения сигнал/шум и интермодуляционных искажений, а также минимизация массогабаритных параметров. В статье рассматривается разработанная структурная схема сверхширокополосного радиоприемника измерительной системы радиотехнической разведки и радиомониторинга, также приведены результаты моделирования его параметров.

Структурная схема приемника

Приемник построен по супергетеродинной схеме приема с тремя преобразованиями частоты. Рабочий диапазон частот принимаемых сигналов составляет от 1 до 18 ГГц и разбит на два поддиапазона: от 1 до 6 ГГц и от 6 до 18 ГГц [3–5]. Обобщенная структурная схема приемника представлена на рис. 1.

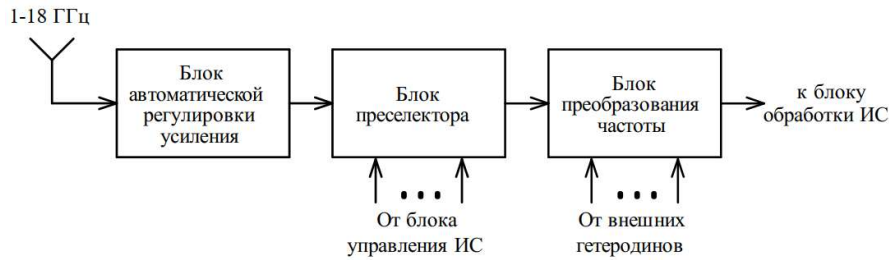


Рис. 1. Обобщенная структурная схема приемника
Fig. 1. Generalized block diagram of the receiver

Динамический диапазон принимаемых сигналов [6] ИС составляет 111 дБ (от -74 до 37 дБм). Для обеспечения такого большого динамического диапазона и защиты последующих каскадов приемника от перегрузок и выхода из строя, на входе приемника используется блок автоматической регулировки усиления (АРУ). Структурная схема АРУ представлена на рис. 2.

Модуль автоматической регулировки служит для предварительного регулирования по мощности входных сигналов, защиты внутренних цепей от выгорания [7]. Верхняя граница мощности рассчитана на 5 Вт. Для защиты приемника используются ограничительные диоды. Входной сигнал проходит ограничительный диод и поступает на ответвитель по мощности, с которого часть мощности измеряется на логарифмическом детекторе, и решающее устройство переключает СВЧ ключи между малошумящим усилителем (МШУ) и управляемым аттенуатором и выдает команду на управляемые аттенуаторы (АРУ и цифровой аттенуатор ПЧ2, обеспечивающий компенсирование мощности сигнала при переключении АРУ с МШУ на управляемом аттенуаторе). Общий диапазон регулирования составляет 50 дБ, шаг перестройки цифрового аттенуатора – 1 дБ. МШУ используется широкополосный с коэффициентом усиления 17,5 дБ во всем принимаемом диапазоне. Коэффициент шума 3 дБ наблюдается в худших частотных точках диапазона. Структурная схема АРУ представлена на рис. 2.

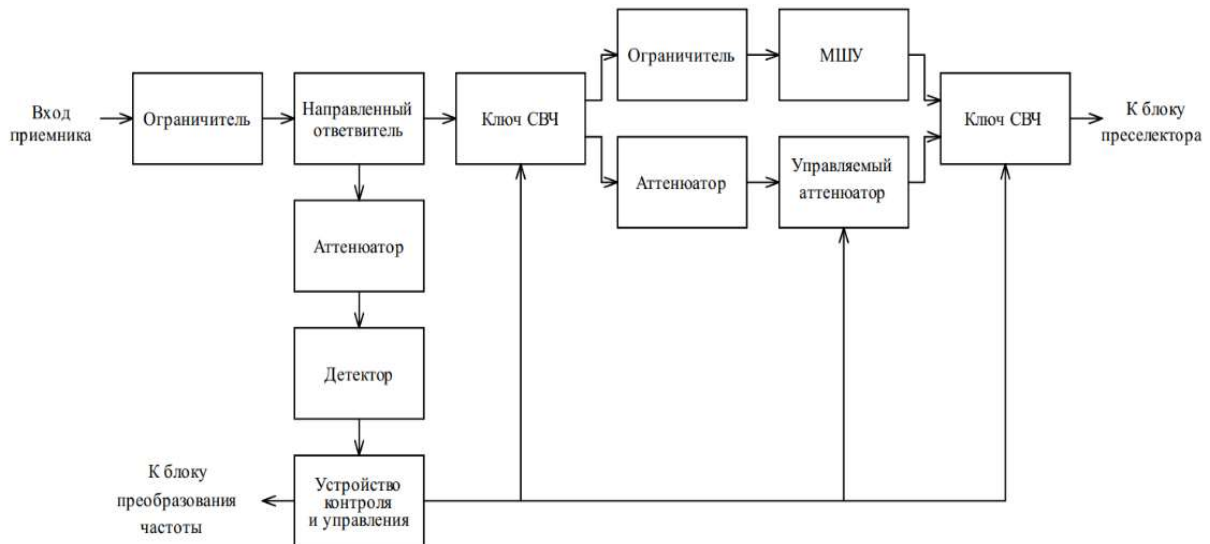


Рис. 2. Структурная схема блока АРУ
Fig. 2. Block diagram of the AGC block

Ограничительные диоды используются для предотвращения выхода приемника из строя при принимаемом сигнале более 5 Вт. В зависимости от уровня входного сигнала устройство контроля и управления вырабатывает управляющие сигналы на СВЧ ключи и цифровой управляемый аттенуатор для его усиления с помощью МШУ либо ослабления. Цифровой управляемый аттенуатор имеет диапазон ослабления от 0 до 30 дБ. Шаг перестройки – 1 дБ. Выходной сигнал блока АРУ поступает на вход преселектора, структурная схема которого представлена на рис. 3.

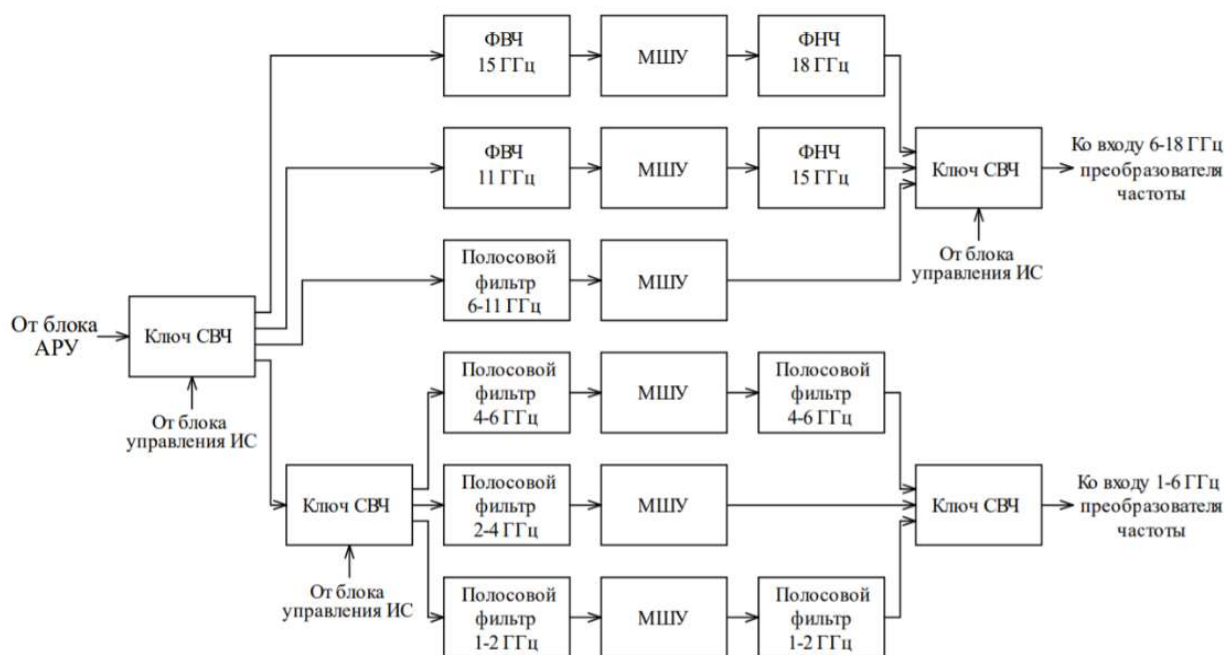


Рис. 3. Структурная схема преселектора
Fig. 3. Preselector block diagram

Частотный диапазон преселектора разбит на два поддиапазона: 1–6 ГГц и 6–18 ГГц. В свою очередь каждый поддиапазон состоит из трех каналов, содержащих фильтры с полосами пропускания: 1–2,5; 2,5–4; 4–6; 6–11; 11–15; 15–18 ГГц. Основное назначение фильтров – подавление сигналов зеркальных каналов этих частотных участков. Ослабление сигналов зеркальных каналов составляет не менее 50 дБ, а ослабление полезных сигналов вносимое фильтрами – 2,5 дБ. В каждом из каналов преселектора используются МШУ, с помощью которых повышаются энергетические уровни принимаемых сигналов. Выбор одного из шести каналов преселектора осуществляется с помощью ключей СВЧ по сигналам блока управления ИС для выбранной частоты.

Блок преобразования частоты, структурная схема которого представлена на рис. 4, содержит три ступени преобразования частоты. Принцип работы блока преобразования частоты заключается в переносе выбранного участка входного диапазона на конечную промежуточную частоту. При выбранной полосе анализа в частотном диапазоне от 1 до 6 ГГц входной сигнал проходит преселектор и поступает на СМ2, где происходит преобразование на частоту 8,25 ГГц с полосой пропускания 500 МГц. Сигнал внешнего гетеродина перестраиваемый и работает в диапазоне 9,25–14,25 ГГц в данном случае. Полученная промежуточная частота проходит фильтрацию и поступает на вход СМ3. С помощью сигнала внешнего гетеродина 10,875 ГГц происходит преобразование в промежуточную частоту 2,625 ГГц. В случае выбора полосы анализа входного диапазона от 6 до 18 ГГц, сигнал подается на вход СМ1. С помощью внешнего гетеродина 1 частотой от 7 до 14 ГГц происходит преобразование на промежуточную частоту 4,25 ГГц. Полученная промежуточная частота проходит фильтрацию и поступает на вход СМ3. С помощью сигнала внешнего гетеродина 6,625 ГГц происходит преобразование в промежуточную частоту 2,625 ГГц. Промежуточная частота 2,625 ГГц поступает на вход СМ4 и при помощи внешнего сигнала гетеродина 3 частотой 3,375 ГГц преобразуется в промежуточную частоту 0,75 ГГц с полосой пропускания 500 МГц.

Полосовые фильтры после смесителей обеспечивают подавление мешающих сигналов на входе приемника, сигналов внешних гетеродинов и нежелательные комбинационные сигналы приемника. Фильтр ФНЧ дополнительно подавляет сигналы гетеродинов.

Полосы пропускания всех полосовых фильтров – не менее 500 МГц, что обеспечивает мгновенный обзор полосы частот в 500 МГц. В качестве гетеродинов 1, 2 и 3 используются синтезаторы частоты, входящие в состав измерительной системы.

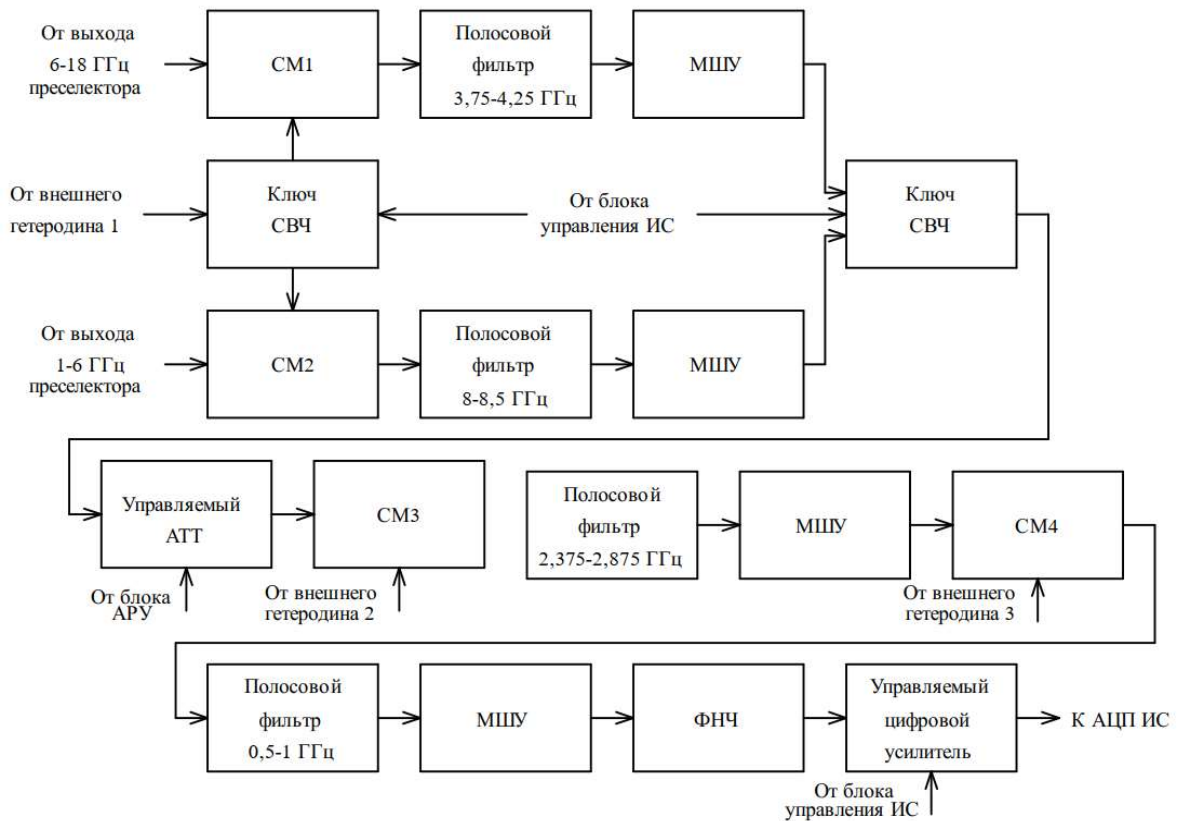


Рис. 4. Структурная схема блока преобразования частоты
Fig. 4. Block diagram of the frequency conversion unit

Результаты моделирования и их обсуждение

С целью определения необходимых параметров разработанного приемника до его практической реализации было проведено моделирование. Для этого была разработана математическая модель приемника. Исходя из выбранных комплектующих элементов, узлов и блоков приемника, определены их параметры. Эти параметры и графическая модель использовались в качестве исходных данных для моделирования.

Результаты моделирования коэффициента шума, распределения уровня сигнала по тракту приемника в зависимости от уровня входного сигнала и сигнала ПЧ на выходе приемника представлены соответственно на рис. 5, 6 и 7.

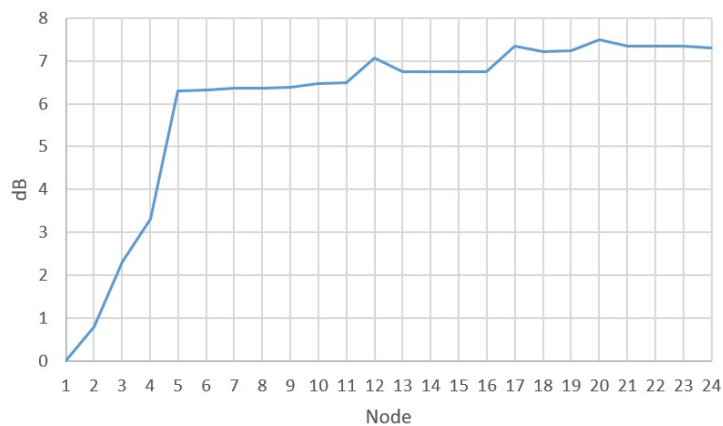


Рис. 5. Результаты моделирования коэффициента шума по тракту приемника
Fig. 5. Noise figure simulation results along the receiver path

Результаты моделирования коэффициента шума (рис. 5) показывают, что его максимальное значение равно 7,5 дБ при уровне входного сигнала, равном -70 дБм. Такой уровень обусловлен наличием большого количества пассивных элементов на входе приемника.

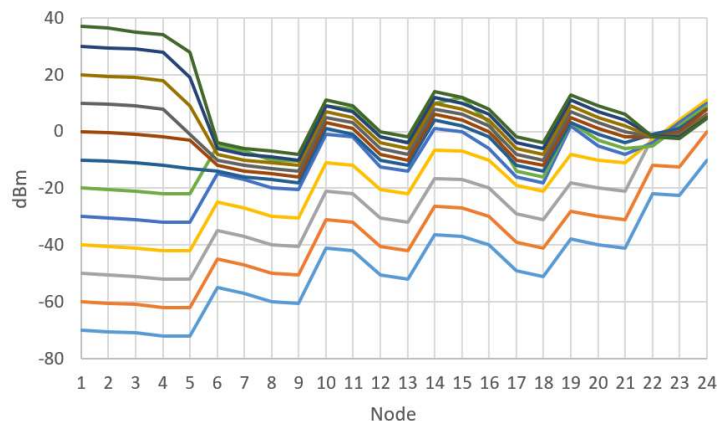


Рис. 6. Результаты моделирования уровня сигнала по тракту приемника
Fig. 6. Results of modeling the signal level along the receiver path

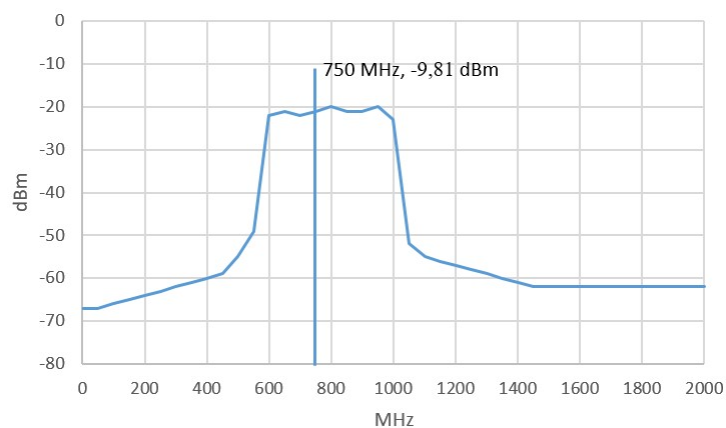


Рис. 7. Результаты моделирования выходного сигнала ПЧ приемника
Fig. 7. Results of simulation of the output signal of the IF receiver

На рис. 6 представлены результаты моделирования уровня сигнала по тракту приемника для возможных значений входного сигнала от -70 до 37 дБм. При таких значениях на входе значения выходного сигнала приемника изменяются в диапазоне от -10 до 5 дБм.

На рис. 7 представлены результаты моделирования выходного сигнала промежуточной частоты при входном уровне сигнала, равном -70 дБм. Уровень промежуточной частоты на 10 дБ выше уровня шума.

Заключение

В статье приведены разработанная схема приемника и ее описание для измерительных систем радиотехнической разведки и радиомониторинга. Наиболее важными особенностями таких систем являются очень широкие частотный и динамический диапазоны принимаемых сигналов. Результаты моделирования параметров разработанного приемника показали, что полученные значения (рабочий диапазон частот 1–18 ГГц; динамический диапазон от -70 до 37 дБм; отношение сигнал/шум 10 дБ) удовлетворяют необходимым требованиям, а разработанная схема пригодна для практической реализации.

Список литературы

1. Подстригаев А.С., Лихачев В.П., Смоляков А.В. Проектирование широкополосного приемника матрично-параллельного типа для радиотехнического мониторинга и радиотехнической разведки. *Доклады ТУСУРа*. 2017;20(3).
2. Архипенков Д.В. Сверхширокодиапазонное радиоприемное устройство для комплексов радиомониторинга. *Информационные радиосистемы и радиотехнологии*. Минск; 2020.
3. Богданович Б.М., Воронов А.И., Забеньков И.И., Позняк С.С. Инфрадинный прием. *Радиотехника*. 1982;37(9):3-13.
4. Фомин Н.Н., Буга Н.Н., Головин О.В. *Радиоприемные устройства*. Москва: Горячая линия – Телеком; 2007.
5. Румянцев К. Е. *Радиоприемные устройства*. Москва: Академия; 2006.
6. Цыпленков Ю.А., Овчинников В.Д., Баранов В.Г. Методология разработки радиолокационного приемника с большим динамическим диапазоном и низким коэффициентом шума. *Современная электроника*. 2019;3:44-51.
7. Alegre Perez J.P., Celma S., Lopez B.C. *Automatic gain control – Techniques and architectures for RF receivers*. Springer: New York; 2011.

References

1. Podstrigaev A.S., Lihachev V.P., Smolyakov A.V. [Design of a broadband receiver of a matrix-parallel type for radio monitoring and radio intelligence]. *Doklady TUSUR = TUSUR reports*. 2017;20(3). (In Russ.)
2. Arhipenkov D.V. [Ultra-wide-range radio receiver for radio monitoring complexes]. *Information radio systems and radio technologies*. Minsk; 2020. (In Russ.)
3. Bogdanovich B.M., Voronov A.I., Zabenkov I.I., Poznyak S.S. [Infradyne receiving]. *Radiotekhnika = Radiotechnics*. 1982;37(9):3-13. (In Russ.)
4. Fomin N.N., Buga N.N., Golovin O.V. [*Radio receiver devices*]. Moscow: Hot line – Telecom; 2007. (In Russ.)
5. Rumyantsev K.E. [*Radio receiver devices*]. Moscow: Academy; 2006. (In Russ.)
6. Ciplenkov U.A., Ovchinnikov V.D., Baranov V.G. [Methodology for developing a radar receiver with a large dynamic range and low noise coefficient]. *Sovremennaya electronica = Modern electronics*. 2019;3:44-51. (In Russ.)
7. Alegre Perez J.P., Celma S., Lopez B.C. *Automatic gain control = Techniques and architectures for RF receivers*. Springer, New York; 2011.

Вклад авторов

Булавко Д.Г. разработал структурную схему приемника.
Гусинский А.В. осуществил научное руководство и постановку задачи.
Белошицкий А.П. разработал структурную схему АРУ, подобрал элементную базу АРУ.
Балтрукович П.И. осуществил научное руководство.
Лисов Д.А. провел моделирование СВЧ тракта приемника.
Кузюков А.Н. произвел оптимизацию тракта, подобрал элементную базу.

Authors' contribution

Bulavko D.G. developed a block diagram of the receiver.
Gusinsky A.V. carried out scientific guidance and formulation of the problem.
Beloshitsky A.P. developed a block diagram of the AGC, selected the element base of the AGC.
Baltrukovich P.I. carried out scientific guidance.
Lisov D.A. conducted modeling of the receiving path.
Kuzyukov A.N. optimized the path, selected the element base.

Сведения об авторах

Булавко Д.Г., младший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.
Гусинский А.В., к.т.н., начальник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Bulavko D.G., Junior Researcher at the Center 1.9 of R&S Department of the Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics.
Gusinsky A.V., Cand. of Sci., Head of the Center 1.9 of R&S Department of the Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics.

Белошицкий А.П., к.т.н., доцент, доцент кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Балтрукович П.И., заместитель начальника Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лисов Д.А., младший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кузюков А.Н., младший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровка, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-29-539-31-38;
e-mail: dmitrybylavko@gmail.com
Булавко Дмитрий Геннадьевич

Beloshitsky A.P., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Department of Information Security of the Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics.

Baltrukovich P.I., Deputy Head of the Center 1.9 of R&S Department of the Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics

Lisov D.A., Junior Researcher at the Center 1.9 of R&S Department of the Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kuzyukov A.N., Junior Researcher at the Center 1.9 of R&S Department of the Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka St., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-29-539-31-38;
e-mail: dmitrybylavko@gmail.com
Bulavko Dmitry Gennadyevich

