ISSN 1561-5405 (print)
ISSN 2587-9960 (online)
DOI: 10.24151/1561-5405

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

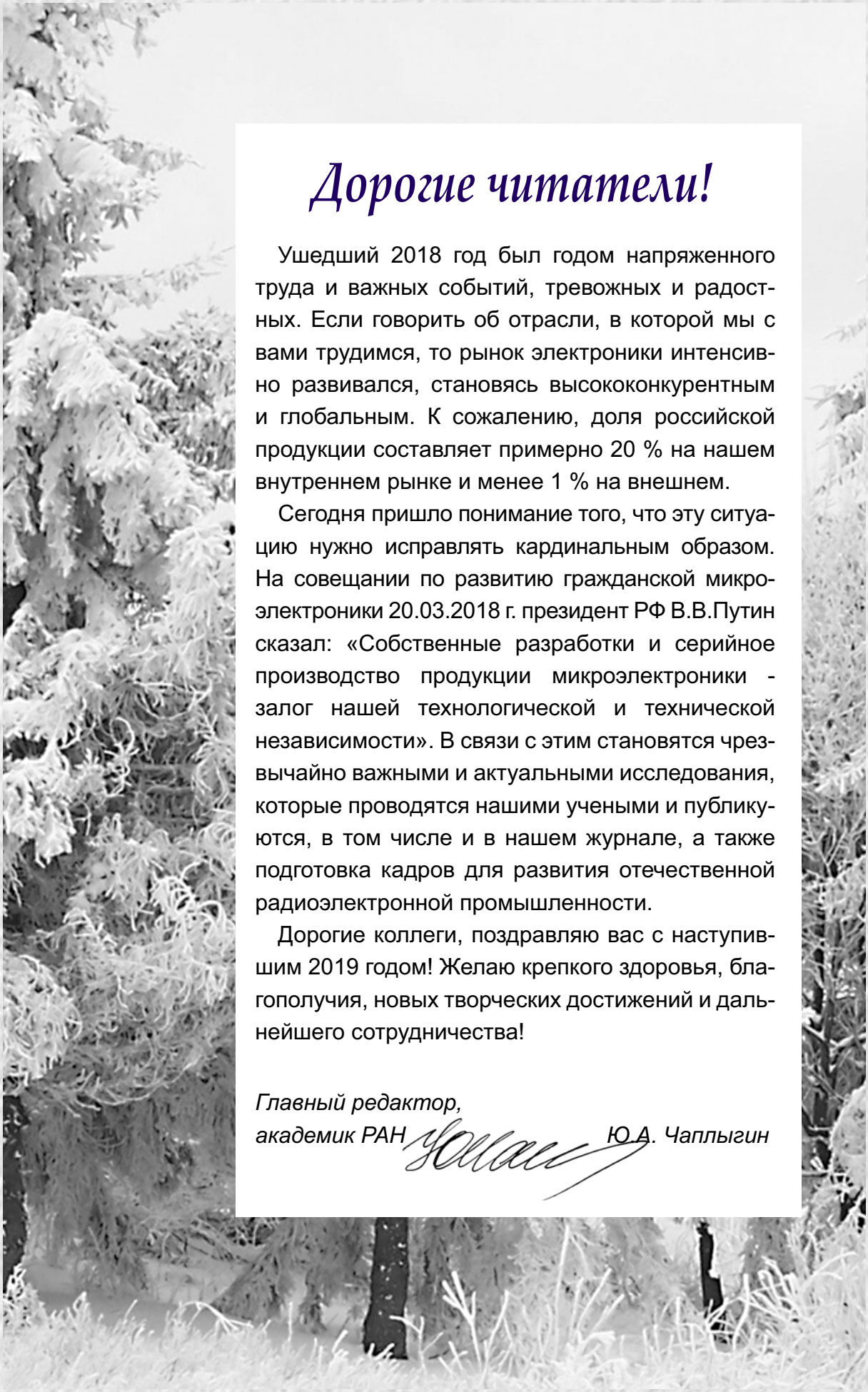
Электроника

PROCEEDINGS OF UNIVERSITIES. ELECTRONICS

Том 24
№ 1
январь - февраль

Vol. 24
No. 1
January - February

2019



Дорогие читатели!

Ушедший 2018 год был годом напряженного труда и важных событий, тревожных и радостных. Если говорить об отрасли, в которой мы с вами трудимся, то рынок электроники интенсивно развивался, становясь высококонкурентным и глобальным. К сожалению, доля российской продукции составляет примерно 20 % на нашем внутреннем рынке и менее 1 % на внешнем.

Сегодня пришло понимание того, что эту ситуацию нужно исправлять кардинальным образом. На совещании по развитию гражданской микроэлектроники 20.03.2018 г. президент РФ В.В.Путин сказал: «Собственные разработки и серийное производство продукции микроэлектроники - залог нашей технологической и технической независимости». В связи с этим становятся чрезвычайно важными и актуальными исследования, которые проводятся нашими учеными и публикуются, в том числе и в нашем журнале, а также подготовка кадров для развития отечественной радиоэлектронной промышленности.

Дорогие коллеги, поздравляю вас с наступившим 2019 годом! Желаю крепкого здоровья, благополучия, новых творческих достижений и дальнейшего сотрудничества!

Главный редактор,
академик РАН *Ю.А. Чаплыгин*

Известия высших учебных заведений.

ЭЛЕКТРОНИКА

Том 24, № 1, 2019
январь – февраль

Научно-технический журнал

Издается с 1996 г.
Выходит 6 раз в год

Учредитель и издатель: ***Национальный исследовательский университет «МИЭТ»***

Главный редактор: ***Чаплыгин Юрий Александрович***, академик РАН, д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)

Редакционная коллегия:

Гаврилов Сергей Александрович – заместитель главного редактора, д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Бархоткин Вячеслав Александрович – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Бахтин Александр Александрович – канд.т.н., доц., МИЭТ (Москва, Россия)
Беневоленский Сергей Борисович – д.т.н., проф., ФГБНУ «Научно-исследовательский институт – Республиканский исследовательский научно-консультационный центр экспертизы» (Москва, Россия)
Быков Дмитрий Васильевич – д.т.н., проф., Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» (Москва, Россия)
Гаврилов Сергей Витальевич – д.т.н., проф., Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН (Москва, Россия)
Гапоненко Сергей Васильевич – акад. НАН Беларуси, д.физ.-мат.н., проф., Белорусский республиканский фонд фундаментальных исследований (Минск, Беларусь)
Горбацевич Александр Алексеевич – чл.-корр. РАН, д.физ.-мат.н., проф., Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН (Москва, Россия)
Грибов Борис Георгиевич – чл.-корр. РАН, д.хим.н., проф., АО «НИИМЭ» (Москва, Россия)
Коноплев Борис Георгиевич – д.т.н., проф., Южный федеральный университет (Таганрог, Россия)
Коркишко Юрий Николаевич – д.физ.-мат.н., проф., НПК «Оптолинк» (Москва, Россия)
Королёв Михаил Александрович – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Красников Геннадий Яковлевич – акад. РАН, д.т.н., проф., АО «НИИМЭ» (Москва, Россия)
Кубарев Юрий Васильевич – д.физ.-мат.н., проф., Фонд «Сколково», ООО «Центр плазменных и вакуумных технологий» (Москва, Россия)
Лабунов Владимир Архипович – акад. НАН Беларуси, иностранный член РАН, д.т.н., проф., Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)
Максимов Иван Александрович – PhD, проф., Университет города Лунд (Швеция)
Меликян Вазген Шаваршович – чл.-корр. НАН Армении, д.т.н., проф., ЗАО «Синопсис Армения» (Ереван, Армения)
Неволин Владимир Кириллович – д.физ.-мат.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Неволин Владимир Николаевич – д.физ.-мат.н., проф., Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН (Москва, Россия)
Петросянц Константин Орестович – д.т.н., проф., Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» (Москва, Россия)

© "Известия вузов. Электроника", 2019
© МИЭТ, 2019

Сазонов Андрей Юрьевич – PhD, проф., Университет Ватерлоо (Канада)
Сауров Александр Николаевич – акад. РАН, д.т.н., проф., Институт нанотехнологий микроэлектроники РАН (Москва, Россия)
Селищев Сергей Васильевич – д.физ.-мат.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Сигов Александр Сергеевич – акад. РАН, д.физ.-мат.н., проф., МИРЭА – Российский технологический университет (Москва, Россия)
Сидоренко Анатолий Сергеевич – акад. АН Молдовы, д.физ.-мат.н., проф., Институт электронной инженерии и нанотехнологий АНМ (Кишинев, Молдова)
Таиров Юрий Михайлович – д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И.Ульянова (Ленина) (Санкт-Петербург, Россия)
Телец Виталий Арсеньевич – д.т.н., проф., Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ» (Москва, Россия)
Тимошенков Сергей Петрович – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Усанов Дмитрий Александрович – д.физ.-мат.н., проф., Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского (Саратов, Россия)
Юриш Сергей Юрьевич – канд.т.н., IFSA Publishing, S.L. (Барселона, Испания)

Заведующая редакцией *С.Г. Зверева*
Редактор *А.В. Тихонова*
Научный редактор *С.Г. Зверева*
Корректор *И.В. Проскурякова*
Верстка *А.Ю. Рыжков, С.Ю. Рыжков*

Адрес редакции: 124498, Россия, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1, МИЭТ
Тел.: 8-499-734-6205
E-mail: magazine@miee.ru
http://ivuz-e.ru

Адрес издателя: 124498, Россия, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1, МИЭТ.

Адрес полиграфического предприятия: 124498, Россия, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1, МИЭТ.

Подписано в печать 12.02.2019. Формат бумаги 60×84 1/8. Цифровая печать.
Объем 11,625 усл.печ.л., 11,4 уч.-изд.л. Тираж 180 экз. Заказ № 15. Свободная цена.
Свидетельство о регистрации СМИ ПИ № ФС 77-72307 от 01.02.2018.

Включен ВАК в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук.

Включен в Российский индекс научного цитирования и в Рейтинг Science Index.

Включен в Russian Science Citation Index на платформе Web of Science.

Является членом Cross Ref.

Плата за публикацию статей не взимается.

Подписной индекс в каталоге Агентства «Роспечать» – 47570

СОДЕРЖАНИЕ

Фундаментальные исследования

Малышев И.В., Филь К.А., Гончарова О.А. Определение компонент объемной проводимости полупроводников типа $A^{III}B^{V}$ в сильных постоянных электрических полях и при гармоническом воздействии 7

Материалы электроники

Белогорохов И.А., Белогорохова Л.И. Исследование композиционных материалов на основе полистирола и сахарозы методом ИК-спектроскопии 16

Технологические процессы и маршруты

Белов А.Н., Голишников А.А., Костюков Д.А., Шевяков В.И. Металлизация высокотемпературных кремниевых ИС на основе сплава вольфрама с титаном 22

Евдокимова Н.Л., Долгов В.В., Иванов К.А. Определение теплового сопротивления кристалл – корпус полупроводникового прибора из его кривой охлаждения 30

Элементы интегральной электроники

Гуминов Н.В., Мьо Мин Тхант, Романюк В.А., Шомахмадов Д.П. Сравнение характеристик GaAs и GaN HEMT-транзисторов 42

Информационно-коммуникационные технологии

Матюшкин И.В., Заплетина М.А. Отражение и транспонирование данных в матрице клеточно-автоматного вычислителя 51

Минаков Е.И., Валихин Г.А. Определение потерь распространения радиолокационной волны вблизи земной поверхности 64

Ермошенко Ю.М. Модель вектора состояния в виде квазислучайного процесса для комплексного аэрологического радиозондирования атмосферы 72

Виноградов А.Н. Модель системы управления движением мобильного робота на основе нечеткой логики 79

Краткие сообщения

Ключников А.С., Красюков А.Ю., Артамонова Е.А., Королёв М.А., Ефимова Д.И. Влияние толщины пленки кремния КНИ-структуры на параметры планарного бесперехoдного МОП-транзистора 87

Сергеев В.А., Фролов И.В., Радаев О.А. Связь уровня фототока светоизлучающих InGaN/GaN-гетероструктур с уровнем НЧ-шума и порогового тока 92

Открытие Центра компетенций национальной технологической инициативы «Сенсорика» в МИЭТ 97

Объединенная выставка ЭлектронТехЭкспо и ЭкспоЭлектроника ..... 3 стр. обложки

26-я Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика - 2019» ..... 4 стр. обложки

Proceedings of Universities.
ELECTRONICS
Volume 24, No. 1, 2019
January – February
The scientifical and technical journal
Published since 1996
Published 6 times per year

Founder and Publisher: ***National Research University of Electronic Technology***

Editor-in-Chief: ***Yury A. Chaplygin*** – Acad. RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)

Editorial Board:

Sergey A. Gavrilov – Deputy Editor-in-Chief, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)
Aleksandr A. Bakhtin – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., MIET (Moscow, Russia)
Vyacheslav A. Barhotkin – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)
Sergey B. Benevolensky – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Scientific Research Institute – Federal Research Centre for Projects Evaluation and Consulting Services (Moscow, Russia)
Dmitri V. Bykov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., National Research University Higher School of Economics (Moscow, Russia)
Sergey V. Gavrilov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Institute for Design Problems in Microelectronics of RAS (Moscow, Russian)
Sergey V. Gaponenko – Acad. NAS of Belarus, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research (Minsk, Republic of Belarus)
Aleksandr A. Gorbatsevich – Cor. Mem. RAS, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., P.N. Lebedev Physical Institute of the RAS (Moscow, Russia)
Boris G. Gribov – Cor. Mem. RAS, Dr. Sci. (Chem.), Prof., JSC «NIIME» (Moscow, Russia)
Boris G. Konoplev – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Southern Federal University (Taganrog, Russia)
Yury N. Korkishko – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., SMS «Optolink» (Moscow, Russia)
Mikhail A. Korolev – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)
Gennady Y. Krasnikov – Acad. RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., JSC «NIIME» (Moscow, Russia)
Yuri V. Kubarev – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., The Skolkovo Foundation, LLC «Center for Plasma and Vacuum Technologies» (Moscow, Russia)
Vladimir A. Labunov – Acad. NAS of Belarus, Foreign member of RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)
Ivan A. Maksimov - PhD, Prof., Lund University (Sweden)
Vazgen S. Melikyan – Cor. Mem. NAS of Armenia, Dr. Sci. (Eng.), Prof., CJS Company «Sinopsis, Armenia» (Yerevan, Republic of Armenia)
Vladimir K. Nevolin – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., MIET (Moscow, Russia)
Vladimir N. Nevolin – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., P.N. Lebedev Physical Institute of the RAS (Moscow, Russia)
Konstantin O. Petrosyantz – Dr. Sci. (Eng.), Prof., National Research University Higher School of Economics (Moscow, Russia)
Aleksandr N. Saurov – Acad. RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Institute of Nanotechnology of Microelectronics of the RAS (Moscow, Russia)
Andrey Y. Sazonov - PhD, Prof., University of Waterloo (Canada)
Sergey V. Selishchev – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., MIET (Moscow, Russia)

© "Proceedings of Universities. Electronics", 2019
© MIET, 2019

Anatolie S. Sidorenko – Acad. AS of Moldova, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Institute of the Electronic Engineering and Nanotechnologies ASM (Chisinau, Republic of Moldova)
Aleksandr S. Sigov – Acad. RAS, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., MIREA – Russian Technological University (Moscow, Russia)
Yury M. Tairov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Saint-Petersburg Electrotechnical University (LETI) (St. Petersburg, Russia)
Vitaly A. Telets – Dr. Sci. (Eng.), Prof., National Research Nuclear University MEPhI (Moscow, Russia)
Sergey P. Timoshenkov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)
Dmitry A. Usanov – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., National Research Saratov State University (Saratov, Russia)
Sergey Yu. Yurish – Cand. Sci. (Eng.), IFSA Publishing, S.L. (Barcelona, Spain)

Head of editorial staff *Zvereva S.G.*
Chief editors *Tikhonova A.V., Proskuryakova I.V.*
Make-up *Ryzhkov S.Yu., Ryzhkov A.Yu.*

Editorial Board's address: 124498, Russia, Moscow, Zelenograd, Bld. 1, Shokin Square, MIET, editorial office of the Journal «Proceedings of Universities. Electronics»
Tel.: +7-499-734-62-05
E-mail: magazine@miee.ru
http://ivuz-e.ru

Publisher's address: 124498, Russia, Moscow, Zelenograd, Bld. 1, Shokin Square, MIET

Printery address: 124498, Russia, Moscow, Zelenograd, Bld. 1, Shokin Square, MIET

Signed to print 12.02.2019. Sheet size 60×84 1/8. Digital printing. Conventional printed sheets 11,625. Number of copies 180. Order no. 15. Free price.
The media registration certificate ПИ № ФС 77-72307 of 01.02.2018.

The journal is included into the List of reviewed scientific publications, in which the main scientific results of thesis for candidate of science and doctor degrees must be published.

The journal is included into the Russian index of scientific citing and into the Rating Science Index.

The journal is included into the Russian Science Citation Index on the Web of Science basis.

Is the member of Cross Ref.

The fee for the publication of articles is not charged.

The subscription index in catalogue of Agency Rospechat – 47570

CONTENTS

Fundamental researches

Malyshev I.V., Fil K.A., Goncharova O.A. Determination of the $A^{III}B^{V}$ Type Semiconductors Bulk Conductivity in Strong Constant Electric Fields and with Harmonic Effects 7

Electronics materials

Belogorokhov I.A., Belogorokhova L.I. The Study of Composite Materials Based on Polystyrene and Sucrose by the IR-Spectroscopy Method 16

Technological processes and routes

Belov A.N., Golishnikov A.A., Kostyukov D.A., Shevyakov V.I. Metallization of High-Temperature Silicon ICs Based on Tungsten Titanium Alloy 22

Evdokimova N.L., Dolgov V.V., Ivanov K.A. Determination of Junction-to-Case Thermal Resistance from One Transient Cooling Curve 30

Integrated electronics elements

Guminov N.V., Myo Min Thant, Romanjuk V.A., Shomakhmadov D.P. Comparison of GaAs and GaN HEMT Characteristics 42

Information-communication technologies

Matyushkin I.V., Zapletina M.A. Data Reflection and Transposition in the Matrix of a Cellular Automata Computator 51

Minakov E.I., Valikhin G.A. Determination of Propagation Factor of a Radar Wave Near Earth Surface 64

Ermoshenko Yu.M. Model of State Vector in the Form of a Quasi-Random Process for Complex Upper-Air Sounding of the Atmosphere 72

Vinogradov A.N. Model of a Mobile Robot Movement Control System Based on Fuzzy Logic 79

Brief reports

Klyuchnikov A.S., Krasyukov A.Yu., Artamonova E.A., Korolev M.A., Efimova D.I. Dependence of Silicon Film Thickness on SOI-Lateral Junctionless MOSFET's Parameters..... 87

Sergeev V.A., Frolov I.V., Radaev O.A. Relationship between Photocurrent Level of Light-Emitting InGaN/GaN Heterostructures and Level of Low-Frequency Noise and Threshold Current..... 92

ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ
FUNDAMENTAL RESEARCHES

УДК 621.315.592:53.043 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-7-15**

Определение компонент объемной проводимости полупроводников типа $A^{III}B^{V}$ в сильных постоянных электрических полях и при гармоническом воздействии

И.В. Малышев, К.А. Филь, О.А. Гончарова

Южный федеральный университет, г. Таганрог, Россия

olga_goncharova_92@outlook.com

В настоящее время разрабатываются приборы в области СВЧ- и КВЧ-диапазонов с использованием нелинейных свойств объема полупроводников типа $A^{III}B^{V}$, которые проявляются при больших напряженностях электрических полей. Процессы образования солитонов и доменов при разных уровнях напряженности изучены достаточно подробно. При этом малоисследованным остается вопрос о создании удобных для практического применения моделей, описывающих поведение носителей в указанных условиях, и определении выходных параметров структуры чипа для использования в эквивалентных схемах устройств. В работе рассмотрен феноменологический подход к разогревным процессам в объеме структур полупроводников типа $A^{III}B^{V}$ и др. Предложен способ расчета СВЧ- и КВЧ-проводимости, основанный на решении уравнений разогрева и дрейфа носителей в сильных электрических полях и моделировании процессов, происходящих при воздействии на объем исследуемых полупроводниковых структур слабоинтенсивного переменного поля. Получены аналитические частотные зависимости амплитуды и фазы проводимости, иллюстрирующие возможность реализации режима генерации. Проанализирована квазистационарная ВАХ для основной гармоники выходного сигнала. Рассчитанные АЧХ- и ФЧХ-проводимости позволяют подобрать необходимое значение напряженности постоянного поля, обеспечивающее требуемый режим работы устройства на объемных полупроводниковых структурах в заданном частотном диапазоне. Уравнение для плотности тока горячих носителей позволяет аналитически определить диапазоны амплитуд первой (основной) гармоники выходного тока на конкретной частоте в зависимости от амплитуды напряжения.

Ключевые слова: уравнения дрейфа и разогрева; эффективная масса; СВЧ- и КВЧ-проводимости; напряженность электрического поля; подвижность горячих носителей; плотность выходного тока; полупроводники типа $A^{III}B^{V}$

© И.В. Малышев, К.А. Филь, О.А. Гончарова, 2019

Для цитирования: Малышев И.В., Филь К.А., Гончарова О.А. Определение компонент объемной проводимости полупроводников типа $A^{III}B^{V}$ в сильных постоянных электрических полях и при гармоническом воздействии // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 7–15. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-7-15

Determination of the $A^{III}B^{V}$ Type Semiconductors Bulk Conductivity in Strong Constant Electric Fields and with Harmonic Effects

I.V. Malyshev, K.A. Fil, O.A. Goncharova

South Federal University, Taganrog, Russia

olga_goncharova_92@outlook.com

Abstract: Currently, the devices in the area of microwave and EHF ranges, using the nonlinear properties of the bulk the $A^{III}B^{V}$ type semiconductors, which are manifested at high electric fields strengths, are being developed. The processes of formation of solutions and domains with various levels of the electric fields strengths have been rather explicitly studied. In this connection the issue of creating convenient for practical use of the models, describing the behavior of the carriers in the specified conditions and the determination of the output parameters of the chip structure for implementation in the equivalent circuits of the devices, remains not well investigated. In the work, on the basis of the phenomenological approach consideration to warming processes in the bulk of some semiconductors structures (type $A^{III}B^{V}$, etc.) a method of microwave and EHF conduction calculation, based on the solution of the heating and carrier drift equations in the strong electric fields, has been proposed. The analytic frequency dependences for the amplitude and phase of conductivity, illustrating the possibility of realizing the generation regime, have been obtained. A quasi-stationary I-V characteristic for the fundamental harmonic of the output signal has been analyzed. The calculated AFC- and PFC-conductivities enable to select the required value of the constant field strength, providing the required regime of the device operation on the bulk semiconductors structure in the specified frequency range. The equation for the current density of hot carriers permits to analytically determine the ranges of amplitudes for the first (basic) harmonic of the output current at specific frequency from the strength amplitude.

Keywords: drift and warm-up equations; effective mass; microwave conductivity; electric field strength; hot carrier mobility; output current density; the $A^{III}B^{V}$ type semiconductors

For citation: Malyshev I.V., Fil K.A., Goncharova O.A. Determination of the $A^{III}B^{V}$ type semiconductors bulk conductivity in strong constant electric fields and with harmonic effects. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 7–15. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-7-15

Введение. В настоящее время развиваются научные направления, ориентированные на разработку приборов, работающих в области СВЧ- и КВЧ-диапазонов и использующих нелинейные свойства объема полупроводника [1–3]. Задача этих исследований – повышение КПД и расширение возможностей управления режимами работы элек-

тронных устройств, что является актуальным для решения многих прикладных задач. Нелинейные свойства объема полупроводников типа $A^{III}B^{V}$ проявляются при больших напряженностях электрических полей и используются для создания современных автогенераторов и преобразователей частоты. Процессы образования солитонов и доменов при разных уровнях напряженности за счет проявления эффекта Ганна изучены достаточно подробно [4]. Однако малоисследованным при этом остается вопрос о создании удобных для практического использования моделей, описывающих поведение носителей в указанных условиях, и определении выходных параметров структуры чипа для дальнейшего использования в эквивалентных схемах устройств.

Цель настоящей работы – получение полевых зависимостей амплитуды и фазы объемной комплексной проводимости полупроводников типа $A^{III}B^{V}$ и определение области их применения в практических расчетах.

Основные расчетные соотношения и результаты. Проводимость σ полупроводниковой структуры определяется через подвижность μ носителей заряда: $\sigma = en\mu$, где e – заряд электрона; n – концентрация носителей. В дальнейших расчетах используется феноменологический подход к описанию кинетических процессов [5]. В этом случае подвижность вычисляется с учетом уравнений сохранения квазиимпульса и энергии, которые записываются в виде уравнения усредненного дрейфа носителей заряда и уравнения их разогрева [4]:

$$\frac{dp}{dt} = eE - \frac{p}{\tau},$$

$$\frac{dW}{dt} = \frac{eEp}{m} - \frac{W - W_0}{\tau_э},$$

где E – напряженность электрического поля; p – средний дрейфовый квазиимпульс; τ – среднее время релаксации квазиимпульса; m – эффективная масса электронов; W – средняя энергия фононов; $W_0 = 3/2kT_0$ – энергия электронов на дне зоны проводимости; k – постоянная Больцмана; T_0 = 300 К – температура среды; $\tau_э$ – среднее время релаксации энергии.

Известно [5], что эффективная масса электронов зависит от их кинетической энергии согласно закону дисперсии. В [6–8] показано, что соотношение, полученное как представление зависимости $1/m = f(W)$ в виде разложения в ряд Тейлора и ограничения двумя членами этого ряда [8], является обобщающим для разных случаев дисперсии:

$$\frac{1}{m} = \frac{1}{m_0}\left(1 - p_m \frac{W - W_0}{W_0}\right),$$

где m_0 – эффективная масса электронов на дне зоны проводимости; $p_m = -W_0 m_0 / d(1/m)/dW$ при $W = W_0$ (для GaAs p_m = 0,1).

Дальнейшие расчеты проводились в предположении сильного превышения дрейфовой компоненты плотности тока по сравнению с его диффузионной компонентой [7].

Примем, что $E = E_0 + E_\sim(t)e^{i\omega t}$; $p = p_0 + p_\sim(t)e^{i\omega t}$; $W = W_0 + W_\sim$, где $W_\sim = W_{00} + W_\sim(t)e^{i\omega t}$ – переменная составляющая, состоящая из W_{00} постоянной компоненты, индуцированной внешним переменным полем и его переменной составляющей

$W_{\sim}(t)$, а также, что компоненты $E_{\sim}(t)$, $p_{\sim}(t)$, $W_{\sim}(t)$ соответствуют круговой частоте $\omega = 2\pi f$, которую будем считать равной частоте первой гармоники. Подставим эти соотношения в формулу для плотности тока:

$$j = j_0 + j_{\sim} e^{i\omega t} = enp / m. \quad (1)$$

В малосигнальном приближении получаем

$$j = \frac{enp(t)}{m_0}\left(1 - p_m \frac{W(t) - W_0}{W_0}\right).$$

Отсюда можно вывести соотношения для компонент квазиимпульса:

$$p_0 = eE_0\tau, \; p_{\sim} = eE_{\sim}\tau / (i\omega t + 1). \quad (2)$$

Для средней энергии W имеем

$$\frac{dW}{dt} = \frac{e}{m_0}\left(E_0 + E_{\sim}e^{i\omega t}\right)\left(p_0 + p_{\sim}e^{i\omega t}\right)\left(1 - p_m \frac{W_{00} + W_{\sim}e^{i\omega t} - W_0}{W_0}\right) - \left(\frac{W_{00} + W_{\sim}e^{i\omega t} - W_0}{\tau_э}\right), \quad (3)$$

что в стационарном случае $\frac{dW}{dt} = 0$ дает

$$\frac{W_{00} - W_0}{W_0} = \frac{x^2}{p_m\left(1 + x^2\right)}.$$

Здесь $x = \frac{E_0}{E_п} = \sqrt{\frac{p_m e^2 \tau\tau_э E_0^2}{m_0 W_0}}$ – безразмерная напряженность постоянного электрического поля; $E_п = \frac{m_0 W_0}{p_m e^2 \tau\tau_э}$ – напряженность порогового поля эффекта Ганна, которая для GaAs примерно составляет 4 кВ/см;

$$W_{\sim} = \frac{e^2 E_0 E_{\sim}\tau\tau_э}{m_0\left(1 + x^2\right)\left(i\omega\tau_э + \left(1 + x^2\right)\right)}\left(\frac{2 + i\omega\tau}{1 + i\omega\tau}\right). \quad (4)$$

После соответствующих подстановок выражение для плотности тока (1) принимает вид

$$j = j_0 + j_{\sim}e^{i\omega t} = \frac{enp}{m} = \frac{en\left(p_0 + p_{\sim}e^{i\omega t}\right)}{m_0}\left(1 - p_m \frac{W_{00} + W_{\sim}e^{i\omega t} - W_0}{W_0}\right),$$

$$j_0 = \frac{enp_0}{m_0}\left(1 - p_m \frac{W_{00} - W_0}{W_0}\right), \quad (5)$$

$$j_{\sim} = \frac{enp_{\sim}}{m_0}\left(1 - p_m \frac{W_{00} - W_0}{W_0}\right) - \frac{enp_0}{m_0}\frac{p_m W_{\sim}}{W_0}. \quad (6)$$

После подстановки соотношений для p_0, $p_{\sim}$, $W_{\sim}$, $(W_{00} - W_0)/W_0$ в соотношения (5) и (6) получаем уравнение для постоянной составляющей плотности тока и основное уравнение для переменной составляющей плотности тока:

$$j_0 = \frac{e^2 n E_0 \tau}{m_0} \frac{1}{1+x^2},$$

$$j_{\sim} = \frac{e^2 n E_{\sim} \tau}{m_0 (i\omega t + 1)(1+x^2)} \left(\frac{1 - p_m E^2 e^2 \tau \tau_э (2 + i\omega\tau)}{m_0 W_0 (i\omega\tau_э + (1+x^2))} \right). \qquad (7)$$

Малосигнальная компонента плотности тока определяется как

$$j_0 = en\mu_0 / (1+x^2) E_0 = en\mu_{п.л} E_0,$$

где $\mu_0 = e\tau / m_0$; $\mu_{п.л}$ – линейная подвижность.

Вводя в уравнение (7) параметры относительной частоты $y = \omega\tau_э$ и $\chi = \tau/\tau_э$ (определяет среднюю долю энергии, теряемую носителем заряда при каждом столкновении), а также $\omega\tau = \chi y$, получаем

$$j_{\sim} = \frac{en\mu_{п.л} E_{\sim}}{1 + i\chi y} \left(1 - \frac{x^2 (2 + i\chi y)}{iy + (1+x^2)} \right)$$

и в безразмерном виде

$$X = \frac{j_{\sim}}{enE_{\sim}\mu_{п.л}} = \frac{\mu_{а.л} + i\mu_{р.л}}{\mu_{п.л}} = \frac{1}{1+i\chi y} \left(1 - \frac{x^2 (2 - i\chi y)}{(1+x^2) + iy} \right).$$

Здесь $\mu_{а.л}$ и $\mu_{р.л}$ – малосигнальные объемные активная и реактивная линейные высокочастотные подвижности, характеризующие поведение горячих носителей в рассматриваемых полупроводниках при наличии сильного постоянного поля [5]:

$$\frac{\mu_{а.л}}{\mu_{п.л}} = \frac{1 - x^4 + y^2 \left(1 + \chi x^2 \left(1 - \chi (1+x^2)\right)\right)}{(1+i\chi y)\left((1+x^2) + y^2\right)},$$

$$\frac{\mu_{р.л}}{\mu_{п.л}} = \frac{y \left(2x^2 - \chi \left(1 + x^2 + y^2 (1 - \chi x^2)\right)\right)}{(1+i\chi y)\left((1+x^2) + y^2\right)}.$$

Найдем компоненты объемной нормированной проводимости структуры в виде

$$\sigma_н = en\mu_н = \sigma_{а.н} + i\sigma_{р.н},$$

где $\sigma_{а.н} = en\mu_{а.н}$ и $\sigma_{р.н} = en\mu_{р.н}$ – активная и реактивная нормированные проводимости соответственно [8, 9], которые в частотной области позволяют рассчитать зависимости АЧХ и ФЧХ:

$$\sigma_н = \sqrt{\sigma_{а.н}^2 + \sigma_{р.н}^2} = f(y), \quad \varphi_{\sigma_н} = \operatorname{arctg} \frac{\sigma_{р.н}}{\sigma_{а.н}} = f(y).$$

Здесь $\mu_н$ – нормированная подвижность; $\mu_{а.н}$, $\mu_{р.н}$ – активная и реактивная нормированные подвижности соответственно.

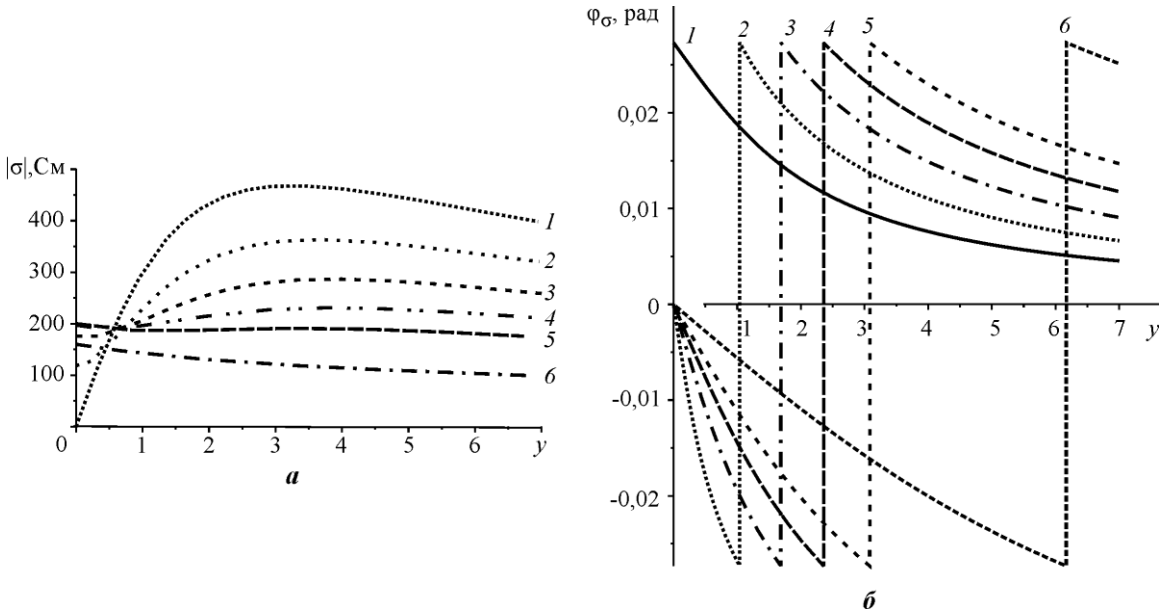


Рис.1. АЧХ (*а*) и ФЧХ (*б*) нормированной объемной малосигнальной проводимости при разных значениях напряженности внешнего поля: x = 1; 1,2; 1,4; 1,6; 1,8; 2,5 (кривые *1–6* соответственно)
Fig.1. The frequency (*a*) and phase (*b*) response of the normalized small-signal bulk conductivity: x = 1; 1,2; 1,4; 1,6; 1,8; 2,5 (curves *1–6*)

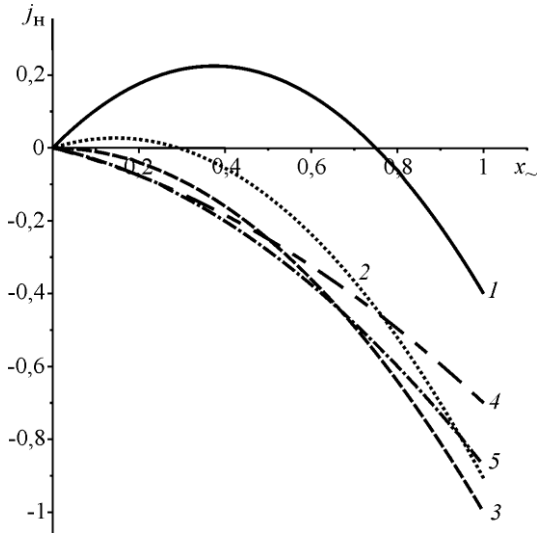


Рис.2. Зависимость нормированной переменной составляющей плотности тока от значения постоянного x и переменного $x_{\sim}$ поля: x = 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2 (кривые *1–5* соответственно)
Fig.2. Dependence of the current density normalized variable component on the value of constant x and alternating $x_{\sim}$ fields: x = 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2 (curves *1–5*)

На рис.1 показаны АЧХ и ФЧХ для разных значений напряженности внешнего поля $x = \mathrm{var} = 0{,}5...2{,}5$. На ФЧХ (рис.1,*б*) имеются характерные точки инверсии фазы на различных частотах КВЧ-диапазона для разных значений напряженности внешнего поля. Очевидно, они определяют те значения частот, которые создают условия отсутствия реактивной компоненты проводимости, т.е. возможные рабочие точки, обеспечивающие режимы генерации при соблюдении условий баланса фаз и амплитуд реализуемых в составе схем конкретных устройств. Следовательно, можно сделать предварительный прогноз о применимости конкретной структуры полупроводникового чипа для схемотехнического моделирования СВЧ- и КВЧ-устройств.

Рассмотрим выражение для первой гармоники переменной составляющей плотности тока носителей (6). Используя соотношения (2)–(4), (7) и проведя норми-

ровку $j_н = \frac{j_~}{j_0}$, где $j_0 = e^2 n\tau E_0 / m_0$, получаем уравнение для плотности тока горячих носителей:

$$j_н = \frac{j_~}{j_0} = \frac{x_~}{x} - \frac{2xx_~}{x^2+1}\left(1+\frac{x_~}{x}\right),$$

где $x_~ = E_~ / E_п$ – безразмерная напряженность переменного поля, нормированного по напряженности порогового поля эффекта Ганна [9, 10].

Зависимость $j_н$ от параметров x и $x_~$ для одного значения частоты y = 1 приведена на рис.2. Видно, что в диапазоне полей, напряженность которых $E < E_п$ (или $x < 1$), графики относительной плотности выходного тока первой гармоники имеют экстремумы в диапазонах относительных амплитуд этих гармоник $x_~$, уменьшающихся с приближением значения x к 1. После достижения и превышения поля $x \geq 1$ плотность тока (как и объемная проводимость структуры полупроводника) отрицательная.

Заключение. Предложенный феноменологический подход к кинетическим разогревным процессам позволил рассчитать качественные полевые характеристики объемной СВЧ-проводимости полупроводников типа $A^{III}B^{V}$ при воздействии постоянного и переменного электрического поля. Полученные АЧХ- и ФЧХ-проводимости дают возможность подобрать необходимое значение напряженности постоянного поля, обеспечивающее требуемый режим работы устройств на объемных полупроводниковых структурах в заданном частотном диапазоне. Уравнение для плотности тока горячих носителей позволяет аналитически определить диапазоны амплитуд первой (основной) гармоники выходного тока на конкретной частоте в зависимости от амплитуды напряжения, т.е. квазистационарную динамическую ВАХ исследуемой структуры.

Литература

1. Импульсный СВЧ-генератор на диоде Ганна / ***В.П. Пушкарев, А.А. Титов, Б.И. Авдоченко и др.*** // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2010. – №. 3. – С. 38–46.

2. ***Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Авдеев А.А., Бабаян А.В.*** Эффект автодинного детектирования в генераторе на диоде Ганна с низкочастотным колебательным контуром в цепи питания // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41. – № 12. – С. 1497–1500.

3. ***Попов В.В.*** Стабилизация частоты генераторов на диодах Ганна миллиметрового диапазона длин волн // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2009. – №. 1. – С. 67–71.

4. ***Шур М.*** Современные приборы на основе арсенида галлия: пер. с англ. – М.: Мир, 1991. – 632 с.

5. ***Малышев В.А.*** Бортовые активные устройства сверхвысоких частот. – Л.: Судостроение, 1990. – 264 с.

6. ***Малышев И.В., Осадчий Е.Н., Филь К.А.*** Способы учета энергозависимости эффективной массы горячих носителей в объеме полупроводников типа $A^{III}B^{V}$ для различных случаев дисперсии // Инженерный вестник Дона. – 2017. – №4. – URL: ivdon.ru/magazine/archive/n4y2017/4396 (дата обращения: 04.09.2018).

7. ***Малышев И.В., Филь К.А., Паршина Н.В.*** Нелинейность коэффициента диффузии горячих носителей в объеме полупроводника под действием электрического и магнитного полей // Изв. вузов. Физика. – 2017. – № 6. – С. 3–6.

8. ***Малышев И.В., Осадчий Е.Н., Филь К.А.*** Способы управления индуцированной дрейфовой характеристикой горячих носителей внешним магнитным полем и его ориентацией относительно электрического // Успехи современной науки. – 2016. – Т.8. – №12. – С. 26–29.

9. ***Malyshev I.V., Fil K.A., Goncharova A.A.*** Study of the frequency and phase response of small-signal conductivity of bulk semiconductors with hot carriers in direct and alternating electric fields // 2017 International Conference on «Physics and Mechanics of New Materials and There Applications» (PHENMA 2017) (Jabalpur, India, 14–16 Oct., 2017). – 2017. – P.164–165.

10. ***Malyshev I.V., Fil K.A., Goncharova A.A.*** The behavior analysis of the current density hot carriers variable component in semiconductors of $A^{III}B^{V}$ type // 2017 International Conference on «Physics and Mechanics of New Materials and There Applications» (PHENMA 2017) (Jabalpur, India, 14–16 Oct., 2017). – 2017. – P.166–167.

Поступила в редакцию 02.07.2018 г.; после доработки 27.09.2018 г.; принята к публикации 27.11.2018 г.

Малышев Игорь Владимирович – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиотехнической электроники Института нанотехнологий, электроники и приборостроения, Южный федеральный университет (Россия, 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44), im1960@mail.ru

Филь Константин Александрович – старший преподаватель кафедры радиотехнической электроники Института нанотехнологий, электроники и приборостроения, Южный федеральный университет (Россия, 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44), kfil@mail.ru

Гончарова Ольга Андреевна – аспирант кафедры радиотехнической электроники Института нанотехнологий, электроники и приборостроения, Южный федеральный университет (Россия, 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44), olga_goncharova_92@outlook.com

References

1. Pushkarev V.P., Titov A.A., Avdochenko B.I., Pelyavin D.Yu., Yurchenko V.I. Pulsed microwave generator on the Gunn diode. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 1: SVCH-tekhnika = Electronic equipment. Series 1: Microwave Technology*, 2010, no. 3, pp. 38–46. (in Russian).

2. Usanov D.A., Skripal A.V., Avdeev A.A., Babayan A.V. The effect of autodyne detection in a generator on a Gunn diode with a low-frequency oscillating circuit in the power supply circuit. *Radiotehnika I elektronica = Radioengineering and Electronics*, 1996, vol. 46, no. 12, pp. 1497–1500. (in Russian).

3. Popov V.V. Stabilization of the generators frequency on Gunn diodes millimeter wavelength range. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radioelektronika = Radioelectronics and Communications Systems*, 2009, no. 1, pp. 67–71. (in Russian).

4. Shur M. *Modern devices based on gallium arsenide*. Moscow, Mir Publ., 1991. 632 p. (in Russian).

5. Malyshev V.A. *Onboard active microwave devices*. Leningrad, Sudostroenie Publ., 1990. 264 p. (in Russian).

6. Malyshev I.V., Osadchy E.N., Fil K.A. Methods of accounting for the energy dependence of the hot carriers effective mass in the bulk semiconductors type III-V for various cases of dispersion. *Inzhenernyy vestnik Dona = Engineering Journal of Don*, 2017, no.4. Available at: ivdon.ru/magazine/archive/n4y2017/4396 (accessed 04.09.2018). (in Russian).

7. Malyshev I.V., Fil KA, Parshina N.V. Nonlinearity of the hot carriers diffusion coefficient in the volume of a semiconductor under the action of electric and magnetic fields. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Fizika = Russian Physics Journal*, 2017, no. 6, pp. 3–6. (in Russian).

8. Malyshev I.V., Osadchy E.N., Fil K.A. Ways to control the induced drift characteristic of hot carriers by an external magnetic field and its orientation relative to electrical. *Uspekhi sovremennoy nauki = Modern Science Success*, 2016, no. 12, vol. 8, pp. 26–29. (in Russian).

9. Malyshev I.V., Fil K.A., Goncharova A.A. Study of the Frequency and Phase Response of Small-Signal Conductivity of Bulk Semiconductors with Hot Carriers in Direct and Alternating Electric Fields. *2017 International Conference on «Physics and Mechanics of New Materials and There Applications» (PHENMA 2017*), Jabalpur, India, 2017, pp.164–165.

10. Malyshev I.V., Fil K.A., Goncharova A.A. The Behavior Analysis of the Current Density Hot Carriers Variable Component in Semiconductors of $A^{III}B^{V}$ Type. *2017 International Conference on «Physics and Mechanics of New Materials and There Applications» (PHENMA 2017)*, Jabalpur, India, 2017, pp.166–167.

Received 02.07.2018; Revised 27.09.2018; Accepted 27.11.2018.

Information about the authors:

Igor V. Malyshev – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., Head of the Radioengineering Electronics Department, Institute of Nanotechnologies, Electronics and Instrumentation, Southern Federal University (Russia, 347928, Taganrog, Nekrasovskiy pereylok, 44), im1960@mail.ru

Konstantin A. Fil – Senior Lecturer of the Radioengineering Electronics Department, Institute of Nanotechnologies, Electronics and Instrumentation, Southern Federal University (Russia, 347928, Taganrog, Nekrasovskiy pereylok, 44), kfil@mail.ru

Olga A. Goncharova – PhD student of the Radioengineering Electronics Department, Institute of Nanotechnologies, Electronics and Instrumentation, Southern Federal University. (Russia, 347928, Taganrog, Nekrasovskiy pereylok, 44), olga_goncharova_92@outlook.com

Информация для читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»

С тематическими указателями статей за 1996 - 2018 гг., аннотациями и содержанием последних номеров на русском и английском языках можно ознакомиться на сайте:

http://ivuz-e.ru

МАТЕРИАЛЫ ЭЛЕКТРОНИКИ
ELECTRONICS MATERIALS

УДК 538.9 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-16-21**

Исследование композиционных материалов на основе полистирола и сахарозы методом ИК-спектроскопии

***И.А. Белогорохов*[1], *Л.И. Белогорохова*[2]**

[1]*Институт физиологически активных веществ Российской академии наук, г. Черноголовка, Россия*
[2]*Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова, г. Москва, Россия*

jugqwerty@mail.ru

Композиционные материалы на основе полистирола и сахарозы представляют научный интерес, так как могут найти применение в современных задачах биомедицины и микроэлектроники, например для создания биочипов и элементов памяти. В работе в качестве основной методики анализа физических свойств композиционных материалов на основе полистирола и сахарозы использована ИК-спектроскопия. Особое внимание уделено спектральным координатам линий поглощения сахарозы в средней ИК-области. Все эксперименты проведены при кислородной атмосфере и комнатной температуре. В ходе выполнения эксперимента получены спектры пропускания композиционных материалов на основе сахарозы и полистирола в области 600–5000 см$^{-1}$. Проведена расшифровка основных линий пропускания. Установлено, что растворенный в полимерной матрице сахарид сохраняет профиль спектральных линий, а его молекулы не претерпевают деструктивных воздействий. Показано, что композитный материал на основе полистирола и сахарозы представляет собой химически устойчивую систему.

Ключевые слова: инфракрасная спектроскопия; сахариды; композиты; органические материалы

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ и Правительства Москвы (проект № 15-32-70017 «мол_а_мос») и Совета по грантам Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых и ведущих научных школ (грант МД-2991.2017.3). Разработка и создание композитов выполнены в рамках Государственного задания 2018 г. (тема № 45.5 «Создание соединений с заданными физико-химическими свойствами»).

Для цитирования: Белогорохов И.А., Белогорохова Л.И. Исследование композиционных материалов на основе полистирола и сахарозы методом ИК-спектроскопии // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 16–21. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-16-21

© И.А. Белогорохов, Л.И. Белогорохова, 2019

The Study of Composite Materials Based on Polystyrene and Sucrose by the IR-Spectroscopy Method

***I.A. Belogorokhov*[1], *L.I. Belogorokhova*[2]**

[1]*Institute of Physiologically Active Compounds of Russian Academy of Sciences, Chernogolovka, Russia*
[2]*Lomonosov Moscow State University, Moscow, Russia*

jugqwerty@mail.ru

Abstract: Composite materials based on polystyrene and sucrose are of scientific interest, since they can be used in modern problems of biomedicine and microelectronics, such as: the creation of biochips and memory elements. In this study as the main method for analyzing the physical properties of composites the IR spectroscopy has been used. The main attention has been paid to the spectral coordinates of the absorption lines of sucrose in the middle IR region. All experiments have been conducted under an oxygen atmosphere and at room temperature. During the experiment the transmission spectra of the composite materials based on sucrose and polystyrene in the range of 600–5000 cm^{-1} have been obtained. The decoding of the main transmission lines has been carried out. In the course of working with the spectral characteristics of composites it has been found that the saccharide, dissolved in the polymer matrix, retains the profile of the spectral lines, and its molecules do not undergo the destructive effects. The results obtained suggest that the composite material, based on polystyrene and sucrose is a chemically stable system.

Keywords: infrared spectroscopy; saccharides; composites; organic materials

Acknowledgements: this study has been supported by Russian Foundation for Basic Research and the Government of Moscow (project № 15-32-700017 «мол_а_мос») and Council on the grants of the President of the Russian Federation for state support of young Russian scientists and leading scientific schools (grant МД-2991.2017.3). The development and creation of composites were carried out within the framework of the State task (the theme «Creating compounds with specified physicochemical properties»)

For citation: Belogorokhov I.A., Belogorokhova L.I.The study of composite materials based on polystyrene and sucrose by the IR-spectroscopy method. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 16–21. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-16-21

Введение. Органические полупроводники нашли широкое применение в современном научном мире [1]. Но самым интересным достижением ученых в области микроэлектроники можно назвать разработку резистивной ячейки памяти – логического элемента нового поколения, способного подолгу пребывать в нескольких зарядовых состояниях [2, 3]. Для достижения данной цели экспериментально выбирались полимерные системы из хаотических резисторов памяти, композиционные материалы различного состава и структуры с планарной и слоистой геометрией расположения токопроводящих и изолирующих слоев [2, 3]. Одной из теоретических моделей, описывающей свойства мемристора, является резистивная система с хаотически реализующимися переходами [4].

В настоящей работе рассматривается класс материалов, потенциально подходящий для создания мемристора, – композиционный материал, сочетающий полезные свойства полимерной матрицы и вводимой примеси. Свойства композиционных материалов зависят от состава компонентов, количественного соотношения и прочности связи между ними. Комбинируя объемное содержание компонентов, можно в зависимости от назначения получать материалы с требуемыми значениями прочности, жаропрочности, модуля упругости или композиции с необходимыми специальными свойствами. Известны работы, где для элементов памяти изготавливались композиты из фталоцианинов, нанокристаллов и даже диоксида титана [5–10].

Рассмотрим возможность создания перспективных материалов для элементов микроэлектроники, не прибегая к сложной химии, например из таких веществ, как сахар. Сахар как материал имеет более низкую себестоимость и прост в эксплуатации. Отметим важный технологический аспект – сахар включает в свой состав природный дисахарид, отвечающий за генерацию энергии в клеточной структуре. Неоспоримым фактом является также и простота получения сахаридов.

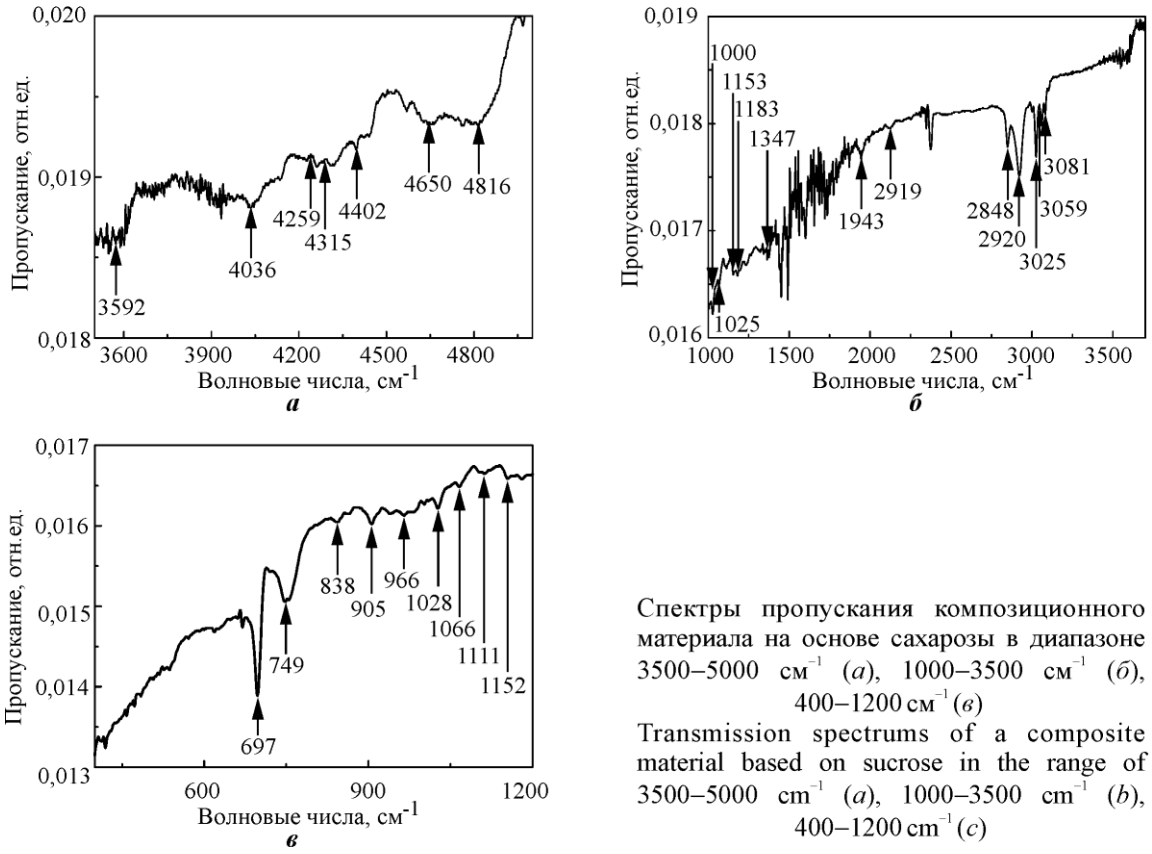
В связи с этим для изучения поведения сахаридов в полимерной матрице в настоящей работе создан и исследован композиционный материал на основе сахарозы и полистирола. С целью исследования возможности образования химических связей между компонентами композита использовался метод ИК-спектроскопии.

Результаты и обсуждение. Представленные в работе спектры пропускания в средней ИК-области записаны с помощью фурье-спектрометра IFS 113v фирмы Bruker. Разрешение по волновым числам в ходе выполнения эксперимента составляло не менее 1 $см^{-1}$.

Исследуемые образцы композиционных материалов приготовлены из полистирола и сахарозы. Готовый материал, включающий в свой состав диэлектрические полимерные молекулы, позволяет придавать экспериментальному образцу любую форму, а также пластичность и гибкость. Необходимо отметить, что использование полимерных молекул в качестве матрицы для композита позволяет решить проблему имплантации контактов при создании изделий. Именно благодаря указанному свойству композит, состоящий из полимера в качестве матрицы, может быть применен во многих прикладных отраслях и технологических задачах. Исследуемый в работе материал представляет собой органическую систему, включающую в себя диэлектрическую матрицу полистирола, в которую введена сахароза в качестве примеси. Данный полимер взят в качестве основы для матрицы композита ввиду простоты его эксплуатации и низкой себестоимости на рынке органических материалов. Спектры пропускания исследованных образцов представлены на рисунках.

При анализе полученных данных наиболее интенсивные линии поглощения, обусловленные молекулами полимерной матрицы, убраны из спектров пропускания. Влияние полимерной матрицы можно увидеть в виде набора линий в диапазоне 4036–4810 $см^{-1}$. В спектре композиционного материала, содержащего сахариды, можно отметить несколько линий поглощения, характеризующих поведение сахарозы в полимерной матрице.

Валентные колебания ОН-групп расположены в интервале частот 3005–3700 $см^{-1}$. Указанные моды колебаний для чистого полисахарида должны располагаться в области частот 3400 $см^{-1}$. Смещение спектральной координаты данного типа колебаний может быть обусловлено влиянием полимерной матрицы на сахарид [11] (см. рисунок *а*). Согласно литературным данным, в спектре чистой сахарозы указанные моды расположены в интервале частот 3150–3600 $см^{-1}$ [12]. В диапазоне 2060–3000 $см^{-1}$ можно наблю-



Спектры пропускания композиционного материала на основе сахарозы в диапазоне 3500–5000 см$^{-1}$ (*а*), 1000–3500 см$^{-1}$ (*б*), 400–1200 см$^{-1}$ (*в*)

Transmission spectrums of a composite material based on sucrose in the range of 3500–5000 cm^{-1} (*a*), 1000–3500 cm^{-1} (*b*), 400–1200 cm^{-1} (*c*)

дать несколько линий поглощения, характеризующих С–Н-группы. В случае работы с молекулами сахарозы данный спектральный интервал характеризует именно валентные колебания [11] (см. рисунок *б*). Спектральные координаты 1526 и 1347 см$^{-1}$ отвечают составным модам О–С–Н и С–ОН деформационных колебаний. Минимум поглощения на 1400–1450 см$^{-1}$ характеризуют деформационные колебания С–Н-групп. Набор линий поглощения, отвечающих плоскостным С–Н и ОН деформационным колебаниям, можно увидеть в области 1191–1362 см$^{-1}$. Спектральная область 1000–1100 см$^{-1}$ содержит информацию об основных углеродных модах сахаридов, отвечающих за скелетные колебания (рисунок *в*). В случае исследуемых образцов наличие указанных линий свидетельствует о том, что молекулы сахарозы внутри полимерной матрицы не испытывают агрессивных химических воздействий. Линии поглощения С–О и С–С валентных колебаний расположены в области 600–1191 см$^{-1}$. В спектре чистой сахарозы особенно принято выделять линию поглощения при 1072 см$^{-1}$, отвечающую валентным С–О-колебаниям [12], так как она является наиболее сильной в указанной области спектра. Согласно литературным данным [11–13] по спектроскопии сахаридов, в области 600–800 см$^{-1}$ также расположены линии деформационных колебаний С–Н-связей.

Необходимо отметить, что при расшифровке спектральных линий не учитывалось влияние полимерной матрицы на вибронные свойства сахарида.

Заключение. В ходе работы впервые получены спектры пропускания композиционных материалов на основе сахаридов и полимерной матрицы в области 600–5000 см$^{-1}$. Проведена расшифровка основных линий поглощения в средней ИК-области в спектрах пропускания композиционных материалов на основе сахаридов.

Результаты экспериментов показали, что при введении молекул сахаридов в полимерную матрицу допант сохраняет изначальные химические свойства, что подтверждается наличием спектральных линий поглощения, отвечающих скелетным колебаниям и колебаниям углерод-водородных групп.

Литература

1. Design of low band gap small molecules with alkyldicyanovinyl acceptor and different donor groups for efficient bulk heterojunction organic solar cells / ***Y.N. Luponosov, N.M. Surin, D.K.Susarova et al.*** // Organic Photonics and Photovoltaics. – 2015. – Vol. 3 – No. 1. – P. 148–155.

2. Infrared spectroscopy of semiconductor structures based on alkyl-substituted lanthanide (III) clam-shell mono-, di-, and di- trisphthalocyanine complexes / ***I.A. Belogorokhov, E.V. Tikhonov, M.A. Dronov et al.*** // J. of Nanoelectronics and Optoelectronics. – 2011. – Vol. 6. – No. 4. – P. 1–6.

3. ***Gorshkov K., Berzina T., Erokhin V., Fontana M.P.*** Organic memristor based on the composite materials: conducting and ionic polymers, gold nanoparticles and graphenes // Procedia Computer Science. – 2011. – Vol. 7. – P. 248–255.

4. ***Driscoll T., Pershin Y. V., Basov D. N., Ventra M. Di.*** Chaotic memristor // Appl. Phys. A. – 2011. – Vol. 102. – P. 878–885.

5. Transport and spectroscopic features of composite semiconductor material based on poly[2-methoxy-5-(2-ethyl-hexyloxy)-1,4-phenylene-vinylene] / ***I.A. Belogorokhov, M.S. Kotova, E.V. Tikhonov et al.*** // J. of Nanoelectronics and Optoelectronics. – 2012. – Vol. 7. – No. 6. – P. 1–5.

6. ***Grahlert X., Stenzel O., Petrich R.*** The dielectric function of the diphthalocyanines of rare earth metals as a thin film material // J. of Molecular Structure. – 1995. – Vol. 349. – P. 195–198.

7. The linear optical constants of thin phthalocyanine and fullerite films from the near infrared up to the UV spectral regions: Estimation of electronic oscillator strength values / ***A. Stendal, U. Beckers, S. Wilbrandt et al.*** // J. Phys. B: At. Mol. Opt. Phys. – 1996. – Vol. 29. – P. 2589–2595.

8. Second-harmonic generation in thin films of copper phthalocyanine / ***K. Kumagai, G. Mizutani, H. Tsulioka et al.*** // Physical Review B. – 1993. – Vol. 48. – No. 19. – P. 14488–14495.

9. ***Battistoni S., Dimonte A., Erokhin V.*** Organic memristor based elements for bio-inspired computing // Advances in Unconventional Computing. – 2016. – P. 469–496.

10. Hardware elementary perceptron based on polyani- line memristive devices / ***V. Demin, V. Erokhin, A. Emelyanov et al.*** // Org. Electron. – 2015. – Vol. 25. – P. 16–20.

11. Analysis of the structure and vibrational spectra of glucose and fructose / ***M. Ibrahim, M. Alaam, H. El-Haes et al.*** // Ecletica Quimica. – 2006. – Vol. 31. – P. 15–21.

12. ***Васильев А.В., Гриненко Е.В., Щукин А.О., Федулина Т.Г.*** // Инфракрасная спектроскопия органических и природных соединений: учеб. пособие. – СПб.: СПбГЛТА, 2007. – 54 с.

13. Terahertz absorption spectra of some saccharides and their metal complexes / ***L. Yang, H. Sun, S. Weng et al.*** // Spectrochim Acta A Mol Biomol Spectrosc. – 2007. – Vol. 69. – No. 1. – P. 150–160.

Поступила в редакцию 04.12.2017 г.; после доработки 09.04.2018 г.; принята к публикации 27.11.2018 г.

Белогорохов Иван Александрович – доктор физико-математических наук, ведущий научный сотрудник Института физиологически активных веществ Российской академии наук (Россия, 142432, г. Черноголовка, Северный пр., д. 1), jugqwerty@mail.ru

Белогорохова Любовь Ивановна – кандидат физико-математических наук, научный сотрудник физического факультета Московского государственного университета имени М.В. Ломоносова (Россия, 119991, г. Москва, Ленинские горы, д. 1, стр. 2)

References

1. Luponosov Y.N., Surin N.M., Susarova D.K., Buzin M.I., Anokhin D.V., Ivanov D. A., Troshin P.A., Ponomarenko S.A. Design of low band gap small molecules with alkyldicyanovinyl acceptor and different donor groups for efficient bulk heterojunction organic solar cells. *Organic Photonics and Photovoltaics*, 2015, vol. 3, no.1, pp.148–155.

2. Belogorokhov I.A., Tikhonov E.V., Dronov M.A., Ryabchikov Yu.V., Neudachina V. S., Yashina L.V., Tomilova L.G., Khokhlov D.R. Infrared Spectroscopy of Semiconductor Structures Based on Alkyl-Substituted Lanthanide (III) Clam-Shell Mono-, Di-, and Di- Trisphthalocyanine Complexes. *Journal of Nanoelectronics and Optoelectronics*, 2011, vol. 6, no. 4, pp. 1–6.

3. Gorshkov K., Berzina T., Erokhin V., Fontana M.P. Organic memristor based on the composite materials: conducting and ionic polymers, gold nanoparticles and graphenes. *Procedia Computer Science*, 2011, no. 7, pp. 248–255.

4. Driscoll T., Pershin Y.V., Basov D.N., Ventra M.Di. Chaotic memristor. *Appl. Phys. A*, 2011, vol. 102, pp. 878–885.

5. Belogorokhov I.A., Kotova M.S., Tikhonov E.V., Volikhov A.A., Dronov M.A., Ryabchikov Yu.V., Vorontzov A.S., Martyshov M.N., Forsh P.A., Boronina G.P., Pushkarev V.E., Tomilova L.G., Khokhlov D.R. Transport and Spectroscopic Features of Composite Semiconductor Material Based on Poly[2-Methoxy-5-(2-Ethyl-Hexyloxy)-1,4-Phenylene-Vinylene]. *Journal of Nanoelectronics and Optoelectronics*, 2012, vol. **7**, no. 6, pp. 1–5.

6. Grahlert X., Stenzel O., Petrich R. The dielectric function of the diphthalocyanines of rare earth metals as a thin film material. *Journal of Molecular Structure*, 1995, vol. 349, pp. 195–198.

7. Stendal A., Beckers U., Wilbrandt S., Stenzel O., Borczyskowski C.V. The linear optical constants of thin phthalocyanine and fullerite films from the near infrared up to the UV spectral regions: Estimation of electronic oscillator strength values. *J. Phys. B: At. Mol. Opt. Phys.*, 1996, vol. 29, pp. 2589–2595.

8. Kumagai K., Mizutani G., Tsulioka H., Yamauchi T., Ushioda S. Second-harmonic generation in thin films of copper phthalocyanine. *Physical Review B.*, 1993, vol. 48, no. 19, pp. 14488–14495.

9. Battistoni S., Dimonte A., Erokhin V. Organic memristor based elements for bio-inspired computing. *Advances in Unconventional Computing*, 2016, pp. 469–496.

10. Demin V., Erokhin V., Emelyanov A., Battistoni S., Baldi G., Iannotta S., Kashkarov P., Kovalchuk M. Hardware elementary perceptron based on polyani- line memristive devices. *Org. Electron*., 2015, no. 25, pp**.** 16–20.

11. Ibrahim M., Alaam M., El-Haes H., Jalbout A.F., Leon A.De. Analysis of the structure and vibrational spectra of glucose and fructose. *Ecletica quimica*, 2006, vol. 31, pp. 15–21.

12. Vasiliev A.V., Grinenko E.V., Schukin A.O., Fedulina T.G. *Infrared spectroscopy of organic and natural compounds*: *Textbook*. Saint-Petersburg, SPbGLTA Publ., 2007. 54 p. (in Russian).

13. Yang L., Sun H., Weng S., Zhao K., Zhang L., Zhao G., Wang Y., Xu Y., Lu X., Zhang C., Wu J., Jia'er C. Terahertz absorption spectra of some saccharides and their metal complexes. *Spectrochim Acta A Mol Biomol Spectrosc*, 2007, vol. 69, no. 1, pp. 150–160.

Received 04.12.2017; Revised 09.04.2018; Accepted 27.11.2018.

Information about the authors:

Ivan A. Belogorokhov – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Leading Researcher, Institute of Physiologically Active Compounds of Russian Academy of Sciences (Russia, 142432, Chernogolovka, Severny proezd, 1), jugqwerty@mail.ru

Lyubov I. Belogorokhova – Cand. Sci. (Phys.-Math.), Science Researcher of the Physics Department, Lomonosov Moscow State University (Russia, 119991, Moscow, Leninskiye Gory, 1-2)

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ И МАРШРУТЫ
TECHNOLOGICAL PROCESSES AND ROUTES

УДК 621.382.049.77:621.793 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-22-29**

Металлизация высокотемпературных кремниевых ИС на основе сплава вольфрама с титаном

А.Н. Белов, А.А. Голишников, Д.А. Костюков, В.И. Шевяков

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия

Shev@dsd.miee.ru

Одним из приоритетных направлений развития электроники как в нашей стране, так и за рубежом является создание кремниевых полупроводниковых приборов и ИС с субмикронными топологическими нормами, способных функционировать при температуре 200 °С и выше. К критическим узлам кремниевой электронной компонентной базы с точки зрения тепловой устойчивости относится металлизация. В последнее время в качестве материала межсоединений используется вольфрам, который имеет более высокую электромиграционную стойкость по сравнению с алюминием (с добавками кремния и меди) и медью. В работе представлены результаты исследования технологических режимов магнетронного осаждения пленок сплава W(Ti-15 %). При исследовании механических свойств пленок установлено, что структура W(Ti-15 %)–Si характеризуется пониженным уровнем механических напряжений в латеральном направлении по сравнению со встроенными механическими напряжениями в структуре W–Si. Выявлено, что усилие на отрыв пленки сплава вольфрама с титаном превышает усилие на отрыв пленки вольфрама приблизительно в три раза. Показано, что металлизация на основе сплава вольфрама с титаном характеризуется более высокой электромиграционной стойкостью по сравнению с металлизацией на основе сплава алюминий – медь – кремний. Сравнительный анализ электрофизических и механических характеристик осажденных на кремний пленок вольфрама и сплава вольфрама с титаном подтвердил перспективность использования последних в качестве межсоединений в теплоустойчивых кремниевых ИС.

Ключевые слова: металлизация; вольфрам; «рениевый эффект»; электрофизические и механические характеристики

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (грант № 15-19-00138).

© А.Н. Белов, А.А. Голишников, Д.А. Костюков, В.И. Шевяков, 2019

Для цитирования: Белов А.Н., Голишников А.А., Костюков Д.А., Шевяков В.И. Металлизация высокотемпературных кремниевых ИС на основе сплава вольфрама с титаном // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 22–29. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-22-29

Metallization of High-Temperature Silicon ICs Based on Tungsten Titanium Alloy

A.N. Belov, A.A. Golishnikov, D.A. Kostyukov, V.I. Shevyakov

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

Shev@dsd.miee.ru

Abstract: Nowadays, one of the priority directions of development of electronics both in our country and abroad is the creation of silicon semiconductor devices and IC with the submicron topological dimensions capable of functioning at temperature 200 °C and higher. Metallization is a critical node of the silicon electronic component base from the point of view of thermal stability. Recently, as an interconnection material tungsten, which has higher electromigration resistance compared with aluminum (with silicon and copper additives) is used. In the work the results of the technological regimes research of W(Ti-15 %) alloy films magnetron sputtering have been presented. During investigating the mechanical properties of the films it has been determined that the structure W(Ti-15 %)–Si is characterized by a lower level of mechanical stresses in lateral direction compared to the built-in mechanical stresses in the W-Si structure. It has been revealed that the full force of the film of tungsten with titanium alloy approximately three times exceeds that one of the tungsten film. It has been shown that the metallization based on tungsten alloyed with titanium is characterized by a significantly higher elctromigration resistance compared to metallization based on an alloy of aluminum with copper and silicon. The results based on a comparative analysis of the electric-physical and mechanical characteristics of sputtered on silicon tungsten films and the alloy of tungsten with titanium from the point of view of using them as interconnections in heat-resistant silicon IC have confirmed their promising implementation.

Keywords: metallization; tungsten; «rhenium effect»; electrophysical and mechanical characteristics

Acknowledgements: this work was done with financial support of Russian scientific foundation (grant 15-19-00138).

For citation: Belov A.N., Golishnikov A.A., Kostyukov D.A., Shevyakov V.I. metallization of high-temperature silicon ICs based on tungsten titanium alloy. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 22–29. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-22-29

Введение. Современные технологии кремниевых ИС позволяют расширить температурный диапазон работы приборов, эксплуатируемых при повышенных температурах (свыше 200 °C) [1, 2]. Одним из основных функциональных элементов кремниевых ИС является система металлизации. В ее состав входят межсоединения, к которым предъявляются качественно новые требования, связанные с надежностью функционирования системы металлизации в целом: повышенная электромиграционная стойкость; химиче-

ская инертность материала межсоединений к материалам соприкасающихся с ними функциональных слоев при температурах выше 200 °С; пониженный уровень временного физического старения материала межсоединений и др. В современных ИС в качестве материала межсоединений используют алюминий (с добавками кремния и меди) и медь, также интерес представляют тугоплавкие металлы, в частности вольфрам [3]. Однако вольфрам в чистом виде имеет ряд недостатков, связанных в первую очередь с механическими свойствами, что затрудняет его применение в качестве межсоединений ИС.

В работах [4, 5] описан «рениевый эффект», проявляющийся в том, что добавка в объем пленки вольфрама рения (5–10 %) приводит к существенному улучшению его пластичности. Природа «рениевого эффекта» до сих пор недостаточно изучена. В [6] сделано предположение, что основной причиной хрупкости вольфрама является присутствие углерода на границах зерен пленки вольфрама, а «рениевый эффект» проявляется в увеличении степени растворимости углерода в вольфраме в присутствии рения и, как следствие, в повышении пластичности пленок вольфрама. В [7] с точки зрения физической химии представлены результаты теоретического исследования процесса взаимодействия компонентов в тонких пленках бинарного сплава, размещенных на кремниевой подложке. Авторами сделан вывод о том, что возможен процесс сегрегации одного из компонентов сплава с границ зерен в объем пленки сплава и кремния. Это определяется соотношением энергий сублимации компонентов сплава. Процесс сегрегации протекает для компонента с большей энергией. Данное представление позволяет объяснить процесс сегрегации углерода в объем вольфрама и повышение его растворимости в объеме вольфрама в присутствии рения. В [8] представлены результаты экспериментального исследования влияния рения на электрофизические и механические свойства вольфрама как металла межсоединений в системе металлизации ИС. Результаты сравнительного анализа характеристик осажденных на кремний пленок вольфрама и вольфрама, легированного рением, с точки зрения применения их в качестве межсоединений в теплоустойчивых кремниевых ИС подтвердили эффективность использования последних в первую очередь благодаря их повышенной адгезионной способности и пониженному уровню механических напряжений. Следует отметить, что рений – редкий и дорогой металл. Добавка титана в вольфрам вместо рения дает похожий эффект, обусловленный тем, что титан характеризуется меньшей энергией сублимации, чем углерод, и способен обеспечить процесс сегрегации углерода в объем вольфрама. Поэтому использование пленок сплава вольфрама с титаном в качестве межсоединений системы металлизации высокотемпературных кремниевых ИС перспективно.

В настоящей работе приводятся результаты исследования электрофизических и механических характеристик пленок сплава вольфрама с титаном как альтернатива пленкам сплава вольфрама с рением.

Применение пленок сплава вольфрама с титаном в металлизации ИС описано в [9]. Однако данные сверхтонкие пленки с содержанием титана 30–50 % использовали исключительно в качестве слоя диффузионного барьера. В качестве проводниковых межсоединений ИС пленки сплава должны иметь толщину, на порядок большую, содержание титана должно быть существенно меньше. В зарубежной и отечественной литературе работы по исследованию адгезионных и механических свойств, а также электромиграционной стойкости сплава фольфрама с титаном практически отсутствуют.

Описание эксперимента и результаты. В качестве исходных использовали кремниевые подложки с термически выращенным на них слоем оксида кремния. Тонкие пленки чистого вольфрама и сплава вольфрама с титаном наносили магнетронным спо-

собом. В качестве материала мишеней для осаждения пленок сплава вольфрама с титаном использовали W(Ti-5%), W(Ti-10%) и W(Ti-15%). Проведены исследования влияния технологических режимов магнетронного осаждения пленок на удельное объемное сопротивление и выбраны оптимальные режимы, обеспечивающие минимальное значение сопротивления. В табл.1 приведены следующие параметры пленок W(Ti-15%) и технологических режимов осаждения: поверхностное сопротивление R_s; толщина h; удельное объемное сопротивление ρ_v; средняя шероховатость поверхности R_a; мощность разряда N; давление в камере P; температура подложки T; длительность процесса осаждения t. Как следует из таблицы, минимальное значение сопротивления было достигнуто для образца № 5.

Таблица 1

Параметры пленок W(Ti-15%), осажденных при различных технологических режимах

Table 1

Parameters of W(Ti-15%) films, sputtered under various technological regimes

Номер образца	R_s, Ом/□	h, нм	$\rho_v \cdot 10^{-6}$, Ом·см	R_a, нм	N, Вт	P, мторр	T, °С	t, мин
1	1,54	66,0	10,1	6,0	100	5	250	20
2	0,95	102,0	9,69	7,5	150	5	250	20
3	0,63	125,0	7,8	11,0	200	5	250	20
4	0,54	147,0	7,94	14,0	250	5	250	20
5	**0,62**	**120,0**	**7,44**	**10,0**	**200**	**3**	**250**	**20**
6	0,65	144,0	9,36	12,5	200	7	250	20
7	0,62	122,0	7,56	9,5	200	5	200	20
8	0,61	126,0	7,69	13,0	200	5	300	20

С помощью оже-спектроскопии и вторичной ионной масс-спектрометрии (ВИМС) исследовали элементный состав осажденных пленок. Данные эксперимента подтвердили наличие равномерно распределенной примеси титана по толщине в пленках вольфрама с титаном. На рис.1 приведены данные оже-спектра пленки W(Ti-15%). Метод ВИМС, как более чувствительный, чем метод оже-спектроскопии, показал наличие углерода, также распределенного по всему объему пленки вольфрама.

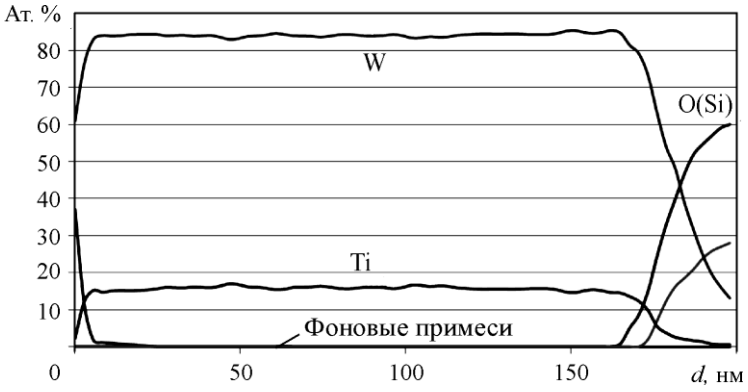


Рис.1. Оже-спектр структуры пленки W(Ti-15%), осажденной на окисленную кремниевую подложку
Fig.1. Auger – spectra of W(Ti-15%) film structure, deposited on oxidized silicon substrate

Проведен сравнительный анализ механических напряжений в системах Si–W и Si–W(Ti). Использовался неразрушающий метод оптического лазерного сканирования для измерения изменения кривизны пластин кремния из-за нанесенной пленки и определения уровня встроенных механических напряжений (установка FSM 500TC Technical Manual). Исследовали пленки вольфрама и вольфрама с титаном толщиной 0,45 мкм. Установлено, что с повышением концентрации примеси титана в вольфраме уровень механических напряжений снижался. При 15%-ной концентрации титана уровень механических напряжений снизился более чем в три раза. На рис.2 приведена картина, иллюстрирующая прогиб пластин кремния при нанесении на них пленок вольфрама и W(Ti-15 %).

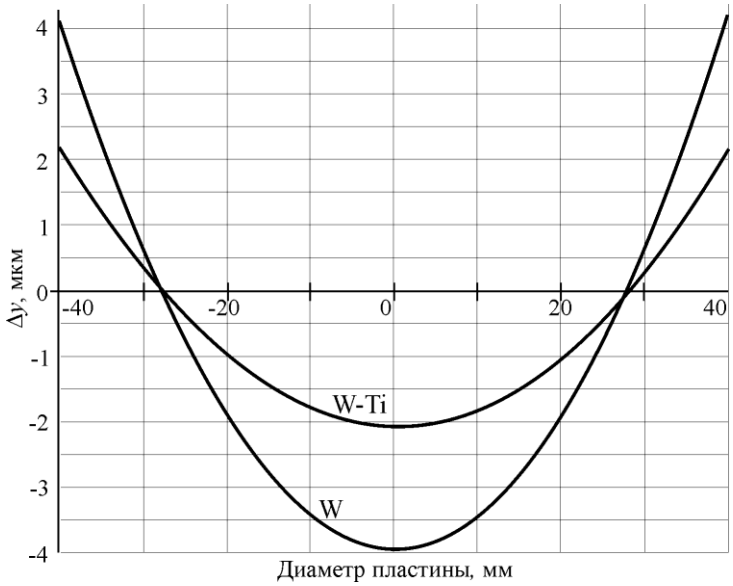


Рис.2. Картина распределений механических напряжений в латеральном направлении в структурах W–Si и W(Ti)–Si
Fig.2. Mechanical stress distribution in lateral direction of W–Si and W(Ti)–Si structures

Отметим, что с увеличением процентного содержания титана в пленках вольфрама существенно увеличивается удельное сопротивление, что является негативным при их использовании в качестве межсоединений. В частности, для пленок с примесью титана на уровне 15% удельное сопротивление по сравнению с чистой вольфрамовой пленкой увеличилось более чем в два раза. Поэтому исследовали пленки сплава вольфрама с титаном, содержащего не более 15 % титана.

Для определения адгезионной прочности исследуемых пленок к оксиду кремния выбран метод равномерного нормального отрыва пленки от подложки. К пленкам ультразвуковым способом приваривали алюминиевую проволоку диаметром 40 нм. Средняя величина усилия на отрыв составила 1150 и 3750 Г/мм^2 для пленок вольфрама и W(Ti-15 %) соответственно. В соответствии с 109-4 ОСТ 11 073.013-2008 «Микросхемы интегральные. Методы испытаний. Испытания на воздействие механических факторов. Часть 1» для 40-мкм алюминиевой проволоки усилие на отрыв должно составлять не менее 3580 Г/мм^2. Таким образом, пленки сплава W(Ti-15 %) характеризуются удовлетворительной адгезионной способностью к оксиду кремния.

Для исследования электромиграционной стойкости проводников применяли методику на основе ускоренных электромиграционных испытаний при постоянной температуре [10]. Критерием нарушения целостности проводника являлось изменение его сопротивления на 20 % по отношению к исходному значению этого сопротивления в установившемся режиме токовой нагрузки. На рис.3 показана топология тестовой структуры, использованная в эксперименте для оценки электромиграционных эффектов в пленках металлизации. В табл.2 приведены конструктивные параметры тестовых проводников.

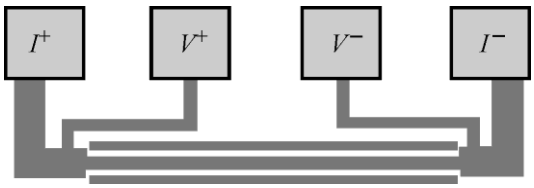


Рис.3. Топология тестовой структуры
Fig.3. Test structure topology for investigation electromigration resistance of films

Таблица 2

Конструктивные параметры тестовых проводников

Table 2

Size of test conductors

Параметр	Al(Si,Cu)	W(Ti-15 %)
Длина, мкм	800	800
Ширина, мкм	1,0	1,0
Толщина слоя, мкм	0,45	0,45
Зазор между тестовой шиной и соседними шинами, мкм	1,2	1,2

На рис.4 изображены полученные зависимости сопротивления различных проводников от времени при проведении ускоренных испытаний при разных температурах. Как следует из приведенных данных, проводники сплава Al(Si,Cu) в отличие от проводников на основе W(Ti-15%) имеют более низкую электромиграционную стойкость. При температуре 215 °C после выдержки в течение 25 мин в них активно начинается процесс электромиграции. У проводников на основе W(Ti-15%), как и предполагалось, при температуре 500 °C явления электромиграции при выдержке образцов в исследуемом временном интервале не наблюдаются. Это обусловлено более высокой температурой плавления материала.

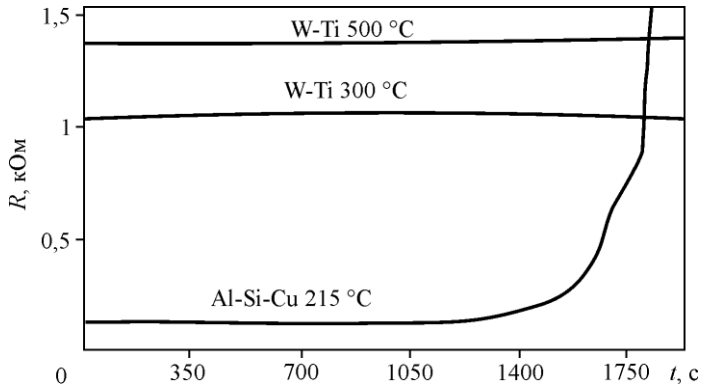


Рис.4. Зависимость сопротивления проводников от времени при разной температуре
Fig.4. Relation between conductors resistance and time during accelerated electromigration measurements under various temperature values

Заключение. При исследовании механических свойств пленок установлено, что структура W(Ti-15%)–Si характеризуется пониженным более чем в три раза уровнем механических напряжений по сравнению со встроенными механическими напряжениями в структуре W–Si. Усилие на отрыв пленки сплава W(Ti-15%) превышает усилие на отрыв пленки вольфрама приблизительно в три раза и составляет 3750 Г/мм^2. Металлизация на основе сплава W(Ti-15%) характеризуется более высокой электромиграционной стойкостью по сравнению с металлизацией на основе сплава Al(Si, Cu).

Результаты сравнительного анализа электрофизических и механических характеристик осажденных на кремний пленок вольфрама и сплава W(Ti-15%) подтверждают перспективность использования сплава в качестве межсоединений в теплоустойчивых кремниевых ИС.

Литература

1. Silicon-on-insulator based high temperature electronics for automotive applications / ***B. Blalock, C Huque, L. Tolbert et al*** // IEEE Interntional Symposium on Industrial Electronics. – 2008. – P. 22.

2. ***Watson J., Castro G.*** High-temperature electronics pose design and reliability challenges // Analog dialogue. – 2012. – Vol. 46. – P. 1–7.

3. ***Белоус А.И., Емельянов В.А.*** Основы технологии микромонтажа интегральных схем. – М.: ДМК Пресс, 2013. – 316 с.

4. ***Венецкий С.И.*** О редких и рассеянных. Рассказы о металлах. – М.: Металлургия, 1980. – 17 с.

5. ***Krajnikov A., Morito F., Danylenko M.*** Rhenium effect in irradiated Mo-Re alloys and welds // Universal Journal of Materials Science. – 2014. – Vol. 2. – P. 19–26.

6. http://metalls.info/node/185/ (дата обращения: 25.07. 2018).

7. ***Gromov D.G., Mochalov A.I., Pugachevich V.P., Sorokin I.N.*** Interaction between binary alloy thin films and silicon substrate: the conditions of bilayer formation and the effect of additional component // Appl. Phys. – 2000. – Vol. 70. – P. 333–340.

8. Tungsten alloyed with rhenium as an advanced material for heat-resistant silicon ICs interconnects / ***A.N. Belov, Y.A. Chaplygin, A.A. Golishnikov et al.*** // Proc. of SPIE – The International Society for Optical Engineering. – 2016. – Vol.10224. – P. 10224041Q.

9. ***Глебовский В.Г.*** Способ получения составной мишени для распыления из сплава вольфрам–титан–кремний // Патент РФ №2352684, 2007.

10. ***Safonov S.O., Bespalov V.P., Golishnikov A.A., Putrya M.G.*** Estimating the reliabilite of aluminium metallization of integrated circuits by accelerated electromigration testing at constant temperature // Russian Microelectronics. – 2015. – Vol. 44. – No. 7. – P. 453–459.

Поступила в редакцию 03.08.2018 г.; после доработки 10.09.2018 г.; принята к публикации 27.11.2018 г.

Белов Алексей Николаевич – доктор технических наук, профессор кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), nanointech@mail.ru

Голишников Александр Анатольевич – кандидат технических наук, доцент кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), golishnikov1960@mail.ru

Костюков Денис Андреевич – ведущий инженер кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), u001998@org.miet.ru

Шевяков Василий Иванович – доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), shev@dsd.miee.ru

Reference

1. Blalock B., Huque C., Tolbert L., Su M., Islam S., Vijayaraghavan R. Silicon-on-Insulator Based High Temperature Electronics for Automotive Applications. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2008, p. 22.

2. Watson J., Castro G. High-Temperature Electronics Pose Design and Reliability Challenges. *Analog Dialogue*, 2012, vol. 46, pp. 1–7.

3. Beloys A.I., Emelyanov V.A. *Basics of integrated circuits micromachining technology*. Moscow, DMK Press Publ., 2013. 316 p. (in Russian).

4. Venechkiy S.I. *About rare and scattered. Stories about a metals*. Moscow, Metallurgy Publ., 1980. 17 p. (in Russian).

5. Krajnikov A., Morito F., Danylenko M. Rhenium Effect in Irradiated Mo-Re Alloys and Welds. *Universal Journal of Materials Science*, 2014, vol. 2, pp. 19–26.

6. Available at: http://knowledge.su/a/volframovye-splavy/ (accessed: 23.05.2018).

7. Gromov D.G., Mochalov A.I., Pugachevich V.P., Sorokin I.N. Interaction between binary alloy thin films and silicon substrate: the conditions of bilayer formation and the effect of additional component. *Appl. Phys.*, 2000, vol. 70, pp. 333–340.

8. Belov, A.N., Chaplygin Y.A., Golishnikov, A.A., Safonov, S.O., Shevyakov, V.I. Tungsten alloyed with rhenium as an advanced material for heat-resistant silicon ICs interconnects. *Proceedings of SPIE– The International Society for Optical Engineering*, 2016, vol.10224, p. 10224041Q.

9. Glebovsky V.G. *Method of receipt composite target for sputtering from tungsten-titanium-silicon alloy*. Patent RF, no. 2352684, 2007. (in Russian).

10. Safonov S.O., Bespalov V.P., Golishnikov A.A., Putrya M.G. Estimating the reliabilite of aluminium metallization of integrated circuits by accelerated electromigration testing at constant temperature. *Russian Microelectronics*, 2015, vol. 44, no. 7, pp. 453–459.

Received 03.08.2018; Revised 10.09.2018; Accepted 27.11.2018.

Information about the authors:

Alexey N. Belov – Dr. Sci. (Eng.), Prof. of the Integral Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), nanointech@mail.ru

Alexander A. Golishnikov – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Integral Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), golishnikov1960@mail.ru

Denis A. Kostuykov – Senior Engineer of the Integral Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), u001998@org.miet.ru

Vasiliy I. Shevyakov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Chief Researcher of the Integral Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), shev@dsd.miee.ru

УДК 621.315.5:536.2 DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-30-41

Определение теплового сопротивления кристалл – корпус полупроводникового прибора из его кривой охлаждения

Н.Л. Евдокимова, В.В. Долгов, К.А. Иванов

АО «НПП «Пульсар», г.Москва, Россия

evdokimova@pulsarnpp.ru

Тепловое сопротивление полупроводникового прибора определяет предельный тепловой режим, гарантирующий его работоспособность: чем выше значение теплового сопротивления полупроводникового прибора, тем больше может быть его перегрев. Поэтому необходим контроль тепловых сопротивлений выпускаемых приборов. В настоящее время получил широкое применение метод определения теплового сопротивления кристалл – корпус с использованием структурных функций: дифференциальной и интегральной (кумулятивной) теплоемкостей. В работе предложена новая тепловая характеристика – функция теплового потока, позволяющая определить момент, когда тепловой фронт достигает теплоотвода. При этом точка перегиба функции теплового потока соответствует тепловому сопротивлению кристалл – корпус, найденному по аналогичному методу. Использовано определение кумулятивной теплоемкости из уравнения теплового баланса. Структурные функции определены аналитически без процедуры числовой деконволюции. Сравнение предлагаемого метода с известными методами, использующими структурные функции, показало, что при тех же значениях параметров обрабатывать результаты проще, сокращается время измерения и нет строгих требований к теплоотводу. Данный метод может быть использован для сравнения конструкций разрабатываемых приборов и при анализе дефектов по тепловому сопротивлению готовых приборов.

Ключевые слова: тепловое сопротивление кристалл – корпус; структурная функция; теплоемкость

Благодарности: авторы выражают благодарность Ю.А. Концевому, В.С. Ежову и А.Ю. Моторину (АО «НПП «Пульсар», г.Москва) за плодотворное обсуждение результатов.

Для цитирования: Евдокимова Н.Л., Долгов В.В., Иванов К.А. Определение теплового сопротивления кристалл – корпус полупроводникового прибора из его кривой охлаждения // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 30–41. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-30-41

© Н.Л. Евдокимова, В.В. Долгов, К.А. Иванов, 2019

Determination of Junction-to-Case Thermal Resistance from One Transient Cooling Curve

N.L. Evdokimova, V.V. Dolgov, K.A. Ivanov

J&C «S&PE «Pulsar», Moscow, Russia

evdokimova@pulsarnpp.ru

Abstract: The thermal resistance of the semiconductor device determines its thermal performance limit, guaranteeing its working capacity: the higher the value of the thermal resistance of the semiconductor device, the more is its overheating. Nowadays, the method to find the junction-to-case thermal resistance from its thermal function, using the structural functions: differential and integral (cumulative) thermal capacities, is commonly used. In the work a new thermal characteristic («function of a thermal flow») – the function of the heat flow, permitting to determine the moment when the thermal front reaches the heat sink, has been proposed. In this case the point of inflexion of the heat flow function corresponds to the junction-to-case thermal resistance, found from the analogous method. The determination of the cumulative thermal capacitance from the equation of the thermal balance has been used. Besides, the structural functions have been determined analytically without a numerical deconvolution procedure. The comparison of the offered method with other similar methods has shown that: giving the same results this new technique is simpler in processing of the results, it reduces the time of the measurement and does not impose the strict requirements to the heat sink. The given method can be used for comparison of designs and in the thermal resistance-based analysis of defects of produced semiconductor devices.

Keywords: junction-to-case thermal resistance; structure function; thermal capacitance

Acknowledgements: the authors thank Kontsevoy Yu.A., Ezhov V.S., Motorin A.Yu. for fruitful discussion of the results.

For citation: Evdokimova N.L., Dolgov V.V., Ivanov K.A. Determination of junction-to-case thermal resistance from one transient cooling curve. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 30–41. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-30-41

Введение. Для измерения теплового сопротивления кристалл – корпус необходимо измерить температуру кристалла и корпуса, а также разогревающую мощность $P_{\text{р}}$. Тепловое сопротивление кристалл – корпус $R_{\text{т.кр–корп}}$ рассчитывается следующим образом:

$$R_{\text{т. кр–корп}} = \frac{T_{\text{кр}} - T_{\text{корп}}}{P_{\text{р}}}.$$

В настоящее время для измерения температуры кристалла широко используется временная релаксация напряжения *p–n*-перехода после воздействия разогревающего импульса. Основная трудность заключается в точном измерении температуры корпуса с применением термопары. В работах [1–3] рассмотрен метод теплового анализа структуры полупроводникового прибора с использованием структурных функций: инте-

гральной теплоемкости C и дифференциальной теплоемкости $K = dC/dR_т$. В этих работах элементы R–C-цепи определяются методом Network Identification by Deconvolution (NID) [4].

В работе [5] представлено сравнение структурных функций, полученных для двух разных условий на границе корпус – теплоотвод. В первом случае корпус прижимался к охлаждаемому теплоотводу, во втором случае между корпусом и охлаждаемым теплоотводом находилась тонкая керамическая пластина. Анализ структурных функций [5] показал, что тепловое сопротивление $R_{т.\ кр–корп}$ может быть определено двумя методами: из интегральной теплоемкости C и по точке перегиба дифференциальной теплоемкости K. В первом случае значение $R_{т.\ кр–корп}$ определяется из сравнения интегральной теплоемкости C с расчетным значением полной теплоемкости образца. При этом для расчета полной теплоемкости прибора нужно знать размеры и удельные теплоемкости элементов прибора. Во втором случае точка перегиба структурной функции $K(R_т)$ находится после точки разделения двух структурных функций с керамической пластиной и без нее. Поэтому идентификация $R_{т.\ кр–корп}$ по точке перегиба функции $K(R_т)$ дает завышенное значение теплового сопротивления [6]. В работе [6] теоретически и экспериментально определено, что на структурную функцию большое влияние оказывает трехмерное распространение тепла и алгоритм деконволюции чувствителен к шумам во входных данных, а структурная функция, полученная из кривой охлаждения, не может быть реконструирована достаточно точно. В той же работе предложен альтернативный (без деконволюции) метод определения теплового сопротивления по переходному тепловому сопротивлению Z_{th}, который реализован в программе TDIM-Master [7].

В американском стандарте JESD51-14 [8] представлены методы измерения теплового сопротивления кристалл – корпус, в которых сравниваются интегральная теплоемкость C или переходное тепловое сопротивление $Z_{th}(t)$, полученные для двух разных условий на границе корпус – теплоотвод (Transient Dual Interface Test Method). Эти методы требуют измерения двух кривых охлаждения для одного полупроводникового прибора: с термопастой между корпусом и теплоотводом W (with) и без нее WO (without). Далее обе кривые охлаждения загружаются в программу TDIM-Master [7] и двумя методами определяется сопротивление кристалл – корпус: по точке разветвления производных кривых $Z_{th}(t)$ [6] и по точке разветвления структурных функций $C(R_{th})$, снятых с пастой (W) и без нее (WO) [5]. Данная технология реализована в приборе T3Ster компании Mentor Graphics [9].

Однако рассмотренные методы имеют ряд недостатков, например кривую охлаждения нужно снять два раза, что увеличивает время измерения. При этом возникает дополнительная погрешность из-за того, что

- необходимо (субъективно) корректировать значение нагревающей мощности, для того чтобы кривые охлаждения, снятые с пастой и без нее, совпадали на начальном временном интервале, а это меняет значение теплового сопротивления;
- при снятии обеих кривых важно обеспечить одинаковое давление прижима корпуса прибора к теплоотводу;
- результаты данного метода существенно зависят от настроек, которые используются в программе TDIM-Master для обработки экспериментальных данных.

В настоящей работе рассматривается поведение структурных функций для разных форм теплового потока, применяется характеристика, удобная для анализа формы теплового потока, – функция F_{hf} (heat flow). Для расчета структурных функций используется, в отличие от работ [1–10], определение интегральной теплоемкости. Методом численного моделирования проводится анализ функции теплового потока F_{hf} и

предлагается метод определения теплового сопротивления кристалл – корпус по точке перегиба функции F_{hf}. Метод иллюстрируется в процессе измерения тепловых сопротивлений кристалл – корпус ряда полупроводниковых приборов.

Теоретическое обоснование методики. Рассмотрим, что происходит, когда тепловой поток доходит до основания корпуса. Кроме основного потока к теплоотводу тепло растекается по корпусу, и часть тепла уходит в крышку корпуса, т.е. тепловой поток расслаивается и форма фронта теплового потока меняется. Исследуем зависимость различных функций от формы фронта теплового потока для одномерного теплового потока, радиального растекания для цилиндрических координат, радиального растекания в полусферу. Все три вида теплового потока могут присутствовать в полупроводниковых приборах. Если активная область кристалла занимает почти всю площадь его поверхности, то реализуется случай, близкий к одномерному. Боковое растекание тепла по кристаллу или по корпусу может быть описано в цилиндрических координатах, растекание тепла в объеме теплоотвода – растеканием в полусферу.

При радиальном растекании тепла в пластину (случай циллиндрических координат) логарифм интегральной теплоемкости $\ln(C_{\sum})$ пропорционален полному сопротивлению $R_{\sum}$ [10]. Это соотношение используется для измерения теплопроводности пластин [11] при цилиндрической симметрии тепловых контактов. В ходе обработки результатов обнаружено, что функция $d\ln C/dR_т$ имеет максимум вблизи точки разветвления кривых W and WO. В дальнейшем используется соотношение

$$\frac{d\ln C}{dR_т} = \frac{1}{C}\frac{dC}{dR_т}.$$

В табл.1 представлены зависимости структурных функций C, $dC/dR_т$ и функции $1/C{\cdot}dC/dR_т$ от координаты x или радиуса распространения тепла r и использованы следующие обозначения: w – толщина пластины; r, x – радиус и координата распространения тепла; c – удельная объемная теплоемкость; ρ – плотность; λ – теплопроводность.

Из табл.1 видно, что при распространении теплового потока в одном материале интегральная теплоемкость C возрастает при любой форме теплового потока, дифференциальная теплоемкость $K = dC/dR_т$ не меняется в случае одномерного теплового потока и возрастает в остальных случаях. Функция $1/C{\cdot}dC/dR_т$ в зависимости от формы теплового потока может убывать, не меняться и возрастать и, следовательно, иметь экстремумы, т.е. может быть использована для анализа формы фронта теплового потока:

$$F_{hf} = \frac{1}{C}\frac{dC}{dR_т}. \qquad (1)$$

Используем другое определение интегральной теплоемкости – аналитическую теплоемкость C^* [5], которая отличается от интегральной теплоемкости C, найденной из анализа R–C-цепей с помощью численной деконволюции [1–10]. Определение получено аналитически и основано на уравнении теплового баланса. За время t тело получит количество теплоты $Q = C{\cdot}\Delta T = Pt$ [12]. В работе [13] аналитическая теплоемкость C^* определена как количество теплоты Q, необходимое для нагревания кристалла прибора на 1 °C:

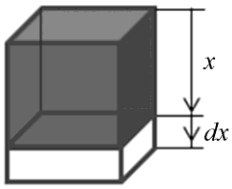
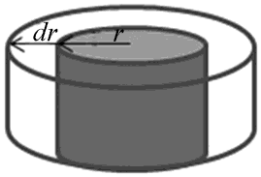
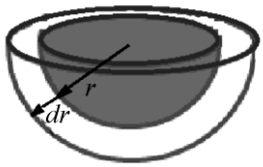
$$C^* = \frac{Q}{\Delta T_{кр}} = \frac{P_р t}{\Delta T_{кр}} = \frac{t}{R_t(t)}, \qquad (2)$$

Таблица 1

Структурные функции для разной геометрии образца

Table 1

The structure functions for the different sample geometry

Структурная функция	Одномерный тепловой поток (плоский фронт) 	Растекание тепла по пластине (цилиндрический фронт) 	Растекание тепла в объеме (сферический фронт) 
dC	$c\rho S\,dx$	$2\pi wc\rho r\,dr$	$2\pi r^2 c\rho\,dr$
dR_t	$\frac{dx}{\lambda S}$	$\frac{dr}{2\pi\lambda wr}$	$\frac{dr}{2\pi\lambda r^2}$
C	$c\rho Sx$ (возрастает)	$\pi wc\rho r^2$ (возрастает)	$\frac{4}{3}\pi c\rho r^3$ (возрастает)
$K=\frac{dC}{dR_t}$	$c\rho\lambda S^2$ (не меняется)	$4\pi^2 wc\rho\lambda r^2$ (возрастает)	$4\pi^2 c\rho\lambda r^4$ (возрастает)
$F_{hf}=\frac{1}{C}\frac{dC}{dR_t}$	$\frac{\lambda S}{x}$ (убывает)	$4\pi w\lambda$ (не меняется)	$3\pi\lambda r$ (возрастает)

где $\Delta T_{\text{кр}}$ – изменение температуры кристалла; t – время воздействия мощности; $R_t(t)$ – переходное тепловое сопротивление .

Данная функция позволяет анализировать происходящие в структуре тепловые процессы без применения сложного математического анализа, и нет проблем, связанных с численной деконволюцией. Для указания того, что используется аналитическая теплоемкость C^*, рассчитанные через нее тепловые функции будут также называться аналитическими и отмечаться звездочкой (*): аналитическая структурная функция $K^*=dC^*/dR_t$ и аналитическая функция потока $F_{hf}^*=\frac{1}{C^*}\frac{dC^*}{dR_t}$.

Функции C^* и K^* использовались для анализа параметров конструкции [13, 14] и определения теплопроводности пластин ($\frac{K^*}{C^*}\propto w\lambda$) при радиальном растекании тепла [11]. Эти функции могут быть использованы для определения теплового сопротивления кристалл – корпус.

Методика эксперимента. В соответствии со стандартами JESD51-14 [8] и ОСТ 11 0944-96 [15] на исследуемый прибор подавался разогревающий импульс и снималась кривая охлаждения – зависимость термочувствительного параметра (ТЧП) от времени. Для различных приборов использовались разные ТЧП: прямое падение напряжения на p–n-переходе либо падение напряжения на сопротивлении канала в некоторых типах полевых транзисторов. Обработка результатов проводилась в программе Origin 9. Электрические выбросы на начальном участке убирались маскированием данных на участке выбросов. При этом выбросы исключались из дальнейшей обработки

сигнала. Примерное время выбросов составляло менее 150 мкс. Длительность разогревающего импульса выбиралась достаточной для того, чтобы тепло дошло до теплоотвода, в данном случае 1 с. У исследуемых приборов заранее определен температурный коэффициент термочувствительного параметра (напряжения) (ТКН).

В результате измерения получены два массива: массив времен t_i и массив ТЧП. По изменению ТЧП рассчитывался массив изменения температуры ΔT_i = ΔТЧП$_i$ /ТКН и массив тепловых сопротивлений на участке охлаждения:

$$R_{t_i} = \frac{\Delta T_i}{P_{\text{р}}} = \frac{T_{\text{кр}}(t=0) - T_{\text{кр}\,i}}{P_{\text{р}}}. \qquad (3)$$

Далее проводилось сглаживание экспериментальных данных в программе Origin с помощью процедуры экспоненциального фитинга. Выходная функция представляет собой сумму экспонент. После маскирования начального участка, содержащего выбросы электрического сигнала, оказалось достаточным пять экспонент. Температура $T_{\text{кр}}(t = 0)$ определялась стандартной процедурой экстраполяции начального участка кривой охлаждения (по $\sqrt{t}$) к моменту $t = 0$ [8,15] (начальный участок снят с интервалом 10 мкс). Далее по формуле (2) рассчитывался массив C^* и по формуле (1) находилась функция теплового потока F^*_{hf}. Таким образом, алгоритм преобразования массивов для определения тепловых функций следующий:

$$\text{ТЧП} \rightarrow \Delta T_i \rightarrow R_{t\,i}\,(3) \rightarrow \text{фитинг} \rightarrow R_t(t) \rightarrow C^*\,(2) \rightarrow dC^*/dR_t \rightarrow F^*_{hf}\,(1). \qquad (4)$$

Результаты эксперимента. В эксперименте применялся диод 2Д715 (рис.1). Термочувствительным параметром являлось прямое падение напряжения на *p*–*n*-переходе. В результате обработки, проведенной по алгоритму (5), получены тепловые функции данного диода. При сглаживании экспериментальных данных коэффициент корреляции превышал 0,995. В дальнейших преобразованиях использовалась полученная в результате фитинга кривая переходного теплового сопротивления $R_t(t)$. Построенные по алгоритму (4) функции R_t, C^*, dC^*/dR_t и F^*_{hf} для диода 2Д715 показаны на рис.2–5. Для сравнения диод монтировался на теплоотводе с теплопроводящей пастой (W) и без нее (WO).

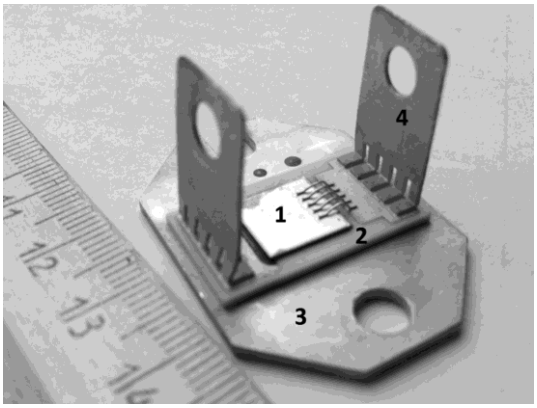


Рис.1. Внешний вид диода 2Д715 без крышки: 1 – кристалл; 2 – керамика; 3 – корпус; 4 – выводы

Fig.1. Image of the diode 2D715 without case cover: 1 – chip; 2 – ceramic; 3 – case; 4 – lead

Из рис.2 видно, что тепловое сопротивление при увеличении времени непрерывно возрастает и не выходит на участок насыщения, т.е. определить напрямую тепловое сопротивление кристалл – корпус нельзя. Появление различий в R_t при измерении с пастой и без нее показывает, что в данный момент времени тепловой поток дошел до теплоотвода. Абсцисса точки разделения кривых W и WO на рис.2 показывает время, за которое тепловой поток достигает теплоотвода. Абсцисса точки разделения кривых W и WO (см. рис.3 и 4) соответствует тепловому сопротивлению кристалл – корпус. Но это значение зависит от коррекции мощности нагрева, которая необходима по методикам TDIM.

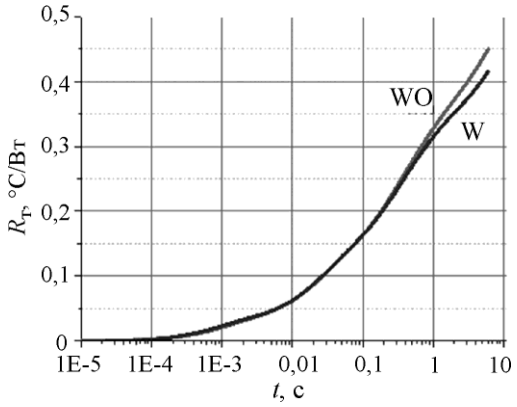


Рис.2. Зависимость переходного теплового сопротивления диода 2Д715 от времени
Fig.2. Dependence of the transient thermal resistance of the diode 2D715 on the time

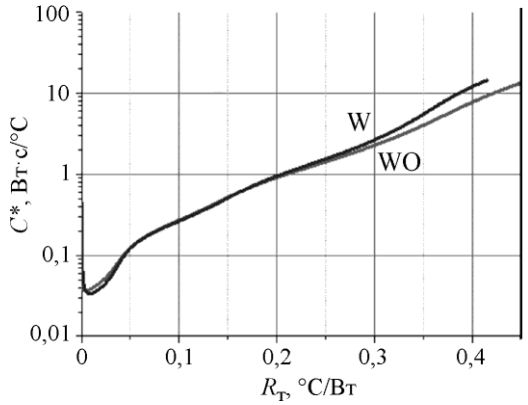


Рис.3. Зависимость аналитической теплоемкости от теплового сопротивления
Fig.3. Dependence of the analytical thermal capacitance on the thermal resistance

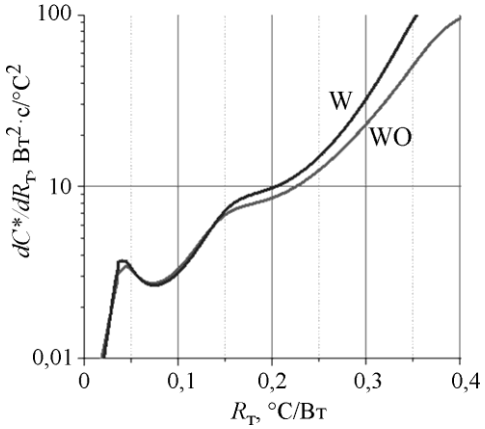


Рис.4. Аналитическая дифференциальная структурная функция $K^* = dC^*/dR_т$
Fig.4. Analytical differential structural function $K^* = dC^*/dR_т$

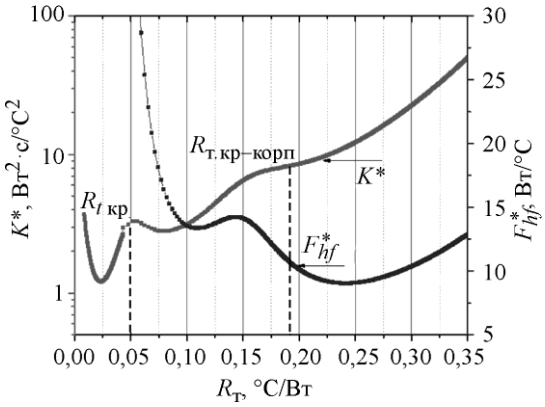


Рис.5. Сопоставление аналитических функций F^*_{hf} и K^*
Fig.5. Comparison analytical structural function K^* and heat flow function

Аналитическая структурная функция K^* (см. рис.4) имеет такой же вид (те же пики и долины), что и дифференциальная структурная функция, полученная в работе [6]. Точка разделения кривых W и WO на рис.4 близка к точке перегиба кривой K^*. На графиках $R_т = f(t)$ и $C^* = f(R_т)$ (см. рис.2 и 3) по ходу кривой трудно точно определить точку разделения ввиду их монотонности в этой точке.

Проанализируем аналитическую структурную функцию K^*, показанную на рис.5. На кривой $K^* = f(R_т)$ по точкам перегиба кривой K^* можно выделить три основных участка прохождения теплового потока: I – через кристалл ($R_{т.\,кр}$); II – через керамику и корпус ($R_{т.\,кр–корп}$); III – в теплоотвод.

Для определения теплового сопротивления кристалл – корпус следует рассмотреть интервал 0,1 °C/Вт < $R_т$ < 0,2 °C/Вт, где наблюдается разветвление кривых W и WO (см. рис.4). Участок 0,10–0,14 °C/Вт, на котором обе функции F^*_{hf} и K^* возрастают, соответствует сферическому фронту распространения тепла в корпус диода. Участок от 0,15 °C/Вт < $R_т$ < 0,20 °C/Вт после максимума F^*_{hf}, на котором K^* возрастает, а F^*_{hf} уменьшается, соответствует плоскому фронту распространения тепла в корпусе диода.

Последний участок $R_т$ > 0,25 °С/Вт, на котором обе функции F^*_{hf} и K^* снова возрастают, соответствует сферическому фронту распространения тепла в теплоотвод (см. табл.1). Таким образом, максимум функции F^*_{hf} соответствует изменению формы фронта теплового потока от сферической к плоской. В полупроводниковых приборах тепловой поток доходит до теплоотвода за время в интервале 10–1000 мс (рис.6).

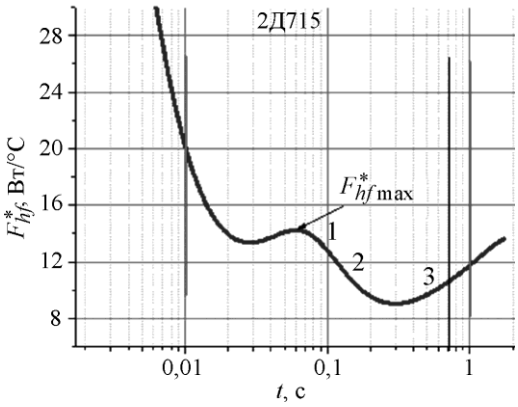


Рис.6. Зависимость функции теплового потока от времени: 1–3 – моменты времени (см. рис. 7)
Fig.6. Time dependence of the heat flow function F^*_{hf} : 1–3 – the stage of the time (fig.7)

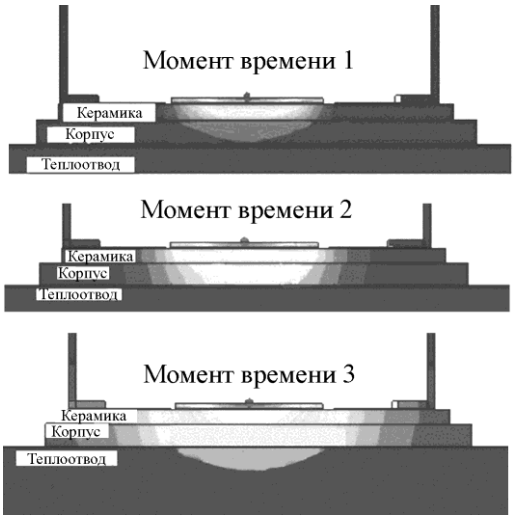


Рис.7. Распределение температуры по образцу для разных моментов времени
Fig.7. The temperature distribution for different time stages

Результаты численного моделирования. Для лучшего понимания процесса распространения тепла в структуре проведено численное моделирование диода 2Д715 с помощью программ ANSYS Icepak 18.2 и AliceFlow_v0_34 [16]. На основании теплоотвода задано граничное условие T = const.

В результате расчета получено распределение температуры по структуре прибора в зависимости от времени. Численное моделирование позволило визуализировать фронт теплового потока. Результаты для моментов времени 1–3 (см. рис.6) представлены на рис.7.

Таким образом, максимум функции теплового потока соответствует условию, когда фронт теплового потока достигает основания корпуса, фронт теплового потока сферический и функция F^*_{hf} максимальна (момент времени 1). При этом тепловое сопротивление кристалл – корпус как характеристика конструкции прибора определяется максимумом функции потока в интервале 10–1000 мс. Далее (момент времени 2) происходит растекание тепла по корпусу в горизонтальном направлении. При этом в зависимости от геометрии структуры фронт распространения тепла плоский, функция F^*_{hf} уменьшается. Если фронт имеет цилиндрическую форму, то функция F^*_{hf} постоянна. Затем (момент времени 3) наблюдаются два процесса: растекание тепла в горизонтальном направлении и уход теплового потока в теплоотвод. При этом фронт теплового потока сферический, функция F^*_{hf} возрастает.

В зависимости от качества границы корпус – теплоотвод меняется доля теплового потока, идущая в теплоотвод. Поэтому тепловое сопротивление кристалл – корпус, определенное по точке ветвления кривых W и WO, зависит от теплоотвода, теплопроводящей пасты и давления прижима. Чем лучше теплоотвод, тем меньше доля тепла, растекающегося горизонтально по корпусу прибора. Экспериментально это наблюдается в разнице длины пологого участка функции F^*_{hf} на приборах, смонтированных на теплоотводе с пастой (W) и без нее (WO) (рис.8).

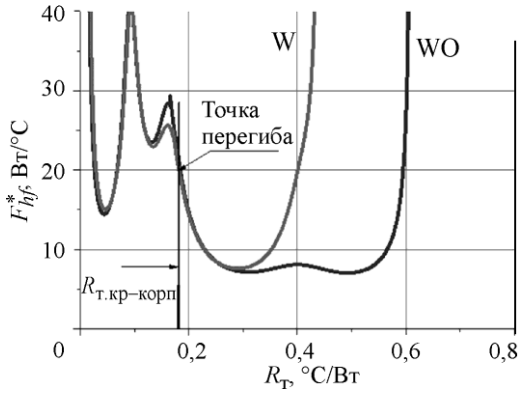


Рис.8. Функция теплового потока F^*_{hf} диода, смонтированного с пастой (W) и без нее (WO)
Fig.8. The heat flow function F^*_{hf}, mounted with thermal grease (W) and without (WO)

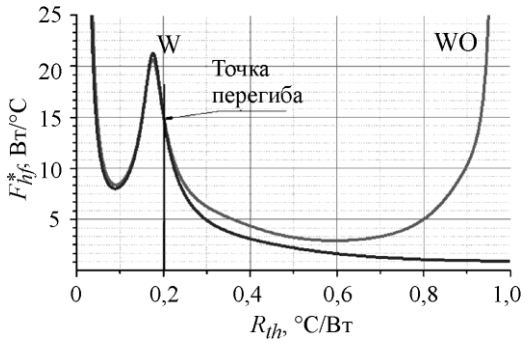


Рис.9. Функция теплового потока F^*_{hf} для прибора MOSFET
Fig.9. The heat flow function F^*_{hf} for the MOSFET

Поскольку при переходе от процесса растекания тепла по корпусу к процессу ухода тепла в теплоотвод меняется функция теплового потока, критерием перехода должна быть точка перегиба функции потока F^*_{hf}. На рис.8 обозначены точка перегиба и соответствующее ей значение теплового сопротивления $R_{т. кр–корп}$.

Для проверки предложенного метода рассчитана функция теплового потока для кривых охлаждения прибора MOSFET в программе TDIM-Master. Полученная функция для MOSFET с пастой (W) и без нее (WO) приведена на рис.9. Видно, что точка перегиба функции F^*_{hf} (см. рис.9) практически предшествует ветвлению кривых W и WO. Значение теплового сопротивления в точке перегиба функции F^*_{hf} одинаково для обеих кривых W и WO. Следовательно, метод не предъявляет строгих требований к теплоотводу.

Предлагаемый метод использован для измерения тепловых сопротивлений кристалл – корпус ($R_{т. кр–корп}$) различных приборов. Для этих же приборов найдены значения тепловых сопротивлений кристалл – корпус с помощью метода, описанного в [3]. Для этого в программу TDIM-Master загружались две кривые охлаждения W и WO. Значения, найденные предложенным методом и методом из работы [3], совпадают в пределах погрешности измерения, которая составляет 10%. Это показывает возможность использования рассматриваемого метода для определения тепловых сопротивлений кристалл – корпус. Результаты измерений приведены в табл.2.

Таблица 2

Сравнение результатов измерений тепловых сопротивлений приборов предложенным методом и согласно стандарту JEDEC [7, 8]

Table 2

The comparison of the junction-to-case thermal resistances of various devices measuring by proposed method and JEDEC standard [7, 8]

Прибор	$R_{т. кр–корп}$, °С/Вт	t, мс	$R_{т. кр–корп}$, °С/Вт (программа TDIM-Master)
2Д715	0,18	60	0,19
2Д212	1,7	120	1,8
2Д213	0,57	180	0,59
2Д2931	0,29	30	0,27
IRFP450	0,21	30	0,20
IRF740	0,84	50	0,80
КТ866А	0,47	40	0,49
2П9109А	1,2	30	1,3

Значения времени *t*, за которое тепловой поток в данных приборах доходит до теплоотвода (см. табл.2), соответствуют точке перегиба функции F_{hf}^{*} для измеряемых приборов. Для некоторых приборов полученные значения времени подтверждены результатами численного моделирования и могут быть использованы для определения длительности разогревающего импульса в импульсных измерениях $R_{\text{т. кр–корп}}$.

Заключение. По результатам исследования можно сделать следующие выводы. Определение кумулятивной теплоемкости из уравнения теплового баланса позволяет найти тепловые функции без процедуры численной деконволюции. Функция теплового потока $F_{hf}^{*} = \frac{1}{C^{*}} \frac{dC^{*}}{dR_{\text{т}}}$ дает возможность определить форму фронта теплового потока. Максимум функции теплового потока F_{hf}^{*} в интервале 10–1000 мс свидетельствует о том, что тепловой фронт достиг теплоотвода. Тепловое сопротивление кристалл – корпус можно найти из точки перегиба функции теплового потока F_{hf}^{*} в интервале времени 10–1000 мс.

Предлагаемый метод дает те же значения тепловых сопротивлений кристалл – корпус, что и его аналог – Transient Dual Interface Test Method [8], но он проще в обработке результатов, требует одного измерения вместо двух и не предъявляет строгих требований к теплоотводу. Метод может быть использован при выборе измерительного режима, для сравнения конструкций и при анализе брака по тепловому сопротивлению готовых приборов.

Литература

1. ***Székely V., Van Bien T.*** Fine structure of heat flow path in semiconductor devices: measurement and identification method // Solid-State Electronics. – 1988. – Vol. 31. – No. 9. – P. 1363–1368.

2. Comparative thermal and structural characterization of sintered nano-silver and high-lead solder die attachment during power cycling / ***J. Dai, J. Li, P. Agyakwa et al.*** // IEEE Tr. on Device and Materials Reliability. – 2018. – Vol. 18. – Iss. 2. – P. 256–265.

3. ***Poppe A., Székely V.*** Dynamic temperature measurements: tools providing a look into package and mount structures // Electronics Cooling. – 2002. – Vol. 8. – P. 10–19.

4. ***Szekely V.*** Identification of RC networks by deconvolution: chances and limits // IEEE Transaction on Circuits and Systems. I. Theory and Applications. – 1998. – Vol. 45. – No. 3. – P. 244–258.

5. ***Szabo P., Steffens O., Lenz M., Farkas G.*** Transient junction-to-case thermal resistance measurement methodology of high accuracy and high repeatability // IEEE Transaction on Component and Packing Technologies. 2005. – Vol. 28. – No. 4. – P. 630–636.

6. ***Schweitzer D., Pape H., Chen L.*** Transient measurement of the junction-to-case thermal resistance using structure functions: chances and limits // Proc. 24th SEMITHERM. – San Jose. – 2008. – P. 193–199.

7. ***Schweitzer D.*** Software TDIM-MASTER: Program for the evaluation of transient dual interface measurements of Rth-JC. – URL: http://www.jedec.org (дата обращения: 20.06.2018).

8. JESD51-14. Transient dual interface test method for the measurement of the thermal resistance junction-to-case of semiconductor devices with heat flow through a single path. – 2011. – URL: https://www.jedec.org/committees/JC-15 (дата обращения: 20.06.2018).

9. T3Ster® - Dynamic Thermal Characterization. – URL: http://www.mentor.com/products/mechanical/products/t3ster/ (дата обращения: 20.06.2018).

10. ***Szekely V., Rencz M., Torok S., Ress S.*** Calculating effective board parameters from transient measurements // IEEE Tr. On Component and Packing Technology. – 2002. – Vol. 24. – No. 4. – P. 605–610.

11. ***Евдокимова Н.Л., Долгов В.В., Моторин А.Ю.*** Определение теплопроводности материалов, используемых в производстве полупроводниковых приборов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2017. – Вып.1(244). – С. 45–52.

12. ***Lenz M., Striedl G., Fröhler U.*** Thermal resistance theory and practice. Special Subject Book, January 2000. – URL: http://www.infineon.com (дата обращения: 20.06.2018).

13. ***Евдокимова Н.Л., Ежов В.С., Минин В.Ф.*** Тепловой анализ полупроводниковых структур // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2013. – Вып.1(230). – С. 69–75.

14. ***Евдокимова Н.Л., Ежов В.С., Иванов К.А.*** Аналитическая тепловая структурная функция. Численное моделирование // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2015. – Вып.1(235). – С. 27–35.

15. ОСТ 110944–96. Микросхемы интегральные и приборы полупроводниковые. Методы расчета, измерения и контроля теплового сопротивления. – М. 1997. – 110 с.

16. AliceFlow_v0_34, registration number No. 2013660267. –
URL: https://github.com/kirill7785/algebraic-multigrid-method (дата обращения: 20.06.2018).

Поступила в редакцию 27.06.2018. г.; после доработки 31.07.2018 г.; принята к публикации 27.11.2018 г.

Евдокимова Наталья Львовна – кандидат технических наук, старший научный сотрудник АО «НПП «Пульсар» (Россия, 105187, г. Москва, Окружной пр., д. 27), evdokimova@pulsarnpp.ru

Долгов Владимир Викторович – инженер АО «НПП «Пульсар» (Россия, 105187, г. Москва, Окружной пр., д. 27), dolgov_vv@pulsarnpp.ru

Иванов Кирилл Андреевич – инженер-электроник АО «НПП «Пульсар» (Россия, 105187, г. Москва, Окружной пр., д. 27), kirill7785@pulsarnpp.ru

References

1. Szekely V., Rencz M., Torok S., Ress S. Calculating effective board parameters from transient measurements. *IEEE Tr. On Component and Packing Technology*, 2002, vol. 24, no. 4, pp. 605–610.

2. Székely V., Tran van Bien. Fine structure of heat flow path in semiconductor devices: measurement and identification method. *Solid-State Electronics*, 1988, vol. 31, no. 9, pp. 1363–1368.

3. Poppe A., Székely V. Dynamic Temperature Measurements: Tools Providing a Look into Package and Mount Structures. *Electronics Cooling*, 2002, vol. 8, pp.10–19.

4. Szekely V. Identification of RC Networks by Deconvolution: Chances and Limits. *IEEE Transaction on Circuits and Systems-I. Theory and Applications*, 1998, vol. 45, no. 3, pp. 244–258.

5. Szabo P., Steffens O., Lenz M., Farkas G. Transient Junction-to-Case Thermal Resistance Measurement Methodology of High Accuracy and High Repeatability. *IEEE Transaction on Component and Packing Technologies*, 2005, vol. 28, no. 4, pp. 630–636.

6. Schweitzer D., Pape H., Chen L. Transient Measurement of the Junction-to-Case Thermal Resistance Using Structure Functions: Chances and Limits. *Proc. 24th SEMITHERM*, San Jose, 2008, pp. 19–199.

7. Schweitzer D. *Software TDIM-MASTER: Program for the evaluation of transient dual interface measurements of Rth-JC.* Available at: http://www.jedec.org (accessed: 20.06.2018).

8. *JESD51-14 «Transient Dual Interface Test Method for the Measurement of the Thermal Resistance Junction-to-case of Semiconductor Devices with Heat Flow through a Single Path»*. 2011. Available at: https://www.jedec.org/committees/JC-15(accessed: 20.06.2018).

9. T3Ster® - Dynamic Thermal Characterization. Available at: http://www.mentor.com/products/mechanical/products/t3ster/, T3Ster® - Dynamic Thermal Characterization (accessed: 20.06.2018).

10. Szekely V., Rencz M., Torok S., Ress S. Calculating effective board parameters from transient measurements. *IEEE Tr. On Component and Packing Technology*, 2002, vol. 24, no. 4, pp. 605–610.

11. N.L. Evdokimova, V.V. Dolgov, A.Yu. Motorin. Definition of heat conductivity of the materials used in production of semiconductor devices. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovyye pribory = Electronic Engineering. Ser. 2. Semiconductor devices*, 2017, iss. 1(244), pp. 45–52. (in Russian).

12. Lenz M., Striedl G., Fröhler U. *Thermal Resistance Theory and Practice. Special Subject Book*, 2000. Available at: http://www.infineon.com (accessed: 20.06.2018).

13. Evdokimova N.L., Ezhov V.S., Minin V.F. Thermal analysis of semiconductor structures. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovyye pribory = Electronic Engineering. Ser. 2. Semiconductor devices*, 2013, iss. 1(230), pp. 69–75. (in Russian).

14. Evdokimova N.L., Ezhov V.S., Ivanov K.A. Analytical thermal structural function. Numerical modeling. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovyye pribory = Electronic Engineering. Ser. 2. Semiconductor devices*, 2015, iss. 1(235), pp. 27–35. (in Russian).

15. *OST 11 0944 - 96. Integrated microcircuits and semiconductor devices. Methods of calculation, measurement and control of thermal resistance*. Mozcow, 1997. 110 p.

16. AliceFlow_v0_34, registration number No. 2013660267. Available at: https://github.com/kirill7785/algebraic-multigrid-method (accessed: 20.06.2018).

Received 27.06.2018; Revised 31.07.2018; Accepted 27.11.2018.

Information about the authors:

Natalia L. Evdokimova – Cand. Sci. (Eng.), Senior Scientific Researcher, J&C «S&PE «Pulsar» (Russia, 105187, Moscow, Okruzhnoy proezd, 27), evdokimova@pulsarnpp.ru

Vladimir V. Dolgov – Engineer, J&C «S&PE «Pulsar» (Russia, 105187, Moscow, Okruzhnoy proezd, 27), dolgov_vv@pulsarnpp.ru

Kirill A. Ivanov – Electrik Engineer, J&C «S&PE «Pulsar» (Russia, 105187, Moscow, Okruzhnoy proezd, 27), kirill7785@pulsarnpp.ru

Вниманию читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Подписку на печатную версию журнала можно оформить:

- **по каталогу** «Газеты, журналы» АО Агентство «Роспечать» в любом почтовом отделении. Подписной индекс 47570
- **по прямой подписке** в АО Агентство «Роспечать»: www.press.rosp.ru
- **по каталогу** АО «МК-Периодика»: www.periodicals.ru; info@periodicals.ru
- **по объединенному каталогу** «Пресса России» ООО «Агентство «Книга-Сервис» в любом почтовом отделении. Подписной индекс 38934
- **через редакцию** - с любого номера и до конца года

Подписку на электронную версию журнала можно оформить на сайтах:

- **Научной электронной библиотеки:** www.elibrary.ru
- **ООО «Агентство «Книга-Сервис»:** www.rucont.ru; www.akc.ru; www.pressa-rf.ru
- **ООО «УП Урал-Пресс»:** www.delpress.ru
- **ООО «ИВИС»:** www.ivis.ru

ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ
INTEGRATED ELECTRONICS ELEMENTS

УДК 621. 382.323 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-42-50**

Сравнение характеристик GaAs и GaN HEMT-транзисторов

Н.В. Гуминов, Мьо Мин Тхант, В.А. Романюк, Д.П. Шомахмадов

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия

v.a.romanjuk@gmail.com

В настоящее время ведутся интенсивные исследования HEMT-структур на основе GaAs и GaN, направленные на совершенствование микроволновых монолитных интегральных схем. В работе представлены HEMT-транзисторы, изготовленные на основе GaAs и GaN с длиной затвора 0,2–0,25 мкм, шириной затвора 200–300 мкм и проведено сравнение их характеристик. Измерены вольт-амперные и вольт-фарадные характеристики, а также зависимости от частоты малосигнальных *S*-параметров. Проведено компьютерное моделирование с использованием моделей MATERKA для GaAs-транзистора и EEHEMT для GaN-транзистора. Адекватность разработанных моделей подтверждена совпадением измеренных частотных зависимостей параметра |*S*21| и рассчитанного малосигнального коэффициента усиления мощности. Изучены частотные свойства изготовленных транзисторов. В схемах линейных усилителей рассчитаны предельные частоты колебаний, на которых пропадает усиление мощности. Моделирование показало возможность линейного усиления на частотах до 64 ГГц для GaAs-транзистора и 73 ГГц для GaN-транзистора при одинаковых напряжениях питания. С целью определения максимально возможных усиливаемых частот колебаний спроектированы схемы усилителей с оптимизированной нагрузкой транзисторов. Максимальные частоты колебаний изготовленных транзисторов близки и составили ~82 ГГц. Проведено сравнение энергетических возможностей транзисторов. Малосигнальные коэффициенты усиления мощности транзисторов одинаковы и составляют ~15 дБ на частотах *L*- и *S*-диапазонов. Наибольшие токи стока для обоих транзисторов в щадящем режиме работы составили 0,34 А/мм при напряжении на стоке 3 В. Для определения максимальных КПД добавленной мощности разработаны схемы нелинейных усилителей, рассчитанные на частоту усиливаемых колебаний 3 ГГц. Наибольший КПД добавленной мощности составил 57 % для GaAs-транзистора и 65% для GaN-транзистора. С учетом того, что напряженность электрического поля пробоя в GaN-транзисторе в несколько раз выше, чем в GaAs-транзисторе, показана возможность достижения КПД GaN-транзистора, превышающего 80 %. Полученные результаты полезны для разработки микроволновых монолитных интегральных схем усилителей мощности до частот, включая *V*-диапазон.

© Н.В. Гуминов, Мьо Мин Тхант, В.А. Романюк, Д.П. Шомахмадов, 2019

Ключевые слова: HEMT-транзисторы; GaAs-транзистор; GaN-транзистор; усилители СВЧ

Для цитирования: Гуминов Н.В., Мьо Мин Тхант, Романюк В.А., Шомахмадов Д.П. Сравнение характеристик GaAs и GaN HEMT-транзисторов // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 42–50. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-42-50

Comparison of GaAs and GaN HEMT Characteristics

N.V. Guminov, Myo Min Thant, V.A. Romanjuk, D.P. Shomakhmadov

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

v.a.romanjuk@gmail.com

Abstract: In this work the HEMPT-transistors made of various semiconductor materials with the gate length of 0.2–0.25 μm and width of 200–300 μm have been considered and their characteristics have been compared. The current-voltage and farad-voltage characteristics and also the dependences of small signal S parameters on frequency have been measured. On the basis of the measurements the computer models of transistors: for GaAs – MATERKA, for GaN EEHEMT – have been developed. The adequacy of the developed models has been confirmed by the coincidence of the measured frequency of the parameter | *S*21 | and the calculated low-signal power gain. The frequency properties of the manufactured transistors have been studied. In the schemes of linear amplifiers the limit of the oscillation frequency, on which the power amplification is lost, has been calculated. The modeling has shown the possibility of linear amplification for frequencies up to 64 GHz of GaAs transistors and 73 GHz of GaN transistors. In order to determine the maximum possible amplified oscillation frequencies the amplifier circuits with an optimized load of transistors have been designed. The maximum oscillation frequencies of the manufactured transistors a are close to ~ 82 GHz. The power parameters of the transistors have been compared. Small signal coefficients of transistors amplification power are equal and are ~15 dB at frequencies of L and S ranges. The highest drain currents for both transistors in the operation non-sparing regime were 0.34 A/mm with voltage on drain 3 V. To determine the maximum power added efficiency (PAE), the scheme of the nonlinear amplifiers, calculated for a frequency of the amplified oscillations 3 GHz has been developed. The highest PAE was 57 % for GaAs and 65 % for GaN. Taking into account that the electric field strength breakdown in GaN is several times higher that that one in GaAs, the possibility to achieve the efficiency of the transistor from GaN, exceeding 80 %, has been shown. The obtained results are useful for development of microwave monolithic integrated circuits for power amplifiers up to frequencies, including V-range.

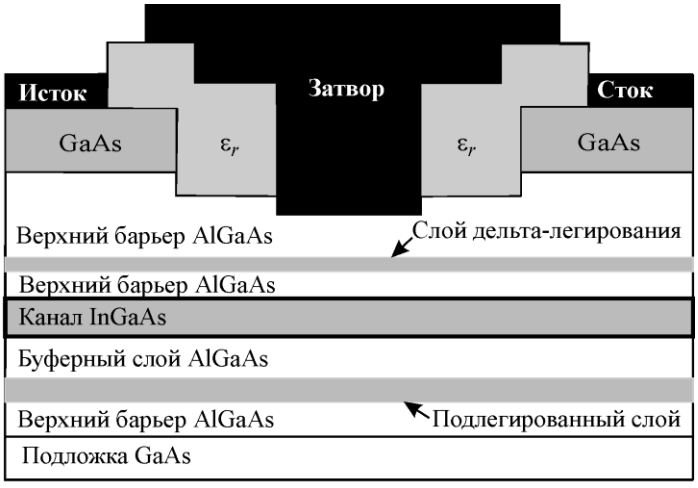
Keywords: HEMT-transistors; GaAs; GaN; amplifiers

For citation: Guminov N.V., Myo Min Thant, Romanjuk V.A., Shomakhmadov D.P. Comparison of GaAs and GaN HEMT Characteristics. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 42–50. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-42-50

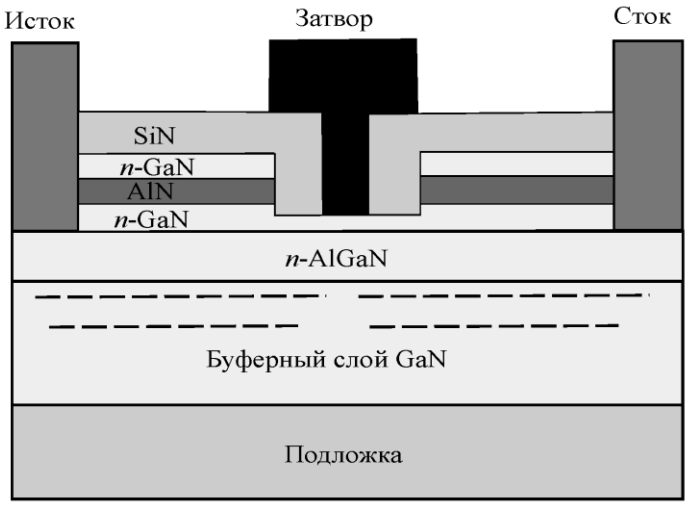
Введение. В настоящее время ведутся интенсивные исследования и разработки, направленные на совершенствование микроволновых монолитных интегральных схем на основе полевых HEMT-транзисторов (High Electron Mobility Transistor). Особое внимание уделяется приборам и устройствам на основе GaAs и GaN [1, 2]. В ряде публикаций сравниваются характеристики и параметры микроволновых монолитных интегральных схем, созданных на этих материалах. Расхождения объясняются в основном разницей электрофизических свойств полупроводников и размерами конструкций транзисторов. Однако существенное значение имеют особенности процессов изготовления GaAs- и GaN-транзисторов.

Цель настоящей работы – сравнение характеристик и параметров HEMT-транзисторов на основе GaAs и GaN, изготовленных на единой технологической базе в МИЭТ.

Конструкция HEMT-транзисторов. На рис. 1 показаны конструкции изготовленных HEMT-транзисторов. Длина затвора GaAs-транзистора составляет 0,2 мкм, GaN-транзистора – 0,25 мкм. Полная ширина затвора GaAs-транзистора равна 300 мкм (6 параллельных структур по 50 мкм), GaN-транзистора – 200 мкм (2 параллельные структуры по 100 мкм).



а



б

Рис.1. Структуры HEMT-транзисторов: *а* – на основе GaAs; *б* – на основе GaN
Fig.1. The structures of HEMT-transistors: *a* – of GaAs; *b* – of GaN

Транзисторы изготавливались на гетероструктурах, выращенных методом молекулярно-лучевой эпитаксии, по технологии формирования Т-образного затвора с применением электронно-лучевой литографии. Для осаждения и травления диэлектрических слоев использовались плазмохимические процессы. Металлизация выполнялась методом электрохимического осаждения золота с применением воздушных мостовых соединений истоковых областей параллельных структур транзисторов.

В GaN-транзисторе напряженность электрического поля пробоя и коэффициент теплопроводности существенно выше, чем в GaAs-транзисторе [3]. Таким образом, к GaN-транзистору можно подводить более высокое напряжение питания, не опасаясь пробоя и перегрева.

Результаты измерений. На образцах изготовленных транзисторов измерены зависимости малосигнальных *S*-параметров от частоты, а также статические ВАХ и ВФХ входной емкости. На основе результатов измерений проведено компьютерное моделирование изготовленных транзисторов с использованием моделей Tom, Angelov, MATERKA, STATZ, EEHEMT [4]. Наилучшее совпадение результатов измерений и расчетов удалось добиться с использованием моделей MATERKA для GaAs-транзистора и EEHEMT для GaN-транзистора.

На рис. 2 показаны семейства выходных ВАХ $I_C(U_C)$, измеренных при напряжениях на стоке U_C = 0...4 В и разных напряжениях на затворе $U_З$ GaAs- и GaN-транзисторов. Статические ВАХ показывают, что выходной ток GaAs-транзистора несколько больше тока GaN-транзитора, что объясняется разной шириной затвора. Нормированные к 1 мм максимальные токи стока одинаковы и составляют $I_C \approx 0{,}34$ А/мм при U_C = 3 В.

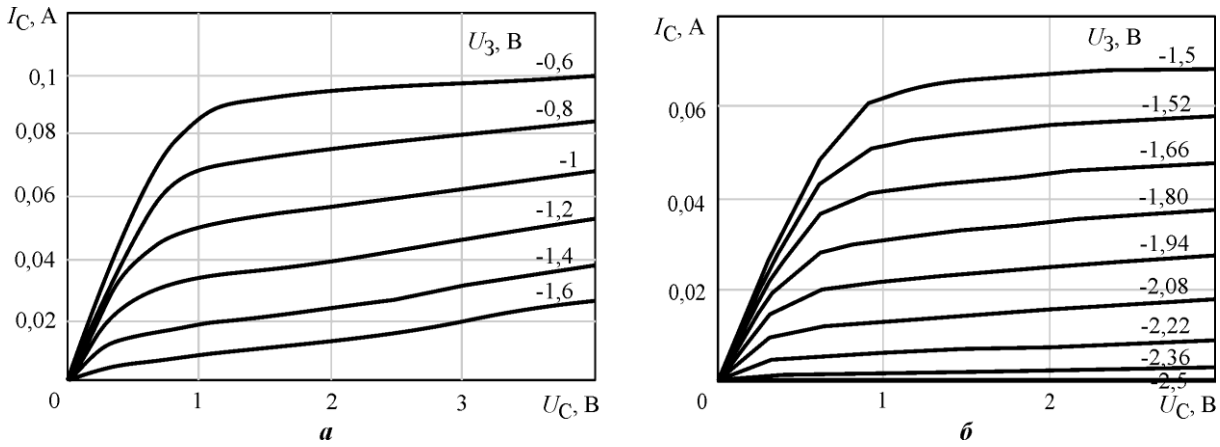


Рис.2. Измеренные статические выходные ВАХ GaAs-транзистора (*а*) и GaN-транзистора (*б*) при разном напряжении на затворе $U_З$

Fig.2. Measured static output I-V characteristic of GaAs transistor (*a*); GaN transistor (*b*)

На рис.3 показаны зависимости малосигнального коэффициента усиления мощности K_P обоих типов транзисторов от частоты *f*, рассчитанные в схемах усилителей с использованием компьютерных моделей MATERKA и EEHEMT. Коэффициент усиления мощности определялся как отношение выходной мощности транзистора к мощности источника колебаний. Исток каждого транзистора заземлен, напряжение питания, подводимое к стоку, составляет 3 В, напряжение смещения на затворе соответствует максимальной крутизне статической переходной ВАХ (–0,3 В для GaAs-транзистора и –2 В для GaN-транзистора). Выходное сопротивление источника колебаний и сопротивления нагрузки равны 50 Ом. На рис.3 также представлены зависимости модуля малосигналь-

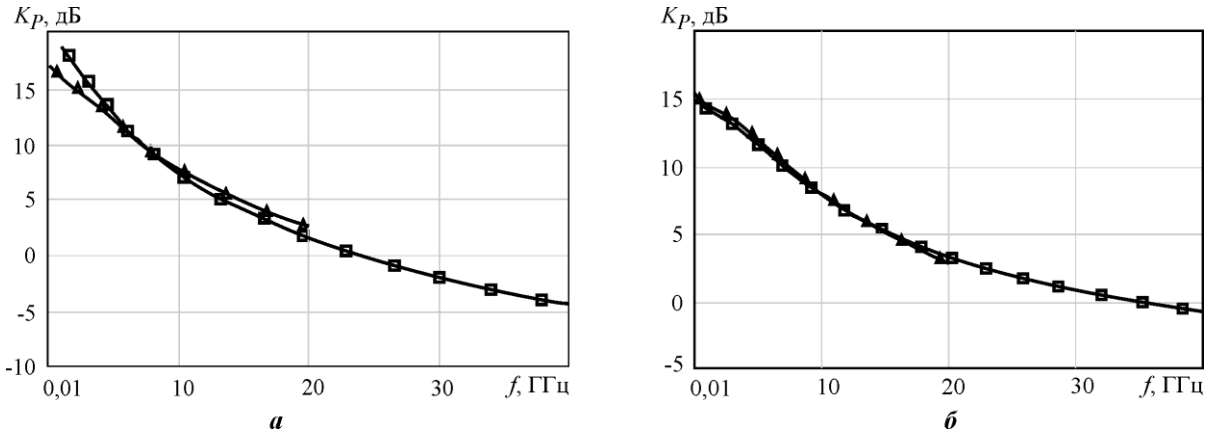


Рис.3. Зависимость малосигнального коэффициента усиления мощности транзисторов и модуля параметра *S*21 от частоты для GaAs-транзистора (*а*) и GaN-транзистора (*б*): Δ – измеренный параметр |*S*21|; □ –полученный при моделировании коэффициент K_P

Fig.3. Frequency dependence of the low-signal power gain and the modulus of parameter *S*21 of GaAs transistor (*a*) and GaN transistor (*b*): Δ – measurement; □ – simulation

ного параметра транзистора *S*21 от частоты, измеренные до частоты 20 ГГц. Видно хорошее соответствие характеристик, полученных в результате расчетов и моделирования. Если продолжить по оси абсцисс измеренные |*S*21| (*f*) и рассчитанные в моделях зависимости $K_P(f)$, то можно определить граничные частоты транзисторов, на которых пропадает усиление мощности. Граничные частоты по мощности в стандартной схеме усилителя составляют 24 ГГц для GaAs-транзистора и 35 ГГц для GaN-транзистора.

Сравнение частотных свойств транзисторов. Коэффициент усиления мощности зависит от того, какая часть мощности источника колебаний попадает в транзистор, а также от сопротивления нагрузки. Для поиска возможностей получения более высоких граничных частот рассчитаны зависимости $K'_P(f)$ при оптимизированной нагрузке транзисторов. Коэффициент K'_P определяется как отношение выходной мощности к мощности, поступающей на вход транзистора.

С целью обеспечения согласования транзистора последовательно с выводом стока включена индуктивность, компенсирующая выходную емкость транзистора, и изменено сопротивление нагрузки усилителя. Компенсирующая индуктивность составляет 0,01 нГн для GaAs-транзистора и 0,03 нГн для GaN-транзистора, выходное сопротивление усилителя равно 5 и 14 Ом для GaAs- и GaN-транзистора соответственно. Расчеты с использованием моделей транзисторов показали, что максимальные частоты, на которых еще имеется усиление мощности в усилителях с оптимизированной нагрузкой, приблизительно одинаковы для обоих типов транзисторов и составляют ~ 82 ГГц.

Для создания усилителей наиболее высоких частот рассчитаны электрические схемы линейных усилителей, а их параметры оптимизированы для получения достаточного коэффициента усиления мощности (K_P > 6 дБ) на максимально возможной частоте. Моделирование в среде Microwave Office осуществлялось в линейном режиме расчетов с использованием команды GT – отношение выходной мощности к мощности входного источника колебаний. На рис.4 показаны результаты моделирования усилителей. Как видно из рис.4, удалось получить схемы усилителей, настроенные на частоту 64 ГГц для GaAs-транзистора и на частоту 73 ГГц для GaN-транзистора.

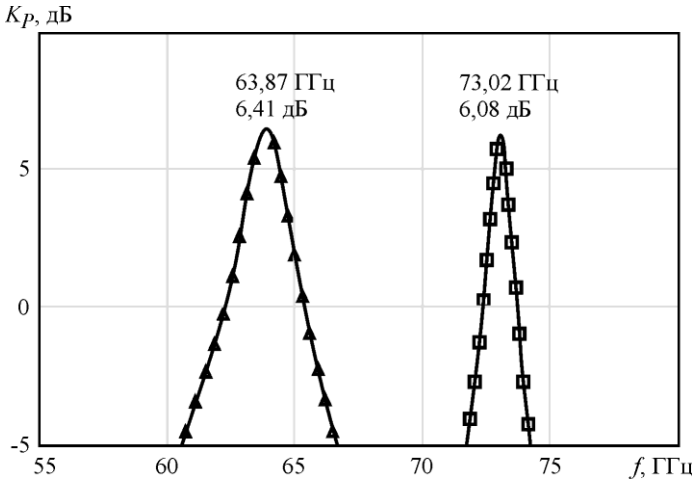


Рис.4. АЧХ усилителей при работе на наиболее высоких частотах:
Δ – GaAs-транзистор; □ – GaN-транзистор
Fig.4. Frequency response of amplifiers operating at the highest frequencies:
Δ – GaAs transistor; □ – GaN transistor

Энергетические характеристики транзисторов. Энергетическими параметрами транзисторов являются выходная мощность, коэффициент усиления мощности и КПД. Коэффициент усиления максимален при работе транзистора в линейном режиме и приблизительно одинаковый для GaAs- и GaN-транзисторов: 15 дБ на частотах диапазона единиц гигагерц (см. рис.3). Выходная мощность первой гармоники P_1 определяется мощностью, потребляемой транзистором из источника питания:

$$P_0 = I_{C0} U_{пит},$$

где I_{C0} – постоянный ток стока; $U_{пит}$ – напряжение питания, и КПД

$$\eta = P_1/P_0. \qquad (1)$$

Наибольшая возможная потребляемая мощность зависит от предельно допустимого напряжения $U_{доп}$ сток – исток и максимального постоянного тока стока I_{C0}, определяющего допустимый нагрев транзистора. Предельно допустимое напряжение $U_{доп} = E_{пр} l$ ($E_{пр}$ – напряженность электрического поля пробоя; l – расстояние между истоком и стоком транзистора). Отметим, что напряженность электрического поля пробоя и коэффициент теплопроводности в GaN-транзисторе существенно выше, чем в GaAs-транзисторе. Поэтому к GaN-транзистору можно подводить из источника питания более высокую мощность P_0, чем к GaAs-транзистору.

КПД транзистора, определяемый выражением (1), наиболее высок при работе транзистора в нелинейном режиме с отсечкой выходного тока и малых углах отсечки (класс С). Для его расчета используется формула

$$\eta = 0{,}5 I_1/I_{C0}\ U_1/U_{пит}\cos\varphi, \qquad (2)$$

где I_1, U_1 – амплитуды колебаний первой гармоники; φ – фазовый угол между колебаниями тока и напряжения стока; отношения I_1/I_{C0} и U_1/U_0 зависят от вида зависимостей $i_C(t)$ и $u_C(t)$.

Для достижения наибольших значений КПД усилителей составлены и оптимизированы электрические схемы усилителей мощности при частоте колебаний 3 ГГц с использованием компьютерных моделей GaAS- и GaN-транзисторов.

Усилители мощности обычно оценивают КПД добавленной мощности PAE (Power Added Efficiency):

$$\mathrm{PAE} = \left(P_1 - P_{\text{вх}}\right) / P_0,$$

где $P_{\text{вх}}$ – входная мощность усилителя.

На рис. 5 показаны зависимости PAE от частоты колебаний для двух типов транзисторов. Максимальный PAE усилителя на основе GaAs-транзисторов составляет ~58 % на частоте 3 ГГц при K_P > 6 дБ, а усилителя на основе GaN-транзисторов ~65 % при K_P > 7 дБ, мощность входных колебаний 10 дБм, напряжение питания 3 В. Напряженность электрического поля пробоя в GaN-транзисторов в несколько раз выше, чем в GaAs-транзисторе, поэтому для увеличения КПД применялось повышенное напряжение питания. На рис.5 показано, что PAE усилителей на основе GaN-транзисторов с напряжением питания $U_{\text{пит}}$ = 7 В составил 73 %. Это возрастание обусловлено тем, что при увеличенном напряжении питания удалось добиться большего отношения I_1/I_0 (2), которое возросло от 1,4 до 1,7 при изменении $U_{\text{пит}}$ от 3 до 7 В.

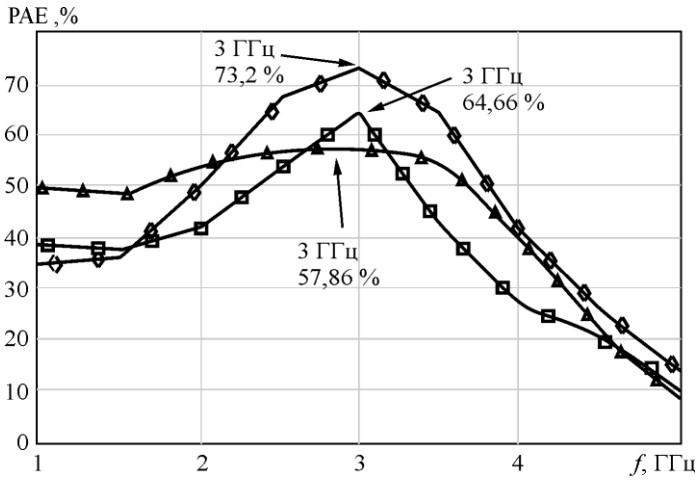


Рис.5. Зависимости КПД добавленной мощности усилителей от частоты: Δ – GaAs-транзистор; □ – GaN-транзистор; ◊ – GaN-транзистор с увеличенным напряжением питания

Fig.5. Frequency dependence of amplifiers PAE: Δ – GaAs transistor; □ – GaN transistor; ◊ – GaN transistor with increased supply voltage

Заключение. Изготовленные GaAs- и GaN-транзисторы имеют схожие частотные и энергетические свойства. Граничные частоты усиления мощности для обоих типов транзисторов превышают 80 ГГц. Моделирование усилителей показало некоторое преимущество GaN-транзисторов: в линейных усилителях на их основе получено усиление на частоте 73 ГГц, а на основе GaAs-транзисторов – 64 ГГц; в нелинейных усилителях на основе GaN-транзисторов достигнут КПД добавленной мощности 73 % (см. таблицу).

В таблице приведены основные параметры GaAs- и GaN-транзисторов, а также усилителей на их основе. Видно, что КПД преобразования мощности постоянного электрического поля в мощность электромагнитных колебаний превысил 80 % при использовании в усилителе GaN-транзистора.

Параметры транзисторов и усилителей на их основе
Parameters of transistors and amplifiers based on them

Параметр	GaAs	GaN
Средняя крутизна переходной характеристики, мА/В·мм	270	250
Наибольший ток стока, мА/мм, при $U_{пит}$ = 3 В	330	350
Максимальная входная емкость, пФ	0,02	0,02
Граничная частота по мощности, ГГц	82	82
Наибольшая частота линейного усилителя, ГГц (K_P > 6 дБ)	64	73
Выходная мощность, мВт/мм, при $U_{пит}$ = 3 В на частоте 3 ГГц	250	340
Наибольший КПД транзистора, %, при f = 3 ГГц	73	76; 83*
PAE усилителя, %, при f = 3 ГГц	57	65; 73*

*При $U_{пит}$ = 7 В.

Напряжение питания при измерениях, как правило, не превышало 4 В во избежание пробоя и сгорания транзисторов. Однако моделирование показало потенциальные возможности возрастания выходной мощности и КПД усилителей на основе GaN-транзисторов при увеличении питающего напряжения.

Результаты сравнения характеристик и параметров начальных структур транзисторов совпадают с результатами, полученными в работах [5–8].

Литература

1. Мощные AlGaN/GaN HEMT X- и Ku-диапазонов / ***Н.А. Торхов, В.Г. Божков, И.М. Добуш и др.*** // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 1 (35). – С. 52–55.

2. Усилитель мощности X-диапазона с высоким КПД на основе технологии AlGaN/GaN / ***П.А. Туральчук, В.В. Кириллов, П.Э. Осипов и др.*** // Письма в ЖТФ. – 2017. – Т. 43. – Вып. 17. – С. 20–26.

3. ***Сечи Ф., Буджатти М.*** Мощные твердотельные СВЧ-усилители. – М.: Техносфера, 2016. – 404 с.

4. MWO/AO Element Catalog > Nonlinear > FET. – 2010.

5. ***Pavlidis D., Valizadeh P., Hsu S.H.*** AlGaN/GaN high electron mobility transistor (HEMT) reliability // 13th GaAs Sympjsium. – Paris, 2005. – P. 265–268.

6. Innovative solid state amplifier technology in the 21st century. By CPI SMP Satcom Products Group. – URL: www.cpii.com/satcom/ (дата обращения: 10.06.2018).

7. ***Browne J.*** What's the difference between GaN and GaAs? // Microwaves & RF. – 2016. – No. 7. – P. 54–56.

8. ***Колотун О.*** Усилители СВЧ на основе технологий GaN и GaAs, эволюция технологии Diamond FETs // Chip News. – 2013. – No. 2 (122). – URL: www.chipnews.com.ua (дата обращения: 10.06.2018).

Поступила в редакцию 18.06.2018 г.; после доработки 12.07.2018 г.; принята к публикации 27.11.2018 г.

Гуминов Николай Владимирович – магистр техники и технологии, старший преподаватель кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), gummi.qdn@gmail.com

Мьо Мин Тхант – аспирант Института микроприборов и систем управления Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), myominthant5129@gmail.com

Романюк Виталий Александрович – кандидат технических наук, доцент Института микроприборов и систем управления Национального исследовательского уни-

верситета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), v.a.romanjuk@gmail.com

Шомахмадов Далер Парвизович – магистрант кафедры квантовой физики и наноэлектроники Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), dlr_2002@live.ru

References

1. Torkhov N.A., Bozhkov V.G., Dobush I.M. et al. Powerful AlGaN / GaN HEMT X- and Ku-bands. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki = Reports of Tomsk State University of Control Systems and Radio-electronics*, 2015, no. 1 (35), pp. 52–55. (in Russian).

2. Turalchuk P.A., Kirillov V.V., Osipov P.E., Vendik I.B., Vendick O.G., Parnes M.D. X-band power amplifier with high efficiency based on AlGaN/GaN technology. *Pis'ma v Zhurnal tekhnicheskoy fiziki = Letters in Journal of Technical Physics*, 2017, vol. 43, no. 17, pp. 20–26. (in Russian).

3. Sechi F., Bujatti M. *Powerful solid-state microwave amplifiers.* Moscow, Technosphere Publ., 2016. (in Russian).

4. MWO/AO Element Catalog > Nonlinear > FET. 2010.

5. Pavlidis D., Valizadeh P., Hsu S.H. AlGaN/GaN High Electron Mobility Transistor (HEMT) Reliability. *13th GaAs Sympjsium*, Paris, 2005, pp. 265–268.

6. *Innovative Solid State Amplifier Technology in the 21st century*. By CPI SMP Satcom Products Group. Available at: www.cpii.com/satcom/ (accessed: 10.06.2018).

7. Browne J. What's the Difference Between GaN and GaAs? *Microwaves & RF*, 2016, no. 07, pp. 54–56.

8. Oleg Kolotun. Microwave amplifiers based on GaN and GaAs technology, evolution of Diamond FETs technology. *CHIP NEWS Ukraine*, 2013, no. 2 (122). Available at: www.chipnews.com.ua (accessed: 10.06.2018).

Received 18.06.2018; Revised 12.07.2018; Accepted 27.11.2018.

Information about the authors:

Nikolay V. Guminov – Master of Engineering and Technology, Senior Lecturer of the Integrated Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), gummi.qdn@gmail.com

Myo Min Thant – PhD student of the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), myominthant5129@gmail.com

Vitaly A. Romanjuk – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), v.a.romanjuk@gmail.com

Daler P. Shomahmadov – Master Degree Student of the Quantum Physics and Nanoelectronics Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), dlr_2002@live.ru

ИНФОРМАЦИОННО-КОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
INFORMATION-COMMUNICATION TECHNOLOGIES

УДК 004.272:004.021 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-51-63**

Отражение и транспонирование данных в матрице клеточно-автоматного вычислителя

И.В. Матюшкин, М.А. Заплетина

Институт проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук, г. Москва, Россия

imatyushkin@niime.ru

Параллельные архитектуры вычислительных систем, в том числе с массивным параллелизмом, в настоящее время интересуют исследователей в области теоретической информатики. Основной задачей при этом становится аппаратное или алгоритмическое ускорение межпроцессорного обмена. Одним из подходов к построению алгоритмов может быть использование нетрадиционного формализма – нейронных сетей или клеточных автоматов (КА), реализующих модель ближнего взаимодействия элементарных вычислителей. В работе рассмотрены три операции с матричными данными: унарная (поэлементная), отражение, транспонирование. Операции реализованы параллельными алгоритмами в формализме КА в предположении, что данные введены в КА до начала расчета. Показано, что все представленные алгоритмы имеют линейную по размеру матрицы сложность. Движение и преобразование данных осуществлено с помощью введения в состояние ячейки битовых и/или тритовых, т.е. с тремя состояниями, флагов-компонент. Условия останова расчета – наступление stop-состояния флага выделенной ячейки КА или всех ячеек поля КА, т.е. их «заморозка». Освоение техники клеточно-автоматной алгоритмики на примере элементарных операций над матрицами может служить базой для решения более сложных задач (например, вычисление детерминанта матрицы), возникающих в рамках численного моделирования процессов, операций и устройств микроэлектроники.

Ключевые слова: клеточные автоматы; матрицы; линейная алгебра; параллельные вычисления; нетрадиционные архитектуры

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 17-07-00570). Авторы благодарят студента МФТИ В.С. Кожевникова за участие в работе по улучшению алгоритмов транспонирования.

© И.В. Матюшкин, М.А. Заплетина, 2019

Для цитирования: Матюшкин И.В., Заплетина М.А. Отражение и транспонирование данных в матрице клеточно-автоматного вычислителя // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 51–63. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-51-63

Data Reflection and Transposition in the Matrix of a Cellular Automata Computator

I.V. Matyushkin, M.A. Zapletina

Institute for Design Problems in Microelectronics of Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

imatyushkin@niime.ru

Abstract: The parallel architectures of computing systems, including the massively parallel ones, attract a particular interest of modern researchers in the theoretical informatics field. In this connection the hardware or algorithmic acceleration of the interprocessor exchange becomes the main objective. One of the approaches to creation of algorithms can be the use of nonconventional formalism-neural networks or cellular automata (CA), to realize the model of near interaction of elementary calculators. In the work three operations with matrix data have been considered: unary, reflection, transposing. The operations have been realized by parallel algorithms in the formalism of the cellular automata in an assumption that the data had been loaded into CA before the calculation. It has been shown that all presented algorithms have linear complexity of the matrix size. Movement and modification of the data have been executed by means of introducing the bit or/and trit flag components into a cell state description. The calculation stop-conditions are the occurrence of a stop-condition of a special CA cell or of all cells of the CA field, i.e. their «freezing». The development of the cellular automata algorithmization on an example of elementary operations over matrices can be used as a base for solving more difficult tasks (for example, the calculations of a determinant of a matrix).

Keywords: cellular automata; CA; matrix; linear algebra; parallel computing; nonconventional architectures

Acknowledgements: this study work has been funded by Russian Foundation for Basic Research (grant No. 17-07-00570). The authors also thank the student of MIPT V.S. Kozhevnikov for the participation in an improvement of the algorithms for transposing operation.

For citation: Matyushkin I.V., Zapletina M.A. Data reflection and transposition in the matrix of a cellular automata computator. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 51–63. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-51-63

Введение. Нейроморфные вычисления, в частности в структуре клеточно-автоматного вычислителя, а также нейросетевые вычисления [1] демонстрируют неклассические принципы организации вычислений в ЭВМ, основанные на обучении сети путем подбора весов и порогов. Отличительные особенности таких вычислений – обращение к недетерминированности, что сближает их с квантовыми вычислениями, и преднамеренный отказ от контроля за состоянием памяти и путями прохождения информационного сигнала. Все это радикально меняет парадигму традиционного функционально-логического проектирования микросхем и, соответственно, создает множество проблем. Клеточно-автоматная архитек-

тура близка [2] к нейросетям, но принципы клеточно-автоматных вычислений подобны традиционной парадигме. По сравнению с традиционными методами распараллеливания [3, 4] алгоритмов и программ важен аспект отсутствия центрального процесса [2, 5] и невозможности прямой передачи данных между удаленными процессорными элементами, в роли которых выступают ячейки клеточных автоматов (КА). Отметим, что при разработке реального клеточно-автоматного вычислителя невозможно полностью добиться запрета ни центрального процесса, ни удаленного обмена между частями системы, но они выступают внешними по отношению к самому алгоритму вычислительного процесса, поэтому будем их считать запрещенными.

Рассмотрим массивный параллелизм, где число процессорных элементов превосходит число элементов данных, распределенных между последними. Цель настоящей работы – алгоритмизация простейших и примитивных операций в структуре такого клеточно-автоматного вычислителя. Другая интерпретация задачи, удобная для математиков-программистов, заключается в распараллеливании известных последовательных алгоритмов в условиях жестких ограничений, налагаемых моделью классического КА. На примерах примитивных задач можно показать «исчерпанность» старого подхода к вычислениям по отношению к нейроморфным вычислительным системам.

В [6] приведены примеры реализации средствами КА элементарных алгоритмов: сортировки символов (согласно алгоритму «чет-нечет» и идее блочного КА), сортировки строк (двумерная сортировка) и умножения натуральных чисел в произвольной системе счисления по модифицированной схеме Атрубина [7]. С точки зрения техники алгоритмизации задачи массовой унитарной операции и отражения матрицы относительно линии симметрии (если она диагональна, то говорят о транспонировании) элементарны, но значимы. Более сложные матричные задачи, например перемножения матриц, решались в 1960-е гг. для систолических процессорных массивов [7, 8] и в 1980-е гг. для процессорных матриц [9–11].

Принципиальным отличием предлагаемого подхода является ориентация на классическое математическое определение КА без привлечения каких-то модификаций, где постулируется изолированность КА, т.е. отсутствие «входов-выходов» [12] и, соответственно, обмена данных в процессе клеточно-автоматного вычисления. Единственное отклонение от классического определения КА – это конечность размера его поля. Относительно граничных условий КА преимущественно предполагается замыкание (схема тора) для локальной функции перехода (ЛФП), реже – два других варианта: линия «смерти» или естественное соседство. ЛФП для граничных ячеек выписываются особо в отличие от внутренних ячеек.

Важными инженерными вопросами при разработке клеточно-автоматного вычислителя являются подготовка исходных данных (считывание результата) и останов процесса. Они выходят за рамки настоящей работы. Условимся считать, что если глобальная конфигурации КА не изменяется на текущей итерации, то она является последней (останов по *idem*). Служебным словом *idem* будем также обозначать тот вариант ЛФП, при котором она не изменяет содержимого ячейки. Другим условием останова будем считать приведение одной, любой или выделенной, из ячеек КА в особое стоп-состояние (по аналогии со стоп-состоянием машины Тьюринга).

Итак, пусть заданы две квадратные матрицы размера $n \times n$: $A = \left\| a_{ij} \right\|_{1 \le i,\, j \le n}$. Перечислим примитивные задачи, требующие решения:

1) унарная поэлементная операция, прежде всего умножение на скаляр или сложение со скаляром: $a_{ij} \mapsto \lambda a_{ij}$, $a_{ij} \mapsto a_{ij} + \lambda$;

2) перестановка столбцов (или строк) в обратном направлении, т.е. зеркальное отражение относительно центральной оси: $a_{ij} \mapsto a_{i(n+1-j)}$;

3) транспонирование, т.е. отражение относительно главной диагонали: $a_{ij} \mapsto a_{ji}$.

Решение этих задач отнюдь не примитивно и требует изобретательности.

Следует отметить, что освоение способов выполнения простейших матричных операций на базе КА представляет собой одну из первых и необходимых ступеней использования формализма КА для этапов численного моделирования процессов, операций и устройств микроэлектроники. С этой точки зрения представленные простые клеточно-автоматные алгоритмы приобретают важный практический смысл.

Выполнение унарной поэлементной операции. В общем случае над всеми элементами матрицы реализуется одинаковая, возможно, параметризованная числом λ операция: $a_{ij} \mapsto f\left(a_{ij}, \lambda\right)$. В простейшем случае $f \doteq \lambda$ матрица заполняется одним числом. В качестве примера рассмотрим умножение на скаляр. Состояние ячейки задается триплетом $\langle b, p, s \rangle$, где $b \in \{0,1\}$ – булев флаг; p – регистр параметра (сюда помещается значение λ); s – регистр данных, содержащий a_{ij}. Слова «регистр» и «компонента (состояния)» синонимичны. На поле КА и шаблон окрестности не налагается спецификация кроме двумерности и единичности радиуса. Здесь и далее состояние самой ячейки индексировать не будем, а индексом α будем помечать любого ее соседа. Иногда будем использовать два индекса, например $s_{--} \equiv s_{i+1,j-1}$. Сокращенная и соответствующая ей развернутая индексация окрестности ячейки КА имеет следующий вид:

Сокращенная индексация			**Развернутая индексация**		
s_{-+}	s_{0+}	s_{++}	$s_{i-1,j-1}$	$s_{i-1,j}$	$s_{i-1,j+1}$
s_{-0}	s	s_{+0}	$s_{i,j-1}$	$s_{i,j}$	$s_{i,j+1}$
s_{--}	s_{0-}	s_{+-}	$s_{i+1,j-1}$	$s_{i+1,j}$	$s_{i+1,j+1}$

Начальные условия следующие:

$$\left(\forall i, j\right) : \left(s_{ij} = a_{ij}\right); \quad \left(\exists i', j' \in \{1, 2, ..., n\}\right) : \left(p_{i'j'} = \lambda\right) \wedge \left(b_{i'j'} = 1\right);$$
$$\left(\forall i \neq i', \forall j \neq j'\right) \cdot \left(p_{ij} = 0\right) \wedge \left(b_{i'j'} = 0\right).$$

Алгоритм сводится к размножению единиц в компоненте флага. ЛФП записывается в виде

$$\begin{aligned} &\left(b = 0\right) \wedge \left(\exists \alpha : b_\alpha = 1\right) \Rightarrow \left(b := 1\right) \wedge \left(p := p_\alpha\right) \wedge \left(s := p_\alpha s\right); \\ &\left(b = 1\right) \wedge \left(\forall \alpha : b_\alpha = 0\right) \Rightarrow \left(s := p_\alpha s\right); \\ &\left(b = 1\right) \wedge \left(\exists \alpha : b_\alpha = 1\right) \Rightarrow idem. \end{aligned} \qquad (1)$$

Знак «:=» означает присвоение, т.е. величина слева берется в момент $(t+1)$, а величины справа – в момент t.

Иногда вариант ЛФП, при котором состояние ячейки не изменяется, вообще не будем отдельно выписывать. В выражении (1) индекс α указывает на первый найденный индекс элемента с данным свойством. Очевидно, что временная сложность алгоритма не превосходит $2n$, где n – наибольший размер матрицы по одному из измерений. Возможно, при шаблоне Мура алгоритм завершит работу чуть раньше, чем при шаблоне окрестности Неймана.

Отражение относительно вертикали. Рассмотрим задачу отражения матрицы относительно вертикальной оси симметрии. Она легко обобщается для случая горизонтальной оси и сводится к отражению вектора длины n, например $(v_1, v_2, v_3, v_4, v_5) \to (v_5, v_4, v_3, v_2, v_1)$, $n = 5$. Очевидно, что в этом случае и КА одномерный. Простейшее решение основано на сортировке вектора индексов. Однако в клеточно-автоматной сортировке [3] останов возникает по *idem* для глобальной функции перехода. Здесь же приходится вводить дополнительно булеву компоненту состояния, чтобы реализовать останов по стоп-значению. Состояние ячейки – триплет $\langle a, b, s \rangle$, где $a \in \{0,1\}$ – флаг останова; $b \in \{0,1\}$ – флаг блочности; s – компонента данных. Границы естественные, т.е. у крайних ячеек сосед только один (для первой слева ячейки он индексируется через «+»). Начальное состояние имеет вид

$$(\forall i): (s_i = v_i); \quad a_1 = b_1 = 1; \quad (\forall i \neq 1): (a_i = 0) \wedge (b_i = \neg b_{i-1}).$$

Затем в слое флага останова единица будет смещаться вправо. При поднятии флага крайней правой ячейкой КА произойдет останов алгоритма. Следовательно, сложность алгоритма равна n. В слое флагов блочности будет наблюдаться чередование нулей и единиц со смещением вправо, активны будут ЛФП в блоке «01» (единица справа). Формула ЛФП задается набором последовательно выполняемых переходов (табл.1). Без условия перехода 6 и подготовительных условий перехода 1 и 2 алгоритм не имел бы внутренних, т.е. зависящих от глобальной конфигурации КА, средств останова.

Таблица 1

Локальная функция перехода для первого алгоритма отражения вектора

Table 1

Local rule for vector reflection algorithm

Номер перехода	Условие перехода	Формула перехода
1	$i \neq 1$: $a_- = 1$	$.a := 1.$
2	$a = 1$	$a := 0$
3	Всегда	$b := \neg b$
4	$i \neq n$: $(b = 0) \wedge (b_+ = 1)$	$s := s_+$
5	$i \neq 1$: $(b = 1) \wedge (b_- = 0)$	$s := s_-$
6	$i = n$: $a = 1$	*stop*

Рассмотрим второе клеточно-автоматное решение задачи, предполагающее замкнутость границ и останов по *idem*. Замкнутость поля означает, что индексы соседства первой и последней ячеек равны соответственно $(-,+)_1 \equiv (n,2)$, $(-,+)_n \equiv (n-1,1)$. Состояние ячейки КА – триплет $\langle s, m, b \rangle$, где s – компонента данных; $m \in \{-1,1\}$ – флаг подвижности (mobility), определяющий направление движения элемента вектора, содержащегося в клетке; $b \in \{0,1\}$ – флаг фиксации для реализации *idem* в ЛФП и останова алгоритма по *idem* в этой компоненте при $b = 1$.

Начальная конфигурация (тривиальный случай $n = 1$ не рассматривается) имеет вид

$$(\forall i): s_i = v_i; \; m_{n-1} = 1; \; (\forall i \neq n-1): m_i = -1; \; b_1 = b_n = 1;$$
$$(\forall i \notin \{1, n\}): b_i = 0.$$

Это позволяет после первой итерации работы КА получить первый и последний элементы вектора на их отраженных позициях.

Опишем ЛФП в виде таблицы условных переходов (табл.2). Для данных конфигураций логические условия не пересекаются, и поэтому срабатывания переходов независимы (не зависят от порядка). Условие 1 действует только на первой итерации и определяет перестановку двух крайних элементов вектора между собой, а также «замораживает» (фиксирует) ячейки, переводя (формула условия 3 табл.2) их в состояние *idem* ЛФП. Условие 2 реализует обмен данными между соседними ячейками КА. По условию 4 происходит формирование блокирующей комбинации (условие 3) для ячейки, в которой элемент вектора достиг своей окончательной позиции. Алгоритм завершит работу, когда все ячейки будут «заморожены». Пример его работы показан в табл.3. Сложность разработанного алгоритма, как показывает эксперимент, равна $2(n-2)$. Для $n=2$ требуются две итерации, для $n=3$ – три итерации.

Таблица 2

Локальная функция перехода для второго алгоритма отражения вектора с остановом по *idem*

Table 2

Local rule for vector reflection algorithm with *idem* stop

Номер перехода	Условие перехода	Формула перехода
1	$(b=1)\wedge(b_{-}=1)\wedge(m=-1)\wedge(m_{-}=-1)$	$s:=s_{-}, m:=1$
	$(b=1)\wedge(b_{+}=1)\wedge(m=-1)\wedge(m_{+}=-1)$	$s:=s_{+}, m:=1$
2	$(b=0)\wedge(b_{-}=0)\wedge(m=1)\wedge(m_{-}=-1)$	$s:=s_{-}, m:=1$
	$(b=0)\wedge(b_{+}=0)\wedge(m=1)\wedge(m_{+}=-1)$	$s:=s_{+}, m:=-1$
3	$(b=1)\wedge(m=1)$	*idem*
4	$(b_{-}=1)\wedge(m=1)\wedge(m_{-}=1)$	$b:=1$
5	$(b_{+}=1)\wedge(m=-1)\wedge(m_{+}=1)$	$m:=1$

Таблица 3

Динамика изменения поля КА с ЛФП, заданной табл.2, для вектора длиной 7

Table 3

Cellular automata (table 2 local rule) dynamics for vector with length of 7 elements

Номер итерации	Флаг *m*	Флаг *b*	Данные *s*
0	0 0 0 0 0 1 0	1 0 0 0 0 0 1	1 2 3 4 5 6 7
1	1 0 0 0 1 0 1	1 0 0 0 0 0 1	7 2 3 4 6 5 1
2	1 0 0 1 0 1 1	1 0 0 0 0 0 1	7 2 3 6 4 5 1
3	1 0 1 0 1 0 1	1 0 0 0 0 0 1	7 2 6 3 5 4 1
4	1 1 0 1 0 1 1	1 0 0 0 0 0 1	7 6 2 5 3 4 1
5	1 1 1 0 1 0 1	1 1 0 0 0 0 1	7 6 5 2 4 3 1
6	1 1 1 1 0 1 1	1 1 1 0 0 0 1	7 6 5 4 2 3 1
7	1 1 1 1 1 0 1	1 1 1 1 0 0 1	7 6 5 4 3 2 1
8	1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 0 1	7 6 5 4 3 2 1
9	1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1	7 6 5 4 3 2 1

Примечание. Для *m*-флага нулю соответствует состояние «–1» (движение вправо), а единице – «+1» (движение влево).

Рассмотрим более быструю модификацию второго алгоритма. Состояние ячейки описывается триплетом $\langle s, m, b \rangle$, где s – компонента данных; $m \in \{-1, 1, 0\}$ – тритовый флаг подвижности; $b \in \{0, 1\}$ – битовый флаг фиксации. По аналогии с описанным алгоритмом комбинация флагов $(b := 1) \wedge (m := 0)$ является блокирующей для ЛФП, т.е. «замораживает» ячейку и обеспечивает останов по *idem* (табл.4).

Таблица 4

Локальная функция перехода для модификации второго алгоритма отражения вектора с остановом по *idem*

Table 4

Local rule for vector reflection algorithm with the *idem* stop

Номер перехода	Условие перехода	Формула перехода
1	$(m = -1) \wedge (m_+ = -1) \wedge (b = 1) \wedge (b_+ = 1)$	$s := s_+, m := 0$
	$(m = -1) \wedge (m_- = -1) \wedge (b = 1) \wedge (b_- = 1)$	$s := s_-, m := 0$
2	$(m = -1) \wedge (m_- = 0) \wedge (b \neq 1) \wedge (b_- \neq 1)$	$s := s_-, m := 0$
	$(m = 0) \wedge (m_+ = -1) \wedge (b \neq 1) \wedge (b_+ \neq 1)$	$s := s_+, m := -1$
3	$(m = 0) \wedge (m_- = 1) \wedge (b \neq 1) \wedge (b_- \neq 1)$	$s := s_-, m := 1$
	$(m = 1) \wedge (m_+ = 0) \wedge (b \neq 1) \wedge (b_+ \neq 1)$	$s := s_+, m := 0$
4	$(b = 1) \wedge (m = 0)$	*idem*
5	$(m = 0) \wedge (m_- = 0) \wedge (b \neq 1) \wedge (b_- = 1)$	$m := 1$
	$(m = 0) \wedge (m_+ = 0) \wedge (b \neq 1) \wedge (b_+ = 1)$	$m := -1$
6	$(m = -1) \wedge (m_- = 1) \wedge (b \neq 1) \wedge (b_- \neq 1)$	$s := s_-, m := m_-$
	$(m = 1) \wedge (m_+ = -1) \wedge (b \neq 1) \wedge (b_+ \neq 1)$	$s := s_+, m := m_+$
7	$(b \neq 1) \wedge ((m = 1) \wedge (m_+ = 0) \wedge (b_+ = 1) \vee$ $\vee (m = -1) \wedge (m_- = 0) \wedge (b_- = 1))$	$m := 0, b := 1$

Начальная конфигурация различается для четных и нечетных длин векторов:

$$n = 2p + 1: \quad (\forall i): s_i = v_i; \quad (\forall i): m_i = 0; \; b_{p+1} = 1;$$
$$(\forall i \neq p + 1): b_i = 0;$$
$$n = 2p: \quad (\forall i): s_i = v_i; \quad m_p = -1, \, m_{p+1} = -1;$$
$$(\forall i \neq p, \, p + 1): m_i = 0; b_p = 1, \, b_{p+1} = 1;$$
$$(\forall i \neq p, \, p + 1): b_i = 0.$$

Для вектора нечетной длины при инициализации достаточно указать фиксированный центральный элемент $(b = 1) \wedge (m = 0)$, относительно которого будет проводиться отражение, в то время как для вектора с четным числом элементов нужно на первой итерации «заморозить» и обменять данные центральных элементов (см. табл.4 условие 1). Поэтому для них специфицируются особые начальные условия по флагам $m = (-1, -1)$ и $b = (1, 1)$.

Принцип работы алгоритма состоит в том, что элементы вектора, находящиеся в соответствующих клетках КА, двигаются от центральных «замороженных» элементов через левый и правый края поля автомата к своим позициям в отраженном векторе. В первой фазе своего движения каждый элемент вектора доходит до центрального элемента своей половины поля КА и отталкивается от него, а во второй фазе он через край поля КА посте-

пенно перемещается к своей окончательной позиции. Опишем ЛФП КА в виде таблицы условных переходов (см. табл.4). Условия 2, 3, 6 реализуют обмен данными между соседними ячейками КА. Условия 5 задают изменение флага m ячеек, оказавшихся вблизи «замороженного» центра, имитируя их отталкивание от него. По условию 7 происходит формирование блокирующей комбинации условия 4 для ячейки, в которой элемент вектора достиг своей окончательной позиции. Алгоритм завершит работу, когда все ячейки будут «заморожены». Примеры его работы показаны в табл.5 и 6.

Сложность разработанного алгоритма, как показывает эксперимент, для четных длин вектора равна $1{,}5n-2$, для нечетных – $1{,}5(n-1)$.

Таблица 5

Динамика изменения поля КА с ЛФП, заданной табл.4, для вектора длиной 8

Table 5

Cellular automata (table 4 local rule) dynamics for vector with length of 8 elements

Номер итерации	Флаг *m*	Флаг *b*	Данные *s*
0	0 0 0 -1 -1 0 0 0	0 0 0 1 1 0 0 0	1 2 3 4 5 6 7 8
1	0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 1 1 0 0 0	1 2 3 4 5 6 7 8
2	0 0 -1 0 0 1 0 0	0 0 0 1 1 0 0 0	1 2 3 4 5 6 7 8
3	0 -1 0 0 0 0 1 0	0 0 0 1 1 0 0 0	1 3 2 5 4 7 6 8
4	-1 0 -1 0 0 1 0 1	0 0 0 1 1 0 0 0	3 1 2 5 4 7 8 6
5	1 -1 0 0 0 0 1 -1	0 0 0 1 1 0 0 0	6 2 1 5 4 8 7 3
6	-1 1 -1 0 0 1 1 1	0 0 0 1 1 0 0 0	2 6 1 5 4 8 3 7
7	1 -1 1 0 0 -1 1 -1	0 0 0 1 1 0 0 0	7 1 6 5 4 3 8 2
8	-1 1 0 0 0 0 -1 1	0 0 1 1 1 1 0 0	1 7 6 5 4 3 2 8
9	1 0 0 0 0 0 0 -1	0 1 1 1 1 1 1 0	8 7 6 5 4 3 2 1
10	0 0 0 0 0 0 0 0	1 1 1 1 1 1 1 1	8 7 6 5 4 3 2 1

Таблица 6

Динамика изменения поля КА с ЛФП, заданной табл.4, для вектора длиной 7

Table 6

Cellular automata (table 4 local rule) dynamics for vector with length of 7 elements

Номер итерации	Флаг *m*	Флаг *b*	Данные *s*
0	0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 1 0 0 0	1 2 3 4 5 6 7
1	0 0 -1 0 1 0 0	0 0 0 1 0 0 0	1 2 3 4 5 6 7
2	0 -1 0 0 0 1 0	0 0 0 1 0 0 0	1 3 2 4 6 5 7
3	-1 0 -1 0 1 0 1	0 0 0 1 0 0 0	3 1 2 4 6 7 5
4	1 -1 0 0 0 1 -1	0 0 0 1 0 0 0	5 2 1 4 7 6 3
5	-1 1 -1 0 1 -1 1	0 0 0 1 0 0 0	2 5 1 4 7 3 6
6	1 -1 1 0 -1 1 -1	0 0 0 1 0 0 0	6 1 5 4 3 7 2
7	-1 1 0 0 0 -1 1	0 0 1 1 1 0 0	1 6 5 4 3 2 7
8	1 0 0 0 0 0 -1	0 1 1 1 1 1 0	7 6 5 4 3 2 1
9	0 0 0 0 0 0 0	1 1 1 1 1 1 1	7 6 5 4 3 2 1

Транспонирование. Рассмотрим первый вариант алгоритма отражения матрицы относительно главной диагонали для поля размера $n \times n$ с шаблоном Мура (8 ячеек) и естественными границами (нет замыкания границ, для угловых ячеек всего 3 соседа). Состояние ячейки задается двумя компонентами $\langle a,s \rangle$, где s – компонента данных;

$a \in \{0,1,*\}$ – флаг перемещения, значения «0» и «1» которого соответствуют активным элементам, «*» – фиксированным.

Начальное состояние задается следующим образом и не содержит «*» во флаге *a*:

$$(\forall i, j): s_{i,j} = m_{i,j}, \quad b_{i,j=1} = b_{i=n,\mathrm{j}} = 1;$$
$$(\forall j \neq 1, i \neq n): a_{i,j} = \neg a_{i+1,j-1}.$$

Несмотря на то что флаг a может принимать три различных значения $\{0,1,*\}$, в формуле перехода 4 используется логическое отрицание $a := \neg a$ (табл.7). Это оправдано тем, что соответствующее условие исключает вариант $a = *$.

Таблица 7

Локальная функция перехода для первого варианта алгоритма транспонирования матрицы

Table 7

Local rule for the 1st matrix transposition algorithm

Номер перехода	Условие перехода	Формула перехода
1	$a = 2$	*idem*
2	$(i \neq n) \wedge (j \neq 1): a = 1$	$s := s_{--}$
	$(i \neq 1) \wedge (j \neq n): a = 0$	$s := s_{++}$
3	$(i = j) \wedge ((i = 1) \vee (i = n))$: *всегда*	$a := *$
	$(i \neq j) \vee ((i \neq 1) \wedge (i \neq n))$: $\left(\exists \alpha \in \{(-,0),(+,0),(0,+),(0,-)\}: a_\alpha = *\right)$	
4	$(i \neq j) \vee ((i \neq 1) \wedge (i \neq n))$: $\left(\forall \alpha \in \{(-,0),(+,0),(0,+),(0,-),(0,0)\}: a_\alpha \neq *\right)$	$a := \neg a$

Приведенный алгоритм (см. табл.7) производит перестановки элементов по диагонали (ячейка меняется с правым верхним либо с левым нижним соседом) аналогично первому алгоритму отражения одномерного массива (см. табл.1). Элементы матрицы, стоящие на линиях, параллельных побочной диагонали, образуют одномерные массивы, которые отражаются независимо. Существенен тот факт, что отражение происходит ровно за m шагов, где m – длина одномерного массива. Так как при транспонировании матрицы дольше всего отражается побочная диагональ, имеющая длину, равную порядку матрицы n, то и весь процесс занимает ровно n шагов. Останов происходит, когда флаги всех ячеек принимают значение $a = *$. На первом шаге это значение выставляется в граничных ячейках главной диагонали (в левой верхней и правой нижней), а затем копируется всеми ячейкам, но только по вертикали и горизонтали (не по диагонали). Остановочное значение флага доходит до главной диагонали за n шагов, что обеспечивает линейную сложность алгоритма.

Рассмотрим второй вариант алгоритма с иными характеристиками КА: окрестностью фон Неймана и замкнутыми границами поля. Состояние ячейки КА описывается четырьмя компонентами $\{s, a, b, f\}$, где s – компонента данных; $a \in \{0,1\}$ – флаг перемещения; $b \in \{0,1\}$ – флаг границы (выделяет часть клеток, которые не взаимодействуют с остальными, создает эффективную границу); $f \in \{0,1,*\}$ – флаг останова. Начальные условия задаются следующим образом:

$$(\forall i, j): s_{i,j} = m_{i,j}, \quad b_{i,j=1} = b_{i=1,j} = a_{i,j=1} = a_{i=1,j} = a_{i=n,j} = a_{i,j=n} = 1;$$
$$(\forall i \notin \{1,n\}, j \notin \{1,n\}): a_{i,j} = \neg a_{i+1,j+1};$$
$$(\forall i \neq 1, j \neq 1): b_{i,j} = 0;$$
$$f_{n,n} = 1;$$
$$(\forall (i,j) \neq (n,n)): f_{i,j} = 0.$$

Данный алгоритм также основан на алгоритме отражения (см. табл.1). Матрица мысленно разбивается на n одномерных массивов (рисунок). За исключением самого длинного их них, все такие массивы независимо отражаются указанным способом, что реализовано условием 1 (табл.8).

Таблица 8

Локальная функция перехода для второго варианта алгоритма транспонирования матрицы

Table 8

Local rule for the 2nd matrix transposition algorithm

Номер перехода	Условие перехода	Формула перехода
1	$(f \neq *) \wedge (a = 0) \wedge (a_{0+} = 1) \wedge (b = 0) \wedge (b_{0+} = 0)$	$s := s_{0+}$
	$(f \neq *) \wedge (f_{+0} \neq *) \wedge (a = 0) \wedge (a_{+0} = 1) \wedge (b = 0) \wedge (b_{+0} = 0)$	$s := s_{+0}$
	$(f \neq *) \wedge (f_{0-} \neq *) \wedge (a = 1) \wedge (a_{0-} = 0) \wedge (b = 0) \wedge (b_{0-} = 0)$	$s := s_{0-}$
	$(f \neq *) \wedge (a = 1) \wedge (a_{-0} = 0) \wedge (b = 0) \wedge (b_{-0} = 0)$	$s := s_{-0}$
2	$(f \neq *) \wedge (a = 1) \wedge (b = 1) \wedge (b_{0-} = 1)$	$s := s_{0-}$
	$(f \neq *) \wedge (a = 0) \wedge (b = 1) \wedge (b_{+0} = 1)$	$s := s_{+0}$
3	$f \neq *$	$a := \neg a$
4	$(f = 1) \vee ((f_{+0} = 1) \wedge (f_{0-} = 1))$	$f := *$
	$(f = 0) \wedge ((f_{+0} = *) \vee (f_{0-} = *))$	$f := 1$

a_{11}	a_{12}	a_{13}	a_{14}	a_{15}	a_{16}	a_{17}
a_{21}	a_{22}	a_{23}	a_{24}	a_{25}	a_{26}	a_{27}
a_{31}	a_{32}	a_{33}	a_{34}	a_{35}	a_{36}	a_{37}
a_{41}	a_{42}	a_{43}	a_{44}	a_{45}	a_{46}	a_{47}
a_{51}	a_{52}	a_{53}	a_{54}	a_{55}	a_{56}	a_{57}
a_{61}	a_{62}	a_{63}	a_{64}	a_{65}	a_{66}	a_{67}
a_{71}	a_{72}	a_{73}	a_{74}	a_{75}	a_{76}	a_{77}

Повекторное представление траспонируемой матрицы
The vector representation of the matrix to transpose

Самый длинный массив, состоящий из первых столбца и строки и образующий эффективную границу, сортируется следующим образом: на каждом шаге то столбец, то строка поочередно циклически сдвигаются соответственно вверх и влево, что обеспечивается условием 2 (см. табл.8). Ячейки этого массива имеют значение $b = 1$, в то время как у всех остальных $b = 0$. Это позволяет изолировать их друг от друга, что необходимо для предотвращения непредусмотренного передвижения элементов через край автомата. Условие 3 отвечает за чередование нулей и единиц во флаге a, который определяет направление движения элементов в соответствии с условиями 1 и 2.

Останов работы алгоритма происходит по значению «*» флага f, распространяющемуся из правого нижнего угла с задержкой в один шаг, что реализовано комбинацией условий 4 локальной функции перехода (см. табл.8). Полное транспонирование матрицы выполняется за $2n-1$ шагов (табл.9).

Таблица 9

Пример работы второго алгоритма транспонирования для матрицы с $n = 4$

Table 9

Cellular automata (table 8 local rule) dynamics for matrix transpose algorithm with $n = 4$

Номер итерации	*a*				*b*				*f*				*s*			
0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	5	9	13
	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	2	6	10	14
	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	3	7	11	15
	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	4	8	12	16
1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	2	5	9	13
	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	3	7	14	10
	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	4	6	15	11
	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	*	1	8	12	16
2	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	5	9	13	2
	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	3	14	7	10
	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	4	8	12	11
	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	*	1	6	15	16
3	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	3	9	13	2
	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	4	8	10	7
	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	*	*	1	14	11	12
	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	*	*	5	6	15	16
4	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	9	13	2	3
	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	4	10	8	7
	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	*	*	1	6	11	12
	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	*	*	5	14	15	16
5	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	4	13	2	3
	0	0	1	0	1	0	0	0	0	*	*	*	1	6	7	8
	0	1	1	0	1	0	0	0	0	*	*	*	5	10	11	12
	0	0	0	0	1	0	0	0	0	*	*	*	9	14	15	16
6	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	13	2	3	4
	1	0	1	0	1	0	0	0	1	*	*	*	1	6	7	8
	1	1	1	0	1	0	0	0	1	*	*	*	5	10	11	12
	1	0	0	0	1	0	0	0	1	*	*	*	9	14	15	16
7	0	0	0	0	1	1	1	1	*	*	*	*	1	2	3	4
	0	0	1	0	1	0	0	0	*	*	*	*	5	6	7	8
	0	1	1	0	1	0	0	0	*	*	*	*	9	10	11	12
	0	0	0	0	1	0	0	0	*	*	*	*	13	14	15	16

Заключение. В завершение представим сравнительные характеристики пяти предложенных алгоритмов отражения: первых трех – относительно вертикали, последних двух – относительно диагонали (табл.10). В условиях классического изолированного КА потребовалось 2-4 дополнительных бита и 4-8 элементарных формул локальных функций перехода для управления процессом отражения векторов и матриц, что, по-видимому, является компромиссным решением для достижения высокого быстродействия, так как все представленные алгоритмы характеризуются линейной сложностью.

Важность проведенной работы обоснована теоретическим интересом к клеточно-автоматному распараллеливанию вычислений определителя матрицы, обратной матрицы и спектра собственных значений (либо характеристического полинома). Логично приступать к этой проблеме, уже имея опыт решения более простых задач. В литературе известно клеточно-автоматное решение для операции перемножения матриц [10] с помощью открытого КА, которое нужно адаптировать для изолированного случая, в то время как рассмотренные операции отражения, а также унарная операция ранее не исследовались.

Таблица 10

Сравнение алгоритмов отражения

Table 10

Comparison of reflection and transposition CA algorithms

Количество флагов	Сложность	Условие останова	Замыкание границ
2 бит	n	По значению	Нет
2 бит	$2n - 4$	*idem*	Есть
1 бит + 1 трит	$1{,}5n - 2$ для $n = 2p$; $1{,}5n - 1{,}5$ для $n = 2p+1$;	*idem*	Есть
1 трит	n	*idem*	Нет
2 бит и 1 трит (шаблон Неймана)	$2n - 1$	*idem*	Есть

Накладные расходы на перепрограммирование матрицы клеточно-автоматного вычислителя для обеспечения логических условий ЛФП и на конфигурирование начального состояния могут оказаться существенными. В таком случае алгоритмы на базе КА с «входами-выходами» представляются более выигрышными по сравнению с изолированными КА. Алгоритмы для изолированных КА не зависят от деталей технической реализации и поэтому более универсальны и сохраняют свое значение, несмотря на вероятность оказаться вычислительно менее эффективными для решения конкретной задачи.

Литература

1. ***Van Schaik A., Delbruck T., Hasler J.*** Neuromorphic engineering systems and applications // Frontiers Media SA, 2015. – 182 p.

2. ***Матюшкин И.В.*** Коннекционистское расширение минимальной модели вычислений. Ч. 1 // Философские проблемы информационных технологий и киберпространства. – 2016. – Т. 11. – № 1. – С. 103–120.

3. ***Гергель В.П., Стронгин Р.Г.*** Основы параллельных вычислений для многопроцессорных вычислительных систем: учеб. пособие. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2003. – 184 с.

4. ***Ефимов С.С.*** Обзор методов распараллеливания алгоритмов решения некоторых задач вычислительной дискретной математики // Математические структуры и моделирование. – 2007. – № 17. – С. 72–93.

5. ***Gavrilov S.V., Matyushkin I.V., Stempkovsky A.L.*** Computability via cellular automata // Scientific and Technical Information Processing. – 2017. – Vol. 44. – No. 5. – P. 1–15.

6. ***Матюшкин И.В., Жемерикин А.В., Заплетина М.А.*** Клеточно-автоматные алгоритмы сортировки строк и умножения целых чисел по схеме Атрубина // Изв. вузов. Электроника. – 2016. – Т.21. – №6. – С. 557–565.

7. ***Atrubin A.J.*** A one-dimensional real-time iterative multiplier // IEEE Trans. on Electronic Computers. – 1965. – Vol. EC-14. – No.3. – P. 394–399.

8. ***Варшавский В.И., Мараховский В.Б., Песчанский В.А., Розенблюм Л.Я.*** Однородные структуры. Анализ. Синтез. Поведение. – М.: Энергия, 1973. – С. 112–123.

9. ***Legendi T., Katona E.*** Megacell machine // Proc. of the International Conference on Vector and Parallel Processors in Computational Science III (25–28 August 1987). – 1987. – Vol.8. – Iss.2. – P. 195–199.

10. ***Katona E.*** Cellular algorithms for binary matrix operations // Lecture Notes in Computer Science: International Conf. on Parallel Processing, CONPAR 1981. – Berlin, Heidelberg: Springer, 1981. – Vol.111. – P. 205–209.

11. ***Stojanović N.M., Milovanović I.Ž., Stojčev M.K., Milovanović E.I.*** Matrix-vector multiplication on a fixed size unidirectional systolic array // Computers and Mathematics with Applications. – 2000. – Vol.40. – P. 1189–1203.

12. ***Болотов А.А., Кудрявцев В.Б., Подколзин А.С.*** Теория однородных структур. – М.: Наука, 1990. – 296 с.

Поступила в редакцию 19.08.2018. г.; после доработки 19.08.2018 г. принята к публикации 27.11.2018 г.

Матюшкин Игорь Валерьевич – кандидат физико-математических наук, ведущий исследователь отдела систем автоматизированного проектирования интегральных схем Института проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук (Россия, 124681, г. Москва, г. Зеленоград, ул. Советская, д. 3), imatyushkin@niime.ru

Заплетина Мария Андреевна – инженер-исследователь отдела систем автоматизированного проектирования интегральных схем Института проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук (Россия, 124681, г. Москва, г. Зеленоград, ул. Советская, д. 3), zapletina_mariya@mail.ru

References

1. Van Schaik A., Delbruck T., Hasler J. *Neuromorphic Engineering Systems and Applications.* Frontiers Media SA, 2015. 182 p.

2. Matyushkin I.V. Connectionism expansion of minimal model of computation. *Filosofskiye problemy informatsionnykh tekhnologiy i kiberprostranstva = Philosophical problems of IT and Cyberspace*, 2016, no. 1, vol. 11, pp. 103–120. (in Russian).

3. Gergel. V.P., Strongin R.G. *Basics of parallel computing for multiprocessor computing systems: a tutorial*. Nizhny Novgorod, Publishing house of the Nizhny Novgorod State University named after N.I. Lobachevsky, 2003. 184 p. (in Russian).

4. Efimov S.S. A review of parallel methods for solutions of some discrete computational mathematics problems. *Matematicheskiye struktury i modelirovaniye = Mathematical structures and modeling*, 2007, no. 17, pp. 72–93. (in Russian).

5. Gavrilov S.V., Matyushkin I.V., Stempkovsky A.L. Computability via Cellular Automata. *Scientific and Technical Information Processing*, 2017, vol. 44, no. 5, pp. 1–15.

6. Matyushkin I.V., Zhemerikin A.V., Zapletina M.A. Cellular automata algorithms for sorting of strings and integer numbers multiplication based on Atrubin's scheme. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics*, 2016, vol.21, no. 6, pp. 557–565. (in Russian).

7. Atrubin A.J. A One-Dimensional Real-Time Iterative Multiplier. *IEEE Trans. on Electronic Computers*, 1965, vol. EC-14, no.3, pp. 394–399.

8. Varshavskii V.I., Marahovskii V.B., Peschanskii V.A., Rosenblyum L.Ya. *Homogeneous structures. Analysis. Synthesis. Behavior*. Moscow, Energy Publ., 1973, pp. 112–123. (in Russian).

9. Legendi T., Katona E. Megacell machine. *Proceedings of the International Conference on Vector and Parallel Processors in Computational Science III*, 1987, vol. 8, iss. 2, pp. 195–199.

10. Katona E. Cellular Algorithms for Binary Matrix Operations. *International Conference on Parallel Processing, CONPAR 1981. Lecture Notes in Computer Science*, 1981, vol.111, pp. 205–209.

11. Stojanović N.M., Milovanović I.Ž., Stojčev M.K., Milovanović E.I. Matrix-vector Multiplication on a Fixed Size Unidirectional Systolic Array. *Computers and Mathematics with Applications*, 2000, vol.40, pp. 1189–1203.

12. Bolotov A.A., Kudryavcev V.B., Podkolzin A.S. *The theory of homogeneous structures*. Moscow, Science, 1990. 296 p. (in Russian).

Received 19.08.2018; Revised 19.08.2018; Accepted 27.11.2018.

Information about the authors:

Igor V. Matyushkin – Cand. Sci. (Phis.-Math.), Leading Researcher of the EDA Department, Institute for Design Problems in Microelectronics of Russian Academy of Sciences (Russia, 124365, Moscow, Zelenograd, Sovetskaya str., 3), imatyushkin@niime.ru

Mariya A. Zapletina – Research Engineer of the EDA Department, Institute for Design Problems in Microelectronics of Russian Academy of Sciences (Russia, 124365, Moscow, Zelenograd, Sovetskaya str., 3), zapletina_mariya@mail.ru

УДК 621.396.96 DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-64-71

Определение потерь распространения радиолокационной волны вблизи земной поверхности

Е.И. Минаков, Г.А. Валихин

Тульский государственный университет, г. Тула, Россия

eminakov@mail.ru

Определение влияния подстилающей поверхности на распространение электромагнитной волны UHF- и SHF-диапазонов играет решающую роль в проектировании радиосвязных, радиолокационных, телевизионных и мобильных станций. В работе рассмотрен новый метод определения влияния земной поверхности, учитывающий отражение от земной поверхности, рассеивание и поглощение радиоволн в атмосфере. Проведены расчеты коэффициента отражения, потерь распространения радиоволны, потенциала радиосвязной и локационной станций. Показано, что для обеспечения наименьшего влияния отражающей поверхности на дальность распространения радиоволны необходимо части радиосвязной (локационной) системы располагать под углом Брюстера, поскольку модуль коэффициента отражения электромагнитной волны от поверхности при этом минимален. Установлено, что сильная изрезанность подстилающей поверхности позволяет минимизировать ее влияние на потенциальные характеристики разрабатываемых устройств. Это объясняется расфокусировкой отраженной электромагнитной волны и уменьшением ее амплитуды на приемном конце системы. Полученные результаты представляют интерес для оптимизации параметров разрабатываемых радиосвязных и локационных систем, а также при проложении радиосвязной трассы.

Ключевые слова: потери распространения радиолокационной волны; отражение от земной поверхности; коэффициент отражения радиоволны; комплексная диэлектрическая постоянная; угол Брюстера

Для цитирования: Минаков Е.И., Валихин Г.А. Определение потерь распространения радиолокационной волны вблизи земной поверхности // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 64–71. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-64-71

© Е.И. Минаков, Г.А. Валихин, 2019

Determination of Propagation Factor of a Radar Wave Near Earth Surface

E.I. Minakov, G.A. Valikhin

Tula State University, Tula, Russia

eminakov@mail.ru

Abstract: Determining the influence of the underlying surface on the propagation of an electromagnetic wave of the UHF and SHF bands plays a crucial role in the design of the radio communications, radar, television and mobile stations. In the work a new method for determining the influence of the earth surface has been considered taking into account the reflection from the earth surface, scattering and absorption of radio waves in the earth atmosphere. The reflection coefficient, the propagation factor of the radio wave, the potential of the radio communication and location station have been calculated. It has been shown that to ensure the smallest influence of the reflecting surface on the propagation distance of radio waves, it is necessary to arrange the parts of the radio communication (location) system at the Brewster angle, since the modulus of the reflection coefficient of the electromagnetic wave from the surface is minimal. It has been determined that the strong irregularity of the underlying surface also minimizes its effect on the potential characteristics of the devices being developed. It has been explained that this is due to the defocusing of the reflected electromagnetic wave and a decrease in its amplitude at the receiving end of the system. The results obtained are of interest for optimization of the parameters of the developed radio communication and location systems, as well as during the laying of the radio communication route.

Keywords: the propagation factor of the radar wave; reflection from the earth surface; the reflection coefficient of the radio wave; the complex dielectric constant; the Brewster angle.

For citation: Minakov E.I., Valikhin G.A. Determination of propagation factor of a radar wave near earth surface. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 64–71. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-64-71

Введение. В настоящее время в охранных и связных системах широко распространены радиосвязные передатчики и радиолокационные устройства, работающие в SHF- и UHF-диапазонах длин волн [1]. К таким устройствам относятся радиосвязные, телевизионные, мобильные, радиолокационные станции. Проектирование радиоустройств в данных диапазонах длин волн обеспечивает снижение конечной стоимости разрабатываемой техники за счет высокой доступности элементной базы и увеличение дальности распространения радиолокационной волны при заданных параметрах диаграммы направленности антенны. Относительно высокая длина электромагнитной волны позволяет применять в разрабатываемых устройствах передовые технологии цифрового диаграммообразования, улучшающие потенциальные характеристики радиосвязной и локационной станций за счет формирования узконаправленного луча диаграммы направленности на прием в широком секторе.

На распространение электромагнитной волны в SHF- и UHF-диапазонах сильное влияние оказывает ее отражение от земной поверхности – электромагнитная волна

уменьшается по амплитуде и изменяет свою фазу. Эти изменения осуществляются под воздействием следующих факторов: коэффициента отражения, неоднородности отражающей поверхности и коэффициента кривизны земной поверхности. Согласованность по фазе прямой и отраженной радиолокационной волны обеспечивает увеличение мощности на приемном конце радиосвязной (локационной) системы до 5 дБ, в то же время разность в фазе данных волн приводит к их вычитанию и потере информационного сообщения.

Цель настоящей работы – разработка метода расчета потерь распространения электромагнитной волны вблизи земной поверхности, учитывающего влияние коэффициента отражения, неоднородности отражающей поверхности и коэффициента кривизны земной поверхности. Учет потерь распространения, определенных разработанным методом при проектировании радиосвязной (локационной) системы, позволит уточнить их эксплуатационные характеристики и уменьшить расходы при вводе данных систем в эксплуатацию.

Описание метода. Упрощенная схема радиосвязи в условиях отражения радиолокационной волны от местности представлена на рис.1. Прямой путь радиолокационной волны осуществляется между точками *AB* и соответствует расстоянию R_d, отраженный – между точками *ACB* и соответствует расстоянию R_i. Электромагнитная волна падает на поверхность в точке *C* под углом скольжения Ψ_g. Высоты установки антенн передатчика в точке *A* и приемника в точке *B* обозначены на рисунке как h_r и h_t соответственно. Разница длин между прямым путем электромагнитной волны и отраженным обычно достаточно мала. Амплитуда сигнала, прошедшего по отраженному пути от передатчика к приемнику, меньше амплитуды сигнала, прошедшего прямым путем. Это объясняется меньшим коэффициентом усиления приемной антенны в его направлении и изменениями в амплитуде и фазе, которым сигнал подвергся в точке *C* и которые обусловлены коэффициентом отражения радиоволны от земной поверхности.

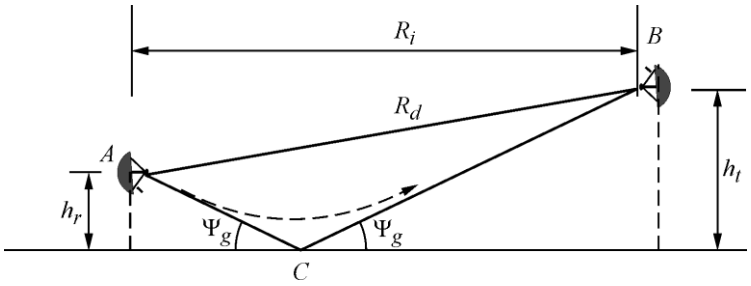


Рис.1. Упрощенная схема радиосвязи
Fig.1. Simplified scheme of radio connection

Коэффициент отражения радиоволны от подстилающей поверхности в точке *C* при вертикальной и горизонтальной поляризации, согласно [2], зависит от частоты, комплексной диэлектрической постоянной отражающей поверхности ε, угла скольжения электромагнитной волны ψ и описывается уравнениями

$$\Gamma_v = \frac{\varepsilon \sin\psi - \sqrt{\varepsilon - (\cos\psi)^2}}{\varepsilon \sin\psi + \sqrt{\varepsilon - (\cos\psi)^2}},$$

$$\Gamma_h = \frac{\sin\psi - \sqrt{\varepsilon - (\cos\psi)^2}}{\sin\psi + \sqrt{\varepsilon - (\cos\psi)^2}}.$$

Комплексная диэлектрическая постоянная отражающей поверхности зависит от длины электромагнитной волны и может быть найдена в справочной литературе. При падении радиоволны на морскую воду комплексная диэлектрическая постоянная, согласно [2], имеет вид

$$\varepsilon = \varepsilon^{/} - i\varepsilon^{//} = 65 - 30,7i\,.$$

Зависимость модуля и фазы коэффициента отражения электромагнитной волны от морской воды от угла скольжения радиоволны для станции SHF-диапазона приведена на рис. 2.

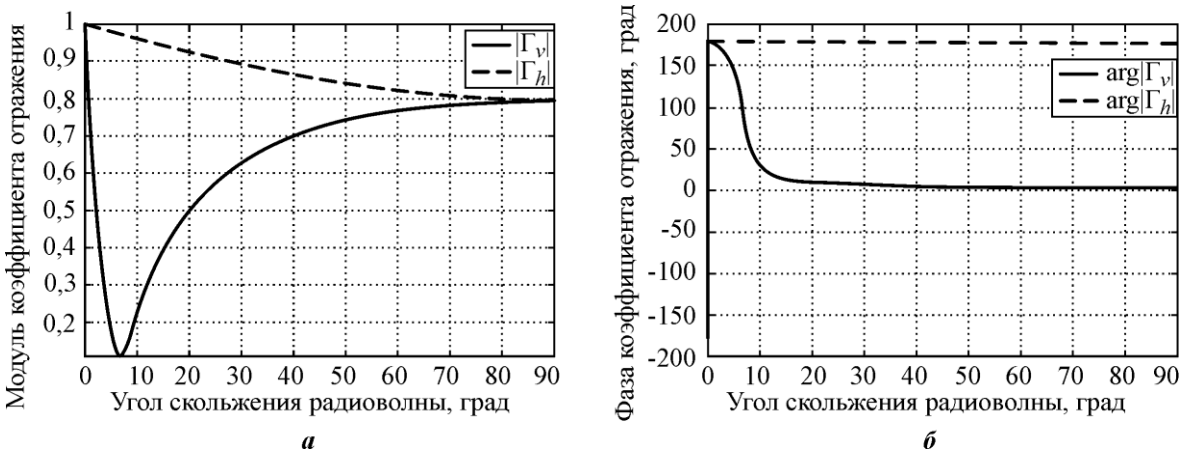


Рис.2. Зависимость модуля (*а*) и фазы (*б*) коэффициента отражения от угла скольжения радиоволны
Fig.2. Reflection coefficient's absolute value (*a*) and phase (*b*) dependency on the glancing angle

Исходя из рис. 2, максимальный коэффициент отражения и сдвиг фазы отражаемого сигнала для радиолокационной волны с вертикальной поляризацией соответствует минимальному углу скольжения волны. Модуль коэффициента отражения от земной поверхности имеет отчетливый минимум. Угол, которому соответствует данный минимум, называется углом Брюстера. Модуль коэффициента отражения радиоволны с горизонтальной поляризацией также максимален при малых углах скольжения и постепенно уменьшается при увеличении угла скольжения. Фазовый сдвиг радиоволны с горизонтальной поляризацией при всех значениях угла скольжения близок к 180°, что увеличивает потери при суммировании прямой и отраженной радиоволн на приемном конце.

Таким образом, для минимизации влияния земной поверхности на потенциал радиовещательной станции целесообразно использовать вертикальную поляризацию радиолокационной волны и устанавливать передатчик и приемник под заданным углом места для обеспечения угла скольжения радиоволны, равного углу Брюстера.

Отметим, что при работе радиовещательного устройства или локатора не по морской поверхности происходит дополнительное уменьшение амплитуды электромагнитной волны при ее отражении за счет неровности подстилающей поверхности [3]. В общем случае отражения от неровной поверхности вносят существенные произвольные изменения фазы и амплитуды электромагнитной волны и приводят к появлению некогерентной части отраженного сигнала. Влияние неровности отражающей поверхности на коэффициент отражения электромагнитной волны определяется следующим выражением:

$$K_n = e^{-2\cdot\left(\frac{2\pi\sigma_r\cdot\sin\psi}{\lambda}\right)^2},$$

где K_n – коэффициент уменьшения амплитуды электромагнитной волны при ее отражении от неровной подстилающей поверхности; σ_r – среднеквадратическое отклонение перепада высот в области работы станции; λ – длина волны.

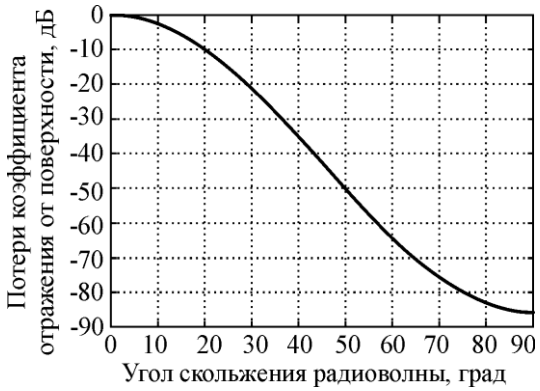


Рис.3. Зависимость падения коэффициента отражения от поверхности от угла скольжения радиоволны

Fig.3. Dependence of losses in reflection coefficient on the glancing angle

Изменения коэффициента отражения электромагнитной волны за счет неровности отражающей поверхности для среднепересеченной местности показаны на рис.3.

Радиоволна отражается от точки *C* и с учетом кривизны земной поверхности изменяет свой путь (см. рис.1). За счет кривизны земной поверхности отраженная энергия расфокусируется, а плотность потока мощности на приемном конце системы уменьшается. Поэтому для нахождения коэффициента отражения в сторону приемной части радиовещательной системы необходимо учесть и коэффициент кривизны земной поверхности [2]:

$$K_к = \frac{1}{\sqrt{1+\frac{2r_1r_2}{r_e r\cdot\sin(\psi)}}},$$

где r_1 и r_2 – длины дуг, проведенных по земной поверхности от проекций точки *A* и точки *B* на земную поверхность к точке *C* соответственно; r_e – эффективный радиус земной поверхности; r – длина дуги между проекциями точек *A* и *B* на земную поверхность.

Зависимость коэффициента кривизны земной поверхности от угла скольжения радиоволны при расстоянии между приемником и передатчиком радиовещательной системы 3 км приведена на рис. 4. Коэффициент кривизны земной поверхности минимален и, соответственно, вносит наибольшее ослабление в полный коэффициент отражения радиоволны от поверхности при малых значениях угла скольжения. Отметим, что на малых расстояниях коэффициент кривизны земной поверхности близок к единице и задачу вычисления оптимальных высот установки передающей и приемной антенн радиовещательной системы можно решать, пренебрегая им (пользуясь допущением «плоской земли»).

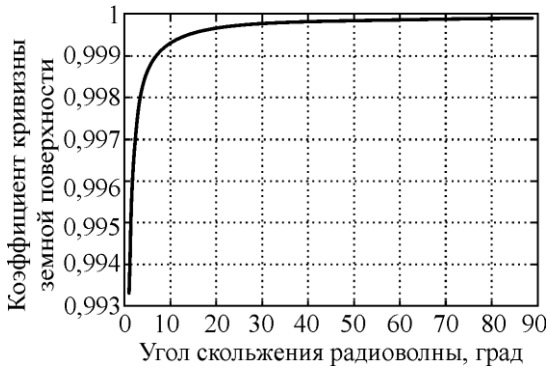


Рис.4. Зависимость коэффициента кривизны земной поверхности от угла скольжения радиоволны

Fig.4. Dependence of earth-curve coefficient on the glancing angle

Распространяясь вблизи земной поверхности, энергия электромагнитной волны также подвержена потерям, связанным с их аттенюацией в атмосфере, которая возникает при наличии тумана, дождя, пыли и облаков. Энергия поглощается водяными парами в атмосфере и преобразуется в тепло. Зависимость аттенюации электромагнитной волны в атмосфере от расстояния описывается выражением

$$L = e^{-\xi \alpha R},$$

где ξ – коэффициент аттенюации, зависящий от частоты и плотности поглощающих частиц в атмосфере [4]; R – расстояние.

Комплексный коэффициент отражения электромагнитной волны от подстилающей поверхности, учитывающий длину волны, угол скольжения волны, неровность подстилающей поверхности и ее кривизну, а также аттенюацию волны при ее распространении в атмосфере, имеет вид

$$|K| = |\Gamma| K_n K_к L.$$

Для определения влияния комплексного коэффициента отражения от земной поверхности на потенциал станции в формулы радиолокации и радиовещания введем множитель потерь радиоволны вблизи подстилающей поверхности:

$$P_{рв} = F^2 \frac{P_t G_{пер} G_{пр} \lambda^2}{(4\pi)^2 R^2}, \quad P_{рл} = F^4 \frac{P_t G_{пер} G_{пр} \sigma}{(4\pi)^3 R^4},$$

где $P_{рв}$, $P_{рл}$ – мощность на приемном конце радиовещательной и радиолокационной системы соответственно; F – множитель ослабления радиоволны; P_t – мощность на передающем конце системы; $G_{пер}$, $G_{пр}$ – коэффициенты усиления антенны на передачу и прием соответственно; R – расстояние до приемника (цели).

Множитель ослабления радиоволны определяется выражением

$$F = \sqrt{1 + |K|^2 + 2|K|\cos(\alpha)}, \qquad (1)$$

где $|K|$ – модуль комплексного коэффициента отражения волны от поверхности.

Изменение фазы электромагнитной волны в ходе распространения вблизи подстилающей поверхности определяется как

$$\alpha = \Psi + \arg(\Gamma), \qquad (2)$$

где $\arg(\Gamma)$ – фаза коэффициента отражения от поверхности; Ψ – разница между набегом фазы при прямом и отраженном распространении радиоволны от радиолокатора до цели:

$$\Psi = \frac{2\pi \Delta R}{\lambda} = \frac{4\pi h_ц h_л}{\lambda R}. \qquad (3)$$

Здесь $h_ц$, $h_л$ – высота цели и локатора над горизонтом соответственно.

Полученная из (1), (2), (3) зависимость множителя ослабления радиоволны SHF-диапазона с вертикальной поляризацией при ее отражении от морской поверхности от угла места на приемник (цель) представлена на рис.5.

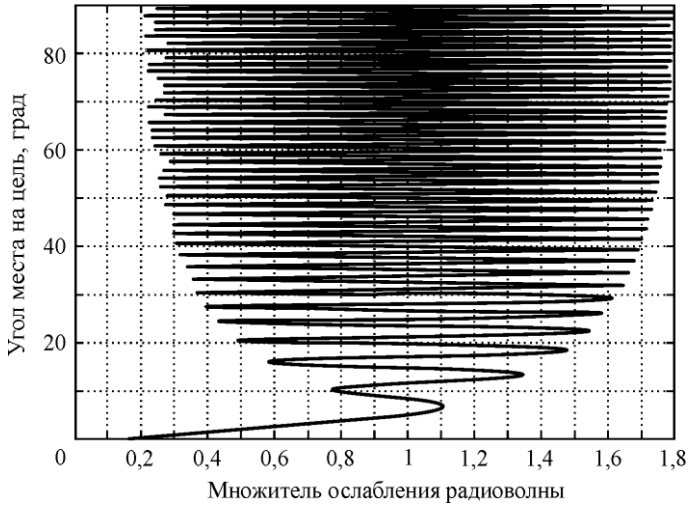


Рис.5. Зависимость множителя ослабления радиоволны от угла места на цель
Fig.5. Dependence of propagation factor on the elevation angle

Анализ результатов. Согласно рис.5 множитель ослабления минимален при малых углах места, а наименьшее влияние земной поверхности на распространение радиолокационной волны достигается вблизи угла Брюстера. Оптимальную высоту подвеса радиолокационной станции при этом можно определить как

$$h_{л} = R \cdot \cos(\psi_{Б}) + h_{ц}, \qquad (4)$$

где $\psi_{Б}$ – угол Брюстера.

Согласно (4) расположение передатчика на высоте, соответствующей максимуму множителя ослабления электромагнитной волны для выбранного диапазона частот, увеличивает энергетический потенциал радиолокационной станции на 10 дБ и мощность на приемном конце радиовещательной системы на 5 дБ. Это позволяет увеличить дальность обнаружения объектов радиолокационной станцией и дальность радиосвязи в два раза по отношению к распространению радиоволны в свободном пространстве. Расположение на высоте, соответствующей минимуму множителя ослабления, уменьшает энергетический потенциал радиолокационной станции на 28 дБ и мощность на приемном конце радиовещательной системы на 14 дБ, что приводит к уменьшению дальности обнаружения целей и радиосвязи в 20 раз по отношению к распространению радиоволны в свободном пространстве.

Следует отметить, что компенсация потерь, вызываемых отражением волны от отражающей поверхности путем увеличения энергетики радиолокационной или радиовещательной системы, повлечет за собой чрезмерное увеличение массогабаритных и ценовых характеристик разрабатываемой продукции.

Заключение. Для точного определения эксплуатационных характеристик радиолокационных и радиовещательных систем SHF- и UHF-диапазонов требуется включение в формулы радиолокации и связи множителя ослабления электромагнитной волны вблизи подстилающей поверхности. Данный множитель зависит от угла на цель, длины волны, атмосферных затуханий, кривизны и однородности подстилающей поверхности. Его минимизация может быть осуществлена расположением приемного и передающего концов радиовещательной и радиолокационной системы на высотах, обеспечивающих значение угла места на цель, близкое к углу Брюстера, а также выбором трасс радиосвязных линий с большим уровнем изрезанности подстилающей поверхности.

Расчет потенциальных характеристик радиолокационных и связных станций с учетом комплексного коэффициента отражения подстилающей поверхности, согласно предложенному методу, позволит минимизировать массу и габариты разрабатываемой продукции при выполнении заданых технических характеристик. Пренебрежение влиянием земной поверхности на распространение электромагнитных волн SHF- и UHF-диапазонов при расчете и установке радиолокационных и радиосвязных систем может повлечь за собой как серьезное уменьшение уровня сигнала на приемном конце системы, так и его полное исчезновение за счет несогласованности электромагнитной волны, прошедшей по прямому и отраженному пути.

Литература

1. ***Бабков В.Ю.*** Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование: учеб. пособие. – М.: ГЛТ, 2013. – 222 с.

2. ***Merrill I. Skolnik.*** Introduction to radar systems. – 3 ed. – N.Y.: Electronic Industry Press, 2014. – 762 p.

3. ***Damien Closson.*** Land applications of radar remote sensing. – Rijeka: Intech, 2014. – 307 p.

4. ***Грибков А.С.*** Радиолокационные характеристики объектов. Методы исследования. – М.: Радиотехника, 2015. – 312 с.

Поступила в редакцию 09.07.2018. г.; после доработки 09.07.2018 г.; принята к публикации 27.11.2018 г.

Минаков Евгений Иванович – доктор технических наук, доцент кафедры радиотехники Тульского государственного университета (Россия, 300012, г. Тула, пр. Ленина, 92), eminakov@mail.ru

Валихин Глеб Алексеевич – аспирант кафедры радиотехники Тульского государственного университета (Россия, 300012, г. Тула, пр. Ленина, 92), glebvalihin@yandex.ru

References

1. Babkov V.Yu. *Mobile networks. Frequency-area planning: Tutorial*. Moscow, GLT Publ., 2013. 222 p. (in Russian).

2. Merrill I. Skolnik. *Introduction to Radar Systems. Third edition*. Electronic Industry Press., N.Y., 2014. 762 p.

3. Damien Closson. *Land Applications of Radar Remote Sensing*. Rijeka, Intech, 2014. 307 p.

4. Gribkov A.S. *Radio surveillance features of different objects. Research methods*. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2015. 312 p. (in Russian).

Received 09.07.2018; Revised 09.07.2018; Accepted 27.11.2018

Information about the authors:

Evgeny I. Minakov – Dr. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Radioengineering Department, Tula State University (Russia, 300012, Tula, Lenin's prospekt, 92), eminakov@mail.ru

Gleb A. Valikhin – PhD student of the Radioengineering Department, Tula State University (Russia, 300012, Tula, Lenin's prospekt, 92), glebvalihin@yandex.ru

УДК 621.37:621.391 DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-72-78

Модель вектора состояния в виде квазислучайного процесса для комплексного аэрологического радиозондирования атмосферы

Ю.М. Ермошенко

ООО «Аэроприбор», г. Москва, Россия

meteoru@yandex.ru

Одним из возможных путей совершенствования технических средств аэрологического зондирования атмосферы является внедрение комплексных систем, объединяющих методы радиолокационного и спутникового сопровождения радиозонда в полете. При этом требуется решить ряд частных задач: разработать модели радиосигналов, передаваемых радиозондом, и помех, воздействующих на них, математические модели движения радиозонда в атмосфере; обосновать и выбрать метод комплексирования измерителей пространственного положения радиозонда; разработать алгоритмы комплексной обработки информации о пространственных координатах радиозонда и т.д. В работе рассмотрен вариант упрощения модели динамики вектора состояния в виде квазислучайного процесса для задачи комплексного аэрологического радиозондирования атмосферы. Показано, что предложенный вариант позволяет перейти от системы стохастических дифференциальных уравнений к модели вектора состояния в виде квазислучайного процесса. Это обеспечивает возможность аналитического решения уравнения Стратоновича и тем самым повышает точность и конструктивность алгоритмов оценивания компонент вектора состояния в задаче комплексного аэрологического радиозондирования атмосферы.

Ключевые слова: квазислучайный процесс; вектор состояния; аэрологический радиозонд; аэрологическая станция; аэрологическое радиозондирование атмосферы

Для цитирования: Ермошенко Ю.М. Модель вектора состояния в виде квазислучайного процесса для комплексного аэрологического радиозондирования атмосферы // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 72–78. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-72-78

© Ю.М. Ермошенко, 2019

Model of State Vector in the Form of a Quasi-Random Process for Complex Upper-Air Sounding of the Atmosphere

Yu.M. Ermoshenko

«Aeropribor» LLC, Moscow, Russia

meteoru@yandex.ru

Abstract: One of possible ways to improve the technical means of air sensing is the introduction of complex systems, in which the methods of radar and satellite tracking of the radiosonde in flight are used. In this case it is necessary to solve a number of specific problems, such as the development of models of radar signals, transmitted by the radiosonde of noise affecting them, the development of mathematical models of the movement of the radiosonde in the atmosphere, to justify and to choose the method of integration of special position of the radiosonde meters and the development of algorithm for integrated processing of information about the special coordinates of the radiosonde, etc. In the work a variant of simplifying the model of the state vector dynamics by the quasi-random process in the problem of complex aerological radiosonding of atmosphere has been considered. It has been shown that the proposed variant permits to move from the system of stochastic differential equations to the model of the state vector in the form of a quasi-random process. This provides an analytical solution of the Stratonovich equation and thus, improves the accuracy and constructability of the algorithm for estimating the components of the state vector in the problem of the complex aerological radiosonding in atmosphere.

Keywords: quasi-random process; state vector; upper-air radiosonde; upper-air station; upper-air radiosonde.

For citation: Ermoshenko Yu.M. Model of state vector in the form of a quasi-random process for complex upper-air sounding of the atmosphere. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 72–78. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-72-78

Введение. Данные аэрологического зондирования атмосферы находят широкое применение, в том числе в сфере безопасности полетов гражданской авиации. Аэрологические данные в виде карт барической топографии поступают в авиационные метеорологические службы и являются важнейшим элементом прогнозирования погоды на воздушных трассах и в районах аэропортов. Следовательно, актуальной является задача совершенствования всей системы аэрологического зондирования атмосферы и в первую очередь – технических средств получения необходимой аэрологической информации.

Получение оптимальных алгоритмов обработки сигналов аэрологической радиолокационной станции и ретранслированных с аэрологического радиозонда (АРЗ) сигналов спутниковых навигационных систем (СНС) ГЛОНАСС и/или GPS основано на определении апостериорной плотности вероятности вектора состояния, которая удовлетворяет уравнению Стратоновича [1–4]. Однако точное аналитическое решение уравнения Стратоновича можно получить не всегда. В ряде работ, например в [5], приведены частные случаи аналитического решения уравнения Стратоновича.

В настоящей работе рассматривается вариант обоснованного упрощения модели вектора состояния. Данное упрощение основано на том, что для марковского процесса в любой момент времени t_k всегда найдутся полуинтервалы $\left[t_k, t_k + T\right)$, на которых с заданной точностью случайный марковский процесс может быть аппроксимирован квазислучайным процессом. В этом случае удается получить аналитическое решение уравнения Стратоновича. Отметим, что квазислучайные процессы достаточно часто используются на практике в задачах синтеза радиотехнических систем.

Модель вектора состояния в задаче комплексного аэрологического радиозондирования. Как показано в работах [2, 4, 6, 7] для задачи комплексного аэрологического радиозондирования атмосферы вектор состояния имеет вид

$$\mathbf{X}(t) = \left[x(t), y(t), z(t), V_x(t), V_y(t), V_z(t), a_x(t), a_y(t), a_z(t), \phi_{\text{р}}(t) \Delta\omega_{\text{р}}(t), \delta d(t) \right]^T,$$

где координаты АРЗ, проекции его скорости и ускорения на оси гринвичской прямоугольной системы координат, а также ряд сопутствующих параметров описываются следующими уравнениями:

$$\dot{x}(t) = V_x(t), x(0) = x_0,\ \dot{y}(t) = V_y(t), y(0) = y_0,\ \dot{z}(t) = V_z(t), z(0) = z_0, \tag{1}$$

$$\dot{V}_x(t) = a_x(t), V_x(0) = V_{x0},\ \dot{V}_y(t) = a_y(t), V_y(0) = V_{y0},\ \dot{V}_z(t) = a_z(t), V_z(0) = V_{z0}, \tag{2}$$

$$\begin{gathered}
\dot{a}_x(t) = -(\rho_1 + \rho_2) a_x(t) + \sqrt{(\rho_1 + \rho_2)\sigma_{ax}^2}\, n_{ax}(t),\ a_x(0) = a_{x0}, \\
\dot{a}_y(t) = -(\rho_1 + \rho_2) a_y(t) + \sqrt{(\rho_1 + \rho_2)\sigma_{ay}^2}\, n_{ay}(t),\ a_y(0) = a_{y0}, \\
\dot{a}_z(t) = -(\rho_1 + \rho_2) a_z(t) + \sqrt{(\rho_1 + \rho_2)\sigma_{az}^2}\, n_{az}(t),\ a_z(0) = a_{z0},
\end{gathered} \tag{3}$$

$$\dot{\phi}_{\text{р}i}(t) = \Delta\omega_{\text{р}}(t) - \frac{\omega_{\text{р}}}{c} \dot{d}_{i\Sigma}(t) + \sqrt{\frac{N_\phi}{2}}\, n_\phi(t),\ \phi_{\text{р}i}(0) = \phi_{\text{р}i0}, \tag{4}$$

$$\Delta\dot{\omega}_{\text{р}i}(t) = -\vartheta_\omega \Delta\omega_{\text{р}i}(t) + \sqrt{2\vartheta_\omega \sigma_\omega^2}\, n_{\Delta\omega}(t),\ \Delta\omega_{\text{р}i}(0) = \Delta\omega_{\text{р}i0}, \tag{5}$$

$$\delta\dot{d}(t) = 0,\ \delta d(0) = \delta d_0. \tag{6}$$

Здесь ρ_1 – коэффициент, определяемый аэродинамическими характеристиками АРЗ; ρ_2 – параметр, характеризующий ширину спектра флуктуаций скорости ветра; $\sigma_{ax}^2, \sigma_{ay}^2, \sigma_{az}^2$ – дисперсии флуктуаций ускорения, зависящие от характера движения АРЗ в атмосфере; $\frac{\omega_{\text{р}}}{c} \dot{d}_{i\Sigma}(t)$ – доплеровское смещение частоты; N_ϕ – величина, характеризующая естественную нестабильность задающего генератора; $n_{ax}(t), n_{ay}(t), n_{az}(t)$, $n_\phi(t), n_{\Delta\omega}(t)$ – формирующие белые гауссовские шумы (БГШ) с нулевыми математическими ожиданиями и единичными дисперсиями; ϑ_ω – коэффициент, характеризующий ширину спектра флуктуаций частоты задающего генератора; σ_ω^2 – дисперсия флуктуаций частоты задающего генератора; $\phi_{\text{р}}$, $\Delta\omega_{\text{р}}$ – случайная фаза принятого ретранслированного сигнала и уход частоты задающего генератора ретранслятора АРЗ соответственно; δd – ошибка определения дальности; d_Σ – псевдодальность для одного навигационного космического аппарата (НКА), которая выражается в виде суммы:

$$d_{\Sigma} = d_1 + d_2 + \Delta d_{is} + \Delta d_{ts} + \Delta d_{eph} + \left(\Delta d_{\phi} + \Delta d_{\phi p}\right) + \Delta d_{tl} + \Delta d'_{tl} + \Delta d_{\text{ш.р}},$$

где d_1 – расстояние от НКА до АРЗ в момент излучения и приема сигнала; Δd_{is}, Δd_{ts}, Δd_{eph} – прирост дальности за счет ионосферной задержки сигнала, тропосферной задержки сигнала и неточного прогноза эфемерид соответственно; Δd_{ϕ} – небольшие случайные изменения псевдодальности, вызванные, например, осцилляциями и уходом частоты цезиевого и рубидиевого стандарта передатчика НКА; Δd_{tl} – прирост дальности, вызванный сдвигом шкал времени на АРЗ и НКА; d_2 – расстояние от АРЗ до наземного пункта обработки информации в момент излучения и приема сигнала; $\Delta d_{\phi_{\text{р}}}$ – случайные изменения псевдодальности, вызванные, например, осцилляциями и уходом частоты задающего генератора передатчика широкополосного ретранслятора АРЗ; $\Delta d'_{tl}$ – прирост дальности, вызванный сдвигом шкал времени на АРЗ и наземном пункте обработки информации; $\Delta d_{\text{ш.р}}$ – прирост дальности, обусловленный временем задержки сигнала в широкополосном ретрансляторе.

Модель динамики изменения компонент вектора состояния можно представить в виде диффузионного марковского процесса:

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{F}\mathbf{X}(t) + \mathbf{C}\mathbf{U}(t) + \mathbf{G}\mathbf{N}(t),\ \mathbf{X}(0) = \mathbf{X}_0, \tag{7}$$

где $\mathbf{U}(t)$ – вектор управления; $\mathbf{N}(t)$ – вектор формирующих БГШ; $\mathbf{F}$, $\mathbf{C}$, $\mathbf{G}$ – соответственно известные матрицы состояния, управления и возмущения, ненулевые элементы которых имеют вид

$$f_{1,4} = f_{2,5} = f_{3,6} = f_{4,7} = f_{5,8} = f_{6,9} = 1,\ f_{7,7} = f_{8,8} = f_{9,9} = -(\rho_1 + \rho_2),\ f_{10,11} = 1,\ f_{11,11} = -\vartheta_{\omega};$$

$$c_{10,1} = -K_{xi},\quad c_{10,2} = -K_{yi},\quad c_{10,3} = -K_{zi};\quad g_{7,1} = \sqrt{(\rho_1 + \rho_2)\sigma^2_{ax}},\quad g_{8,2} = \sqrt{(\rho_1 + \rho_2)\sigma^2_{ay}},$$

$$g_{9,3} = \sqrt{(\rho_1 + \rho_2)\sigma^2_{az}},\ g_{10,4} = \sqrt{\frac{N_{\phi}}{2}},\ g_{11,5} = \sqrt{2\vartheta_{\omega}\sigma^2_{\omega}}.$$

Направляющие косинусы K_{xi}, K_{yi}, K_{zi} определяются выражениями:

$$K_{xi}(t) = \frac{x(t) - x_i(t)}{d_1(t)},\quad K_{yi}(t) = \frac{y(t) - y_i(t)}{d_1(t)},\quad K_{zi}(t) = \frac{z(t) - z_i(t)}{d_1(t)}.$$

Общее решение уравнения (7) описывается формулой Коши:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{\Phi}(t - t_0)\mathbf{X}_0 + \int_{t_0}^{t} \mathbf{\Phi}(t - \tau)\mathbf{C}\mathbf{U}(\tau)d\tau + \int_{t_0}^{t} \mathbf{\Phi}(t - \tau)\mathbf{G}\mathbf{N}(\tau)d\tau, \tag{8}$$

где $\mathbf{\Phi}(\tau)$ – фундаментальная матрица, определяемая на основе решения дифференциального уравнения

$$\frac{d}{d\tau}\mathbf{\Phi}(\tau) = \mathbf{F}\mathbf{\Phi}(\tau),\quad \mathbf{\Phi}(0) = \mathbf{I}.$$

Вектор математических ожиданий $\mathbf{M}_{\mathbf{X}}(t)$ и матрица одномерных центральных моментов второго порядка $\mathbf{D}_{\mathbf{X}}(t)$ вектора $\mathbf{X}(t)$ описываются выражениями

$$\mathbf{M}_{\mathbf{X}}(t)=\mathbf{\Phi}(t-t_0)\mathbf{M}_{\mathbf{X}_0}+\int_{t_0}^{t}\mathbf{\Phi}(t-\tau)\mathbf{C}\mathbf{U}(\tau)d\tau, \quad (9)$$

$$\mathbf{D}_{\mathbf{X}}(t)=\mathbf{\Phi}(t-t_0)\mathbf{D}_{\mathbf{X}_0}\mathbf{\Phi}^T(t-t_0)+\mathbf{D}_1(t). \quad (10)$$

Здесь $\mathbf{D}_1(t)$ – матрица приращений, удовлетворяющая уравнению

$$\dot{\mathbf{D}}_1(t)=\mathbf{F}\mathbf{D}_1(t)+\mathbf{D}_1(t)\mathbf{F}^T+\mathbf{G}\mathbf{Q}\mathbf{G}^T, \quad (11)$$

где $\mathbf{Q}$ – матрица интенсивностей БГШ.

Формулы (9)–(11) позволяют найти скорость изменения компонент вектора состояния $\mathbf{X}(t)$ и их дисперсий на заданном интервале времени T при различных условиях полета АРЗ в атмосфере и расположения НКА.

На рис.1 и 2 представлены результаты расчетов приращений априорных математических ожиданий и дисперсий высоты подъема и скорости подъема АРЗ в атмосфере. Характер изменений во времени приращений априорных математических ожиданий высоты подъема и скорости подъема АРЗ позволяет сделать ввод, что на полуинтервалах $[t_k, t_k+T)$ типовой является ситуация, при которой детерминированным изменением (сносом) параметров движения АРЗ пренебречь нельзя, так как приращения математических ожиданий на отрезке времени T практически соизмеримы со значениями погрешностей оценивания этих компонент. Данное обстоятельство позволяет преобразовать модель (8) за счет упрощения коэффициента сноса $\mathbf{F}\mathbf{X}(t)$ на отрезке времени T. При этом в виде

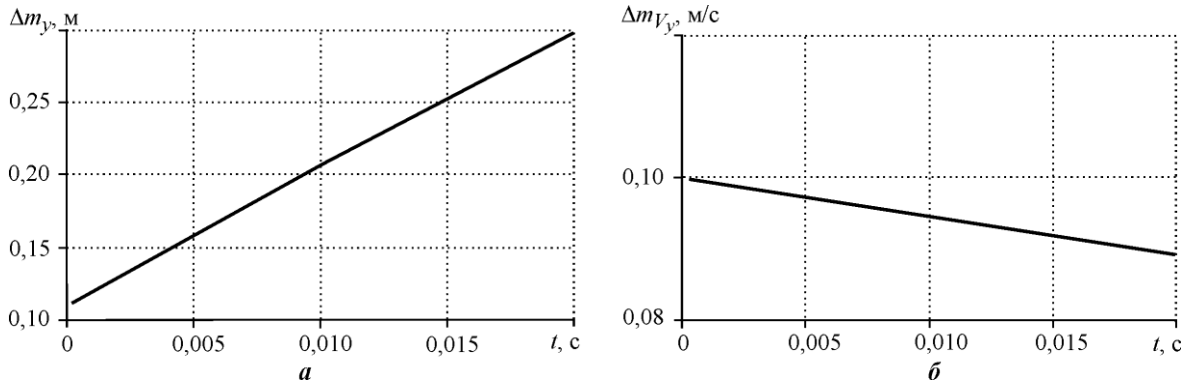


Рис.1. Приращения априорных математических ожиданий высоты (*а*) и скорости (*б*) подъема АРЗ
Fig.1. Increments of a priori mathematical expectations of height (*a*) and speed (*b*) ARZ rise

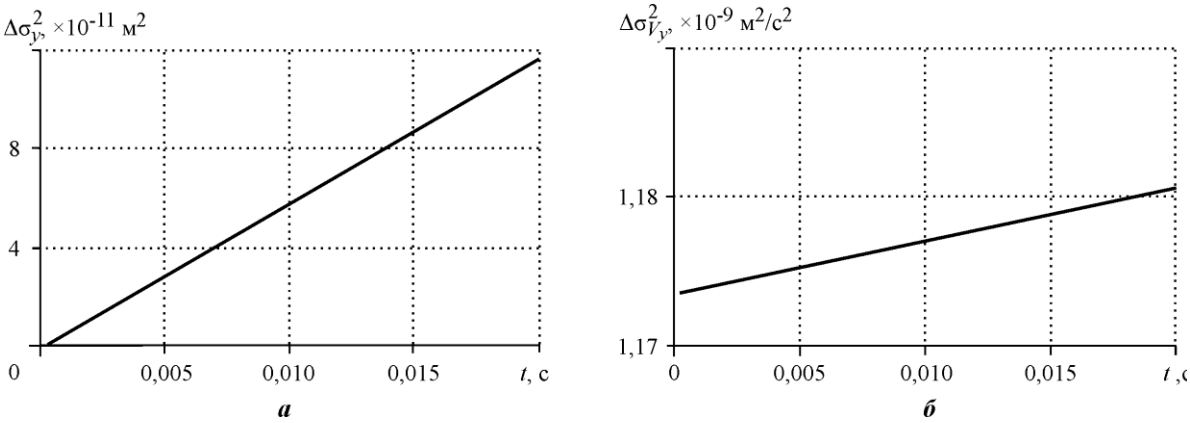


Рис.2. Приращения априорных дисперсий высоты (*а*) и скорости (*б*) подъема АРЗ
Fig.2. Increment the a priori variances of the height (*a*) and speed (*b*) of ascent ARZ

квазислучайных процессов сохраняются лишь те компоненты $\mathbf{X}(t)$, для которых детерминированным изменением на полуинтервалах $[t_k, t_k + T)$ пренебречь нельзя.

Из представленных на рис.2 зависимостей видно, что приращение априорных дисперсий высоты подъема и скорости подъема АРЗ на несколько порядков меньше, чем максимальная погрешность оценивания этих параметров. Следовательно, аппроксимация модели (7) на полуинтервалах $[t_k, t_k + T)$ квазислучайным процессом оправданна.

Модель вектора состояния в виде квазислучайного процесса. Как показал анализ математической модели вектора состояния $\mathbf{X}(t)$ применительно к задаче комплексного аэрологического радиозондирования атмосферы, при используемых на практике скоростях передачи данных СНС ГЛОНАСС и GPS (T = 20 мс) типовой является следующая ситуация. Детерминированное изменение (приращение априорного математического ожидания) какой-либо части компонент процесса (7), от которых зависят полезные сигналы СНС, в течение указанного интервала велико и им пренебречь нельзя. Приращение априорной дисперсии (диффузия) этих компонент за это же время мало и им можно пренебречь по сравнению с требуемой точностью оценивания. С учетом этого выражение (8) можно описать квазислучайным процессом:

$$\mathbf{X}(t) = \tilde{\mathbf{\Phi}}(t - t_k)\mathbf{X}_k + \int_{t_k}^{t} \tilde{\mathbf{\Phi}}(t - \tau)\mathbf{C}\mathbf{U}(\tau)\, d\tau,$$

где $\tilde{\mathbf{\Phi}}(t)$ – матрица, заменяющая фундаментальную матрицу, компоненты которой определяют динамику квазислучайного процесса.

Применительно к рассматриваемой задаче комплексного аэрологического радиозондирования динамика квазислучайного процесса с учетом (1)–(6) описывается выражениями

$$x(t) = x_k + V_{xk} t,\ y(t) = y_k + V_{yk} t,\ z(t) = z_k + V_{zk} t,$$

$$V_x(t) = V_{xk},\ V_y(t) = V_{yk},\ V_z(t) = V_{zk},\ a_x(t) = a_y(t) = a_z(t) = 0,$$

$$\phi_{\text{p}i}(t) = \phi_{\text{p}ik} + \Delta\omega_{\text{p}ik} t + \frac{\omega_{\text{p}}}{c} \dot{d}_{i\Sigma}(t) t,\ \Delta\omega_{\text{p}i}(t) = \Delta\omega_{\text{p}ik},\ \delta d(t) = 0.$$

Заключение. Для сравнительно небольших интервалов времени, характерных для радиосигналов СНС, возможно упрощение модели вектора состояния. Данное упрощение позволяет перейти от системы стохастических дифференциальных уравнений к модели вектора состояния в виде квазислучайного процесса. Это дает возможность получить аналитическое решение уравнения Стратоновича и тем самым повысить точность и конструктивность алгоритмов оценивания компонент вектора состояния в задаче комплексного аэрологического радиозондирования атмосферы.

Применение комплексных систем аэрологического радиозондирования позволит повысить достоверность метеорологических прогнозов погоды и опасных метеорологических явлений для гражданской авиации [8].

Литература

1. ***Болелов Э.А., Ермошенко Ю.М., Фридзон М.Б.*** Повышение надежности системы радиозондирования атмосферы за счет комплексирования методов сопровождения радиозонда в полете // Научный вестник МГТУ ГА. – 2015. – №222 (12). – С. 114–119.

2. ***Ярлыков М.С., Миронов М.А.*** Марковская теория оценивания случайных процессов. – М.: Радио и связь, 1993. – 464 с.

3. ***Болелов Э.А.*** Обеспечение метеорологической безопасности полетов воздушных судов за счет комплексирования методов сопровождения радиозонда // Проблемы безопасности российского общества. – 2016. – №2. – С. 118–126.

4. ***Болелов Э.А., Ермошенко Ю.М.*** Постановка задачи синтеза оптимального алгоритма комплексной обработки информации о пространственном положении аэрологического радиозонда // Научный вестник МГТУ ГА. – 2016. – №226(4). – С. 229–239.

5. Марковская теория оценивания в радиотехнике / ***Под ред. М.С. Ярлыкова.*** – М.: Радиотехника, 2004. – 504 с.

6. ***Болелов Э.А.*** Математические модели информационных и сопутствующих процессов применительно к задаче комплексирования методов сопровождения аэрологического радиозонда в атмосфере // Проблемы безопасности российского общества. – 2016. – №2. – С. 101–109.

7. Комплексная обработка метеоинформации в аэродромных мобильных комплексах метеолокации и зондирования атмосферы / ***Э.А. Болелов, Ю.Н. Кораблев, Н.А. Баранов и др.*** // Научный вестник ГосНИИ ГА. – 2018. – №20 (331). – С. 82–92.

8. ***Болелов Э.А.*** Метеорологическое обеспечение полетов гражданской авиации: проблемы и пути их решения // Научный вестник МГТУ ГА. – 2018. – Т. 21. – № 5. – С. 117–129.

Поступила в редакцию 05.06.2018. г.; после доработки 05.06.2018 г.; принята к публикации 27.11.2018 г.

Ермошенко Юлия Марковна – заместитель генерального директора по технике и юридическому сопровождению производства ООО «Аэроприбор» (Россия, 105118, г. Москва, шоссе Энтузиастов, д. 34), meteoru@yandex.ru

References

1. Bolelov E.A., Ermoshenko Iu.M., Fridzon M.B. Improving the reliability of the atmosphere radiosonde system due to the integration of radiosonde tracking methods in flight. *Nauchnyy vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta grazhdanskoy aviatsii = Civil Aviation High Technologies*, 2015, no. 222 (12), pp. 114–119. (in Russian).

2. Iarlykov M.S., Mironov M.A. *Markov theory of estimation of random processes*. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1993. 464 p. (in Russian).

3. Bolelov E.A. Ensuring the meteorological safety of aircraft flights due to the integration of methods of tracking the radiosonde. *Problemy bezopasnosti rossiyskogo obshchestva = Security problems of the Russian society*, 2016, no. 2, pp. 118–126. (in Russian).

4. Bolelov E.A., Ermoshenko Iu.M. Formulation of the problem of synthesis of the optimal algorithm of complex processing of information about the spatial position of the aerological radiosonde. *Nauchnyy vestnik moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta grazhdanskoy aviatsii = Civil Aviation High Technologies*, 2016, no. 226 (4). pp. 229–239. (in Russian).

5. *Markov theory of estimation in radio engineering*. Ed. Iarlykov M.S. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2004. 504 p. (in Russian).

6. Bolelov E.A. Mathematical models of information and related processes in relation to the problem of integration of methods of maintenance of an aerological radiosonde in the atmosphere. *Problemy bezopasnosti rossiyskogo obshchestva = Security problems of the Russian society*, 2016, no. 2, pp. 101–109. (in Russian).

7. Bolelov E.A., Korablev Iu.N., Baranov N.A., Demin E.E., Eshchenko A.A. Integrated processing of meteorological data in a mobile airfield complexes of meteorical and sounding of the atmosphere. *Nauchnyy vestnik GosNII GA = Scientific Bulletin of GosNII GA*, 2018, №20 (331), pp. 82–92. (in Russian).

8. Bolelov E.A. Meteorological support of civil aviation: problems and solutions. *Nauchnyy vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta grazhdanskoy aviatsii = Civil Aviation High Technologies*, 2018, vol. 21, no. 5, pp. 117–129. (in Russian).

Received 05.06.2018; Revised 05.06.2018; Accepted 27.11.2018

Information about the author:

Julia M. Ermoshenko – Deputy General Director for Engineering and Legal Support of Production, LLC «Aeropribor» (Russia, 105118, Moscow, Enthusiasts shosse, 34), meteoru@yandex.ru

УДК 681.5.017 DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-79-86

Модель системы управления движением мобильного робота на основе нечеткой логики

А.Н. Виноградов

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия

vinogr-artem@yandex.ru

Использование автономных мобильных роботов позволяет минимизировать человеческий фактор в экстремальных условиях. Моделирование движения таких роботов осуществляется на основе классического и нечеткого регуляторов. Недостатком данных моделей является то, что в них не учитываются динамические эффекты и влияние внешних факторов. В работе рассмотрена актуальная проблема автоматического управления движением гусеничного робота в задаче достижения заданных координат. Объектом управления является мобильный гусеничный робот, управление которым осуществляется как с пульта управления, так и полностью автономно. Построена математическая модель гусеничного робота, управляемого регулятором на основе нечеткой логики. Выбраны входные и выходные переменные нечеткой модели. Осуществлено проектирование модели в среде графического программирования LabView. Показано, что модель позволяет вручную задавать координаты точек отправления и прибытия, физические характеристики робота, коэффициенты трения, бокового и продольного сопротивления. Все выходные данные модели представлены в виде графиков, которые дают возможность оценить динамику изменения во времени сигналов управления и ошибок по положению и ориентации робота. Построена траектория движения робота. Результаты тестирования показали, что созданная в среде LabView математическая модель работоспособна. Робот достигает заданных координат при воздействии вычисленных сигналов управления. Динамические эффекты, такие как трение по грунту, боковое сопротивление и центробежная сила, возникающие при повороте, не оказывают существенного влияния на управление движением мобильного робота на основе нечеткой логики.

Ключевые слова: гусеничный робот; динамическая модель; нечеткая логика; графическое программирование; LabView

Для цитирования: Виноградов А.Н. Модель системы управления движением мобильного робота на основе нечеткой логики // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 79–86. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-79-86

© А.Н. Виноградов, 2019

Model of a Mobile Robot Movement Control System Based on Fuzzy Logic

A.N. Vinogradov

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

vinogr-artem@yandex.ru

Abstract: Using autonomous mobile robots permits to minimize a human factor and to implement them in various extreme conditions. Modeling such robots is carried out based on a classical and fuzzy regulator. The drawback of such models is that in them the dynamic factors and the influence of external factors have not been taken into account. In the work the actual problem of automatic traffic control of a wheeled robot in the task of achieving the specified coordinates has been considered. The object of the control is a tracked mobile robot acting by remote control and fully autonomous. A mathematical model of a tracked robot controlled by the regulator on the basis of fuzzy logic has been developed. The input and output variables of the fuzzy model have been selected. The model has been designed in the LabView graphical programming environment. The model enables to manually set the coordinates of the points of departure and arrival, the robot physical characteristics, the coefficients of friction, lateral and longitudinal resistance. All output data of the model have been presented in graphs, allowing the estimation of the dynamics of control signals changes and errors in position and orientation of the robot. The trajectory of the robot movement has been built. Testing permits to make a conclusion that the mathematical model constructed in the LabView environment is efficient. The robot in this model reaches the specified coordinates under the influence of the computed control signals. The dynamic effects, such as the ground friction, lateral resistance and the centrifugal force arising during rotation do not significantly affect the control of the mobile robot by the described fuzzy regulator.

Keywords: caterpillar robot; dynamic model; fuzzy logic; graphic programming; LabView

For citation: Vinogradov A.N. Model of a mobile robot movement control system based on fuzzy logic. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 79–86. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-79-86

Введение. Разработка автономных мобильных роботов – одно из наиболее актуальных направлений в робототехнике и теории автоматического управления. Использование таких роботов позволяет не рисковать человеческими жизнями и минимизировать человеческий фактор в экстремальных условиях – зонах биологического, химического или радиационного заражения. В работах [1, 2] описано моделирование движения автономных мобильных роботов на основе классического и нечеткого регуляторов. Однако в данных моделях не учитываются динамические эффекты и влияние внешних факторов: трение по грунту, суммарная реакция смятия, сдвига и среза грунта, боковое сопротивление и центробежная сила, возникающие при повороте.

Цель настоящей работы – построение математической модели движения гусеничного робота в двумерной среде без препятствий с учетом трения по грунту, бокового сопротивления и центробежной силы. Математическое моделирование проводится в среде графического программирования LabView.

Постановка задачи. В качестве объекта управления используется гусеничный робот. Преимуществом гусеничного движителя является повышенная проходимость. Благодаря большей по сравнению с колесной платформой площади соприкосновения с грунтом удается достигнуть низкого давления на грунт [3, 4]. На рис.1 показано, как распределены силы, действующие на гусеничный мобильный робот во время поворота на угол φ.

Задача управления движением робота заключается в перемещении робота из точки с координатами $(x; y)$, углом ориентации α и начальной скоростью V в точку с координатами $(x^*; y^*)$ и углом ориентации α*. Считается, что робот достиг точки назначения, если ошибки положения и ориентации ε_x, ε_y, ε_α меньше среднеквадратического отклонения навигационной системы. Используется прямоугольная система координат, начало координат может быть выбрано произвольно. Текущие координаты робота определяются в реальном времени навигационной системой, имеющей погрешность, которая учитывается при моделировании.

Динамическую модель гусеничного робота можно описать следующей системой уравнений [5]:

$$\begin{cases} m\dfrac{d^2x}{dt^2} = F_1 + F_2 - F_{cent}\cdot\sin\alpha - R_1 - R_2, \\ m\dfrac{d^2y}{dt^2} = F_{cent}\cdot\cos\alpha - g\mu_l, \\ I_z\dfrac{d\omega}{dt} = M_c - M_r, \\ M_c = \dfrac{b}{2}\left[(F_1 - R_1) - (F_2 - R_2)\right], \\ M_r = \dfrac{mgl\mu_l}{3}, \\ R_1 = \left(\dfrac{W}{2} - \dfrac{HmV_1^2x}{bR}\right)\mu_r, \\ R_2 = \left(\dfrac{W}{2} - \dfrac{HmV_2^2x}{bR}\right)\mu_r, \\ \alpha = \operatorname{arctg}\dfrac{\omega^2 l}{4g\mu_l}, \end{cases}$$

где m – масса робота; x, y – координаты робота по оси абсцисс и ординат соответственно; F_1, F_2 – тяга на правой и левой гусенице соответственно; F_{cent} – центробежная сила, действующая на объект при повороте; α – угол скольжения; R_1, R_2 – продольные силы сопротивления; g – ускорение свободного падения; μ_l – коэффициент бокового сопротивления; I_z – момент инерции относительно вертикальной оси Z; ω – угловая скорость поворота относительно центра масс; M_c – момент относительно центра масс; M_r – момент сопротивления повороту; W – вес робота; H – высота центра инерции; b – ширина колеи; V_1, V_2 – скорость левой и правой гусеницы соответственно; μ_r – коэффициент продольного сопротивления; l – длина гусеницы.

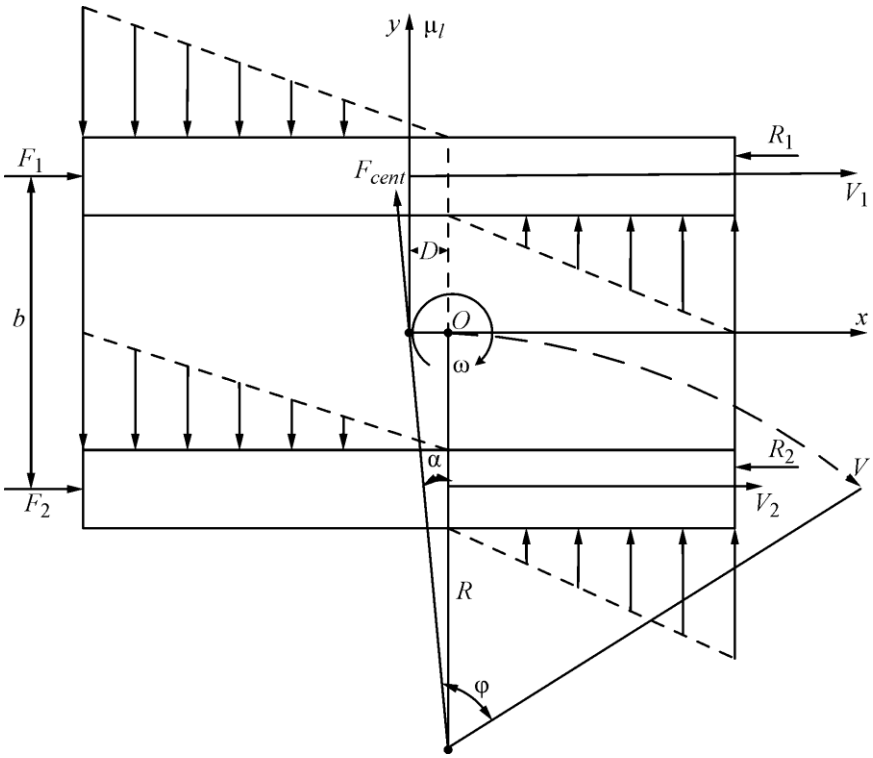


Рис.1. Иллюстрация динамики гусеничного робота во время поворота
Fig.1. Illustration of the dynamics of a crawler robot during a turn

Построение нечеткого регулятора. Для управления гусеничным роботом будем использовать нечеткий регулятор [6–8], который характеризуется меньшей требовательностью к производительности вычислительного устройства, что критично при разработке мобильных роботов. Существует несколько алгоритмов нечеткого вывода, каждый из которых имеет ограничения. Анализ этих алгоритмов позволяет найти подходящий для конкретного случая.

Алгоритм Цукамото используется только для монотонных функций принадлежности выходных переменных. Это автоматически делает его непригодным в описываемых условиях, когда используются трапециевидные функции принадлежности. Алгоритм Такаги – Сугено применяется, когда известны весовые коэффициенты при неизвестной форме функций принадлежности выходных переменных. Алгоритмы Мамдани и Ларсена схожи по своей структуре. В отличие от алгоритма Такаги – Сугено они используются, если известны формы функций принадлежности. Также они не требуют определения весовых коэффициентов и отличаются только способом выбора импликации. Так как в рассматриваемом случае можно выбрать форму функций, целесообразно применять алгоритм Мамдани.

Будем использовать следующие входные нечеткие переменные: β_1 – ошибка угловой ориентации робота, которая определяется как разница между текущим углом ориентации робота и требуемым; β_2 – сектор, представляющий направление, в котором находится точка назначения. В качестве выходных переменных выберем величины «тяга левой гусеницы» и «тяга правой гусеницы».

Нечеткая база знаний состоит из 81 правила, которые представляют логические соотношения между входными и выходными нечеткими переменными. Приведем формулировки некоторых правил:

1. ЕСЛИ «Ошибка угловой ориентации» есть «сильно отрицательная» И «Сектор» есть «сзади», ТО «тяга левой гусеницы» есть «полный назад» И «тяга правой гусеницы» есть «малый назад».

...

40. ЕСЛИ «Ошибка угловой ориентации» есть «близкая к нулю» И «Сектор» есть «спереди-справа», ТО «тяга левой гусеницы» есть «вперед» И «тяга правой гусеницы» есть «малый вперед».

...

81. ЕСЛИ «Ошибка угловой ориентации» есть «сильно положительная» И «Сектор» есть «сзади», ТО «тяга левой гусеницы» есть «малый назад» И «тяга правой гусеницы» есть «полный назад».

Моделирование. Моделирование движения мобильного робота и нечеткой системы управления проводилось в среде графического программирования LabView (иногда называемой языком G). Преимущество LabView заключается в визуализации программного кода в виде функциональных блоков, что упрощает понимание модели и последующее ее развитие и масштабирование. Кроме того, LabView поддерживает взаимодействие с множеством измерительных приборов и датчиков, что в будущем позволит быстро перейти к этапу полунатурного моделирования. По умолчанию LabView поддерживает работу с нечеткими системами, что позволяет использовать готовые алгоритмы, при этом сохраняется возможность для их модернизации.

Структурная схема модели движения мобильного робота представлена на рис.2. Обозначения на рисунке соответствуют обозначениям на рис.1 и описанию поставленной задачи. Центральным элементом является вычислительный блок, производящий ключевые математические вычисления. Туда же интегрированы и вычисления блока отрицательной обратной связи.

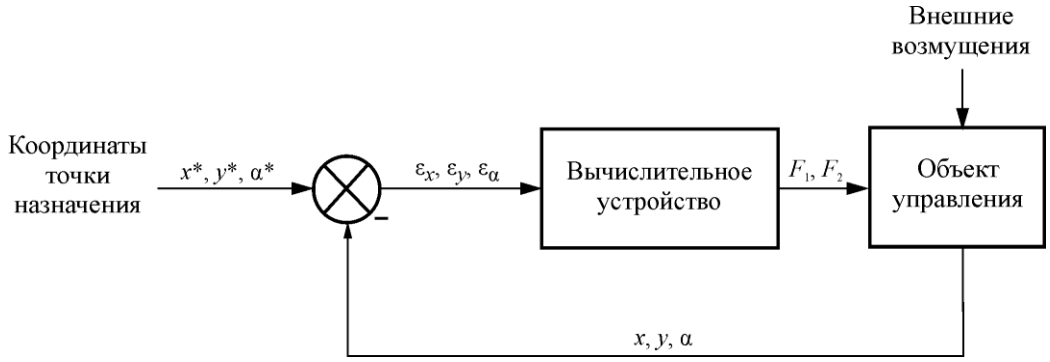


Рис.2. Структурная схема модели движения мобильного робота
Fig.2. Structural diagram of the model of a mobile robot movement

Координаты точек отправления и прибытия, а также физические параметры робота и окружающей среды задаются вручную. На выходе вычислительного блока получаются сигналы управления. Текущие координаты должны определяться непосредственно датчиками самого робота, но в рамках модели они вычисляются аналитически. При этом в модели учитывается, что навигационная система работает неидеально. Блок-диаграмма модели, построенной в среде LabView, показана на рис.3.

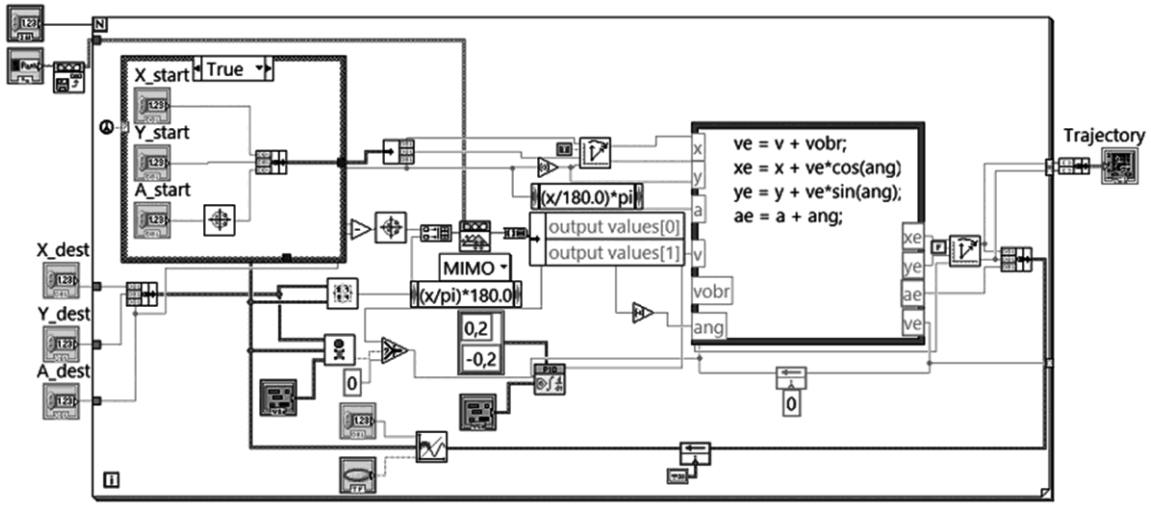


Рис.3. Блок-диаграмма модели движения мобильного робота, построенной на основе нечеткой логики
Fig.3. Block diagram of the motion model of a mobile robot built on the basis of fuzzy logic

Эксперимент. Робот из точки *A* с координатами (0; 0), ориентацией 0° и начальной скоростью 0,5 м/с перемещается в точку *B* с координатами (200; 200) и ориентацией 0°. Нечеткий регулятор позволяет роботу достигнуть поставленной цели с учетом погрешности навигационной системы, центробежной силы, сил продольного и бокового сопротивления. Основную часть пути робот движется по прямой, совершая повороты только в начале и конце траектории. Это упрощает управление и стабилизацию, а также позволяет уменьшить износ исполнительных механизмов. Моделирование движения гусеничного мобильного робота проводилось при следующих параметрах: $r = 0{,}15$ м; $b = 1$ м; $l = 1{,}7$ м; $H = 0{,}25$ м; $m = 1$ кг; $\mu_l = 0{,}4$; $\mu_r = 0{,}095$. На рис.4 изображена траектория движения робота. Видно, что робот достигает окрестности целевой точки (200; 200) с некоторой ошибкой. Это объясняется тем, что навигационная система работает с погрешностью. В данном случае среднеквадратическое отклонение навигационной системы составило 5 м, ошибка прибытия равна 2,5 м. На рис.5 показаны графики изменения скорости гусениц в момент поворота на начальном этапе движения.

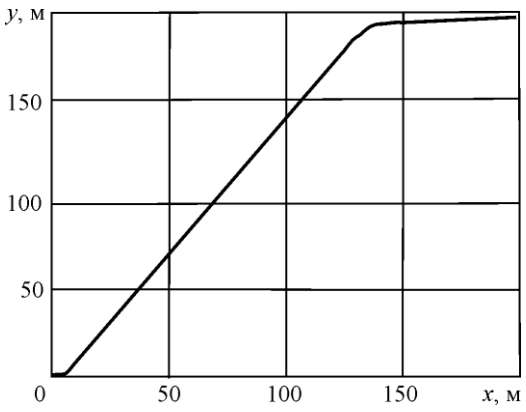


Рис.4. Траектория движения робота
Fig.4. The trajectory of the robot

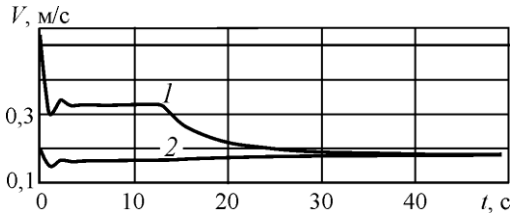


Рис.5. Скорость правой (*1*) и левой (*2*) гусениц робота во время поворота на начальном этапе движения
Fig.5. The speeds of the robot tracks during the turn at the initial stage of movement: *1* – the speed of the right track; *2* – the speed of the left track

Заключение. Работоспособность разработанной модели системы управления мобильным роботом на основе нечеткой логики подтверждает точность достижения точки назначения. Данная модель мобильного робота адекватно описывает поведение мобильного робота, управляемого разработанным нечетким регулятором, в условиях неидеальной навигационной системы с учетом трения грунта, продольного и бокового сопротивления.

Литература

1. ***Vinogradov A., Terentev A., Petrov V., Petrov O.*** Development of mathematical model of moving wheeled robot using visual programming platform Labview // 2017 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). – St. Petersburg, 2017. – P. 1056–1059.

2. Разработка метода планирования траектории перемещения мобильного автономного робота в трехмерной среде на основе аппарата нечеткой логики / ***Д.А. Белоглазов, Е.Ю. Косенко, В.В. Соловьев и др.*** // Инженерный вестник Дона. – 2015. – №4-1. URL: http://www.ivdon.ru/uploads/article/pdf/IVD_120_Beloglazov.pdf_847d266d50.pdf (дата обращения: 08.10.2018).

3. Анализ влияния параметров гусеничного движителя лесных машин на уплотнение слабых почвогрунтов / ***В.Н. Лобанов, Г.Н. Кривченкова, А.В. Артемов и др.*** // Актуальные проблемы лесного комплекса. – 2009. – №22. – С. 194–199.

4. ***Аникин А.А., Барахтанов Л.В.*** Влияние конструктивных параметров гусеничного движителя на проходимость // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2010. – № 9. – URL: http://technomag.bmstu.ru/doc/160604.html (дата обращения: 08.10.2018).

5. ***Глебов Н.А., Амин Н.М.*** Управление безэкипажными гусеничными машинами и роботами / Восьмая всероссийская мультиконференция по проблемам управления. – Ростов н/Д: ЮФУ, 2015. – Т. 2. – С. 200–202.

6. ***Финаев В.И., Игнатьев В.В.*** Системы управления на основе объединения классической и нечеткой моделей объекта. – М.: Физматлит, 2013. – 158 с.

7. ***Ходашинский И.А.*** Идентификация нечетких систем: методы и алгоритмы // Проблемы управления. – 2009. – №4. – С. 15–23.

8. ***Akka K., Khaber F.*** Optimal tracking control of a trajectory planned via fuzzy reactive approach for an autonomous mobile robot // International J. of Advanced Robotic Systems. – 2018. – Vol. 15. – URL: http://journals.sagepub.com/doi/pdf/10.1177/1729881418760624 (дата обращения: 08.10.2018).

Поступила в редакцию 05.06.2018. г.; после доработки 15.10.2018 г.; принята к публикации 27.11.2018 г.

Виноградов Артем Николаевич – аспирант Института микроприборов и систем управления Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1.), vinogr-artem@yandex.ru

References

1. Vinogradov A., Terentev A., Petrov V., Petrov O. Development of mathematical model of moving wheeled robot using visual programming platform Labview. *2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus).* St. Petersburg, 2017, pp. 1056–1059.

2. Qu Dunyue. Development of a method for planning the trajectory of moving a mobile autonomous robot in a three-dimensional environment based on a fuzzy logic apparatus. *Inzhenernyy vestnik Dona = Engineering Journal of Don*, 2015, no. 4. (in Russian).

3. Lobanov V.N., Krivchenkova G.N., Artemov A.V., Belov A.A., Nesterov D.Yu. Analysis of the influence of the parameters of the tracked drive of forest machines on the compaction of weak soils. *Aktual'nyye problemy lesnogo kompleksa*, 2009, no. 22, pp. 194–199. (in Russian).

4. Anikin A.A., Barakhtanov L.V. The influence of constructive parameters of a tracked drive on the patency. *Nauka i obrazovaniye: nauchnoye izdaniye MGTU im. N.E. Baumana*, 2010, no. 09. (in Russian).

5. Glebov N.A., Amin N.M. Control of the unmanned tracked machines and robots. *Vos'maya Vserossiyskaya mul'tikonferentsiya po problemam upravleniya, Rostov-na-Donu: YuFU*, 2015, vol. 2, pp. 200–202.
(in Russian).

6. Finayev V.I., Ignat'yev V.V. *Control systems based on combining classical and fuzzy object models.* Moscow, Fizmatlit Publ., 2013. 158 p. (in Russian).

7. Khodashinskiy I.A. Identification of fuzzy systems: methods and algorithms. *Problemy upravleniya = Public Administration Issues*, 2009, no. 4. pp. 15–23. (in Russian).

8. Akka K., Khaber F. Optimal tracking control of a trajectory planned via fuzzy reactive approach for an autonomous mobile robot. *International journal of advanced robotic systems*, 2018, vol. 15. Available at: http://journals.sagepub.com/doi/pdf/10.1177/1729881418760624 (accessed: 08.10.2018).

Received 05.06.2018; Revised 15.10.2018; Accepted 27.11.2018

Information about the author:

Artem N. Vinogradov – PhD student of the Institute of Microdevices and Control systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), vinogr-artem@yandex.ru

Вниманию читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Подписку на печатную версию журнала можно оформить:

- **по каталогу** «Газеты, журналы» АО Агентство «Роспечать» в любом почтовом отделении. Подписной индекс 47570
- **по прямой подписке** в АО Агентство «Роспечать»: www.press.rosp.ru
- **по каталогу** АО «МК-Периодика»: www.periodicals.ru; info@periodicals.ru
- **по объединенному каталогу** «Пресса России» ООО «Агентство «Книга-Сервис» в любом почтовом отделении. Подписной индекс 38934
- **через редакцию** - с любого номера и до конца года

Подписку на электронную версию журнала можно оформить на сайтах:

- **Научной электронной библиотеки:** www.elibrary.ru
- **ООО «Агентство «Книга-Сервис»:** www.rucont.ru; www.akc.ru; www.pressa-rf.ru
- **ООО «УП Урал-Пресс»:** www.delpress.ru
- **ООО «ИВИС»:** www.ivis.ru

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ
BRIEF REPORTS

УДК 621.382.322 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-87-91**

Влияние толщины пленки кремния КНИ-структуры на параметры планарного бесперехoдного МОП-транзистора

А.С. Ключников[1], А.Ю. Красюков[2], Е.А. Артамонова[2], М.А. Королёв[2], Д.И. Ефимова[2]

[1] АО «НИИ молекулярной электроники», г. Москва, Россия
[2]Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия

a_kras@org.miet.ru

Планарные бесперехoдные МОП-транзисторы, имеющие по сравнению с традиционными приборами ряд преимуществ, формируются на основе КНИ-структуры. В процессе создания КНИ-структуры и последующих технологических операций формирования транзисторов возможно изменение толщины пленки кремния. В работе представлены результаты исследования с помощью приборно-технологического моделирования в системе TCAD влияния толщины пленки кремния КНИ-структуры на основные параметры планарных бесперехoдных МОП-транзисторов. Показано, что для компенсации деградации характеристик прибора при изменении толщины пленки кремния необходимо изменить концентрацию примеси в кремнии. При толщинах пленки кремния менее 45 нм для этого необходим уровень легирования пленки кремния примесью выше 10^{17} см$^{-3}$.

Ключевые слова: бесперехoдной МОП-транзистор; математическое моделирование; КНИ-структура; ток насыщения; подпороговый ток

Для цитирования: Ключников А.С., Красюков А.Ю., Артамонова Е.А., Королёв М.А., Ефимова Д.И. Влияние толщины пленки кремния КНИ-структуры на параметры планарного бесперехoдного МОП-транзистора // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 87–91. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-87-91

© А.С. Ключников, А.Ю. Красюков, Е.А. Артамонова, М.А. Королёв, Д.И. Ефимова, 2019

Dependence of Silicon Film Thickness on SOI-Lateral Junctionless MOSFET's Parameters

***A.S. Klyuchnikov*[1], *A.Yu. Krasyukov*[2], *E.A. Artamonova*[2], *M.A. Korolev*[2], *D.I. Efimova*[2]**

[1]*JSC «NIIME», Moscow, Russia*
[2]*National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia*

a_kras@org.miet.ru

***Abstract*:** The lateral junctionless MOSFET's have a number of advantages compared to the conventional devices based on SOI structure. During the process of fabricating SOI structure and further technological operations of fabricating transistors, the change of the silicon film thickness is possible. In the work, using the device-technological modeling in the TCAD system the results of the studies on the influence of the SOI structure silicon film thickness on the main JLT parameters have been presented. It has been shown that to compensate the degradation of the device characteristics while changing the silicon film thickness it is necessary, respectively, to change the impurity concentration in silicon. For this, with the silicon film thicknesses less than 45 nm the level of the silicon film doping by the impurity higher than 10^{17} cm^{-3} is necessary.

Keywords: junctionless transistor; simulation; TCAD; SOI-structure; saturation and subthreshold current

For citation: Klyuchnikov A.S., Krasyukov A.Yu., Artamonova E.A., Korolev M.A., Efimova D.I. Dependence of silicon film thickness on SOI-Lateral junctionless MOSFET's Parameters. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 87–91. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-87-91

Бесперехо́дной планарный МОП-транзистор (МОП БПТ), имеющий ряд преимуществ по сравнению с традиционными приборами [1–4], формируется на основе КНИ-структуры. В работе [5] приведены результаты исследования влияния концентрации примеси в пленке кремния КНИ-структуры на основные параметры МОП БПТ при фиксированной толщине пленки, равной 70 нм. Однако научный и практический интерес представляет исследование влияния толщины пленки КНИ-структуры на параметры МОП БПТ. В отличие от традиционных МОП-транзисторов МОП БПТ имеет объемный канал, проводимость которого, а также основные электрические параметры прибора существенно зависят не только от концентрации примеси в канале, но и от его геометрических размеров. Возможное изменение толщины пленки кремния обусловлено тем, что при формировании КНИ-подложки имеется разброс по толщине пленки кремния вдоль поверхности пластины и для разных подложек. При последующих операциях термического окисления кремния эффективная толщина пленки уменьшается.

Для определения влияния толщины пленки кремния КНИ-структуры на основные параметры планарного МОП БПТ проведено приборно-технологическое моделирование в системе TCAD [6] с использованием структурной модели планарного МОП БПТ, ориентированного на технологию с проектными нормами 90 нм [5]. Такой прибор формируется на КНИ-подложке с толщиной скрытого и подзатворного оксида T_{box} = 150 нм и T_{ox} = 2,1 нм соответственно. При этом толщина рабочего слоя T_{Si} = 70 нм, концентрация доноров $N_d = 6 \cdot 10^{16}$ $см^{-3}$. Толщина слоев выбрана в соответствии с требованиями технологического процесса изготовления КМОП ИС на КНИ-подложках с проектными нормами 90 нм. Ориентировочное значение порогового напряжения прибора составляет 0,4–0,5 В, длина спейсера L_{sp} = 300 нм.

При расчете электрических характеристик прибора используются следующие модели: гидродинамическая модель переноса для электронов; диффузионно-дрейфовая модель переноса для дырок; модель лавинной генерации (Avalanche); модель межзонной генерации (B2BT).

На границе раздела подзатворный оксид – подложка задан поверхностный заряд $N_{ss1} = 5 \cdot 10^{10}$ см$^{-2}$, на границе раздела скрытый оксид – подложка поверхностный заряд $N_{ss2} = 1 \cdot 10^{11}$ см$^{-2}$. В расчетах варьируются толщина рабочего слоя в диапазоне T_{Si} = 40–70 нм и концентрация N_d в этом слое.

Для описания работы МОП БПТ используем электрические характеристики, определяемые из проходных ВАХ: пороговое напряжение $VT0$ при $I_C = 10^{-7}$ А/мкм для $V_{СИ}$ = 1,2 В; ток утечки I_{off} при $V_{СИ}$ = 1,2 В, $V_{ЗИ}$ = 0.

На рис.1 приведены рассчитанные зависимости порогового напряжения МОП БПТ при высоком напряжении сток–исток от толщины рабочего слоя при разной концентрации примеси в нем. На графиках показаны только положительные значения порогового напряжения. Из рис.1 следует, что с уменьшением толщины пленки кремния пороговое напряжение растет, так как увеличивается степень обеднения подзатворной области рабочего слоя МОП БПТ вследствие воздействия электрического поля, формируемого контактной разностью потенциалов поликремний/кремний затворного узла. Согласно расчету повышение концентрации примеси в рабочем слое приводит к уменьшению порогового напряжения. Поэтому для достижения заданного фиксированного значения порогового напряжения при изменении толщины пленки кремния необходимо подобрать для каждой толщины соответствующую концентрацию примеси в пленке. Однако при изменении концентрации примеси в пленке кремния будут изменяться важные параметры прибора – подпороговый ток и ток насыщения. При толщине рабочего слоя T_{Si} = 70 нм пороговое напряжение в диапазоне 0,3–0,45 В достигается при условии $2 \cdot 10^{16} < N_d < 4 \cdot 10^{16}$ см$^{-3}$.

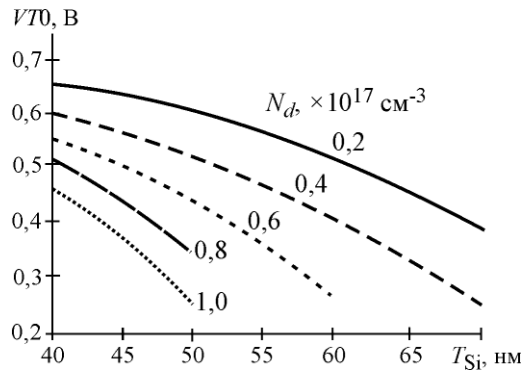


Рис.1. Зависимость порогового напряжения МОП БПТ от толщины рабочего слоя при $V_{СИ}$ = 1,2 В и разной концентрации доноров N_d

Fig.1. The dependence of the junctionless transistor threshold voltage on T_{Si} and N_d

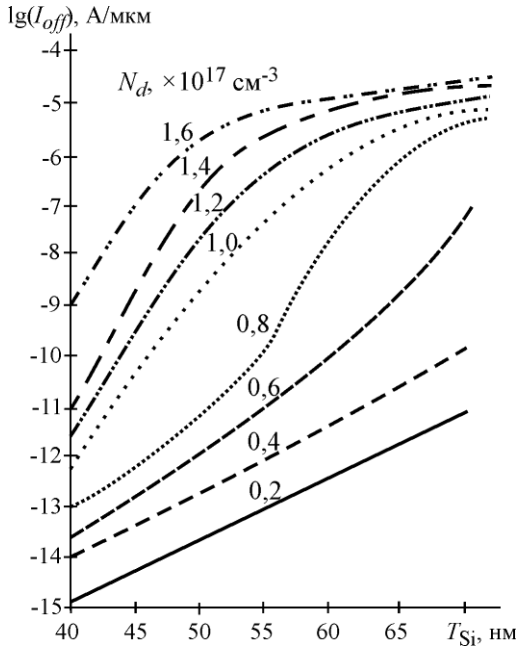


Рис.2. Зависимость тока утечки МОП БПТ от толщины рабочего слоя при разной концентрации доноров N_d

Fig.2. The dependence of the junctionless transistor leakage current on T_{Si} and N_d

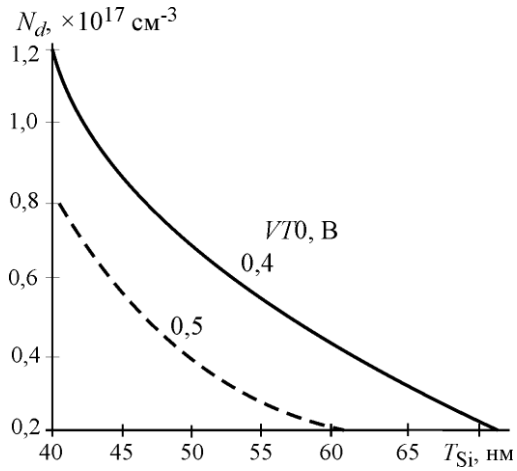


Рис.3. Зависимость необходимой концентрации примеси в пленке кремния от ее толщины для обеспечения порогового напряжения 0,4–0,5 В при $V_{СИ}$ = 1,2 В

Fig.3. The dependence of the junctionless transistor substrate doping concentration on T_{Si} for $VT0$ = 0,4–0,5 V and V_{ds} = 1,2 V

На рис.2 показаны расчетные зависимости тока утечки при варьировании толщины рабочего слоя и концентрации примеси в нем. Как следует из рисунка, при снижении толщины пленки подпороговый ток уменьшается, так как увеличивается степень обеднения подзатворной области объемного канала прибора. Вследствие повышения концентрации N_d увеличивается ток утечки, так как не достигается полного обеднения канала. При толщине рабочего слоя T_{Si} = 70 нм приемлемое значение тока утечки I_{off} = 1 нА/мкм достигается при $N_d < 4 \cdot 10^{16}$ см$^{-3}$.

Для каждой толщины пленки кремния МОП БПТ необходимо подобрать концентрацию примеси таким образом, чтобы значение порогового напряжения при $V_{СИ}$ =1,2 В находилось в пределах диапазона 0,4–0,5 В. Зависимость необходимого уровня концентрации примеси в пленке кремния при изменении ее толщины, обеспечивающей пороговое напряжение от 0,4 до 0,5 В, приведена на рис.3. Как следует из рисунка, при уменьшении толщины пленки кремния до значений менее 45 нм необходимо повышать концентрацию для сохранения порогового напряжения в диапазоне 0,4–0,5 В до значения более $1 \cdot 10^{17}$ см$^{-3}$.

Проведенное приборно-технологическое моделирование планарного МОП БПТ в системе TCAD показало, что изменение толщины пленки кремния в МОП БПТ в пределах 40–70 нм существенно влияет на основные параметры прибора. В частности, при уменьшении толщины пленки кремния увеличивается пороговое напряжение и снижается подпороговый ток, что объясняется повышением степени обеднения подзатворной области объемного канала прибора. Расчеты позволяют сделать вывод о том, что для компенсации деградации характеристик МОП БПТ, вызванной изменением толщины пленки кремния, необходимо соответственно изменять уровень легирования примесью кремниевой пленки.

Литература

1. Junctionless multigate field-effect transistor / ***C. Lee, A. Afzalian, J. Colinge et al.*** // Applied Physics Letters. – 1991. – Vol. 94. – No. 5. – P. 053511-1–0535112.

2. Comparison of junctionless and conventional trigate transistors with Lg down to 26 nm / ***R. Rios, A. Cappellani, M. Armstrong et al.*** // IEEE Electron Device Letters. – 2011. – Vol. 32. – No. 9. – P. 1170–1172.

3. Comparative study of fabricated junctionless and inversion-mode nanowire FETs / ***C. Park, M. Ko, K. Kim et al***. // Proceedings 69 Annual Device Research Conference, Santa Barbara, CA. – 2011. – P. 179–180.

4. Threshold voltage sensitivity to width variation nanowire in JLT / ***D. Moon, Y. Choi, S. Kim et al.*** // IEEE Electron Device Letters. – 2016. – Vol. 32. – No. 2. – P. 125–127.

5. ***Королев М.А., Ключников А.С., Ефимова Д.И.*** Беспереходной МОП-транзистор с низким подпороговым током // Изв. вузов. Электроника. – 2018. – Т. 23. – № 2. – С. 186–193.

6. ***Королев М.А., Крупкина Т.Ю., Чаплыгин Ю.А.*** Приборно-технологическое моделирование при разработке изделий микроэлектроники и микросистемной техники // Изв. вузов. Электроника. – 2005. – №4–5. – С. 64–71.

Поступило в редакцию 10.07.2018 г.; после доработки 23.10.2018 г.; принято к публикации 27.11.2018 г.

Ключников Алексей Сергеевич – кандидат технических наук, начальник лаборатории приборно-технологического моделирования АО «НИИ молекулярной электроники» (Россия, 124460, г. Москва, г. Зеленоград, 1-й Западный пр-д, д. 12/1), aklyuchnikov@mikron.ru

Красюков Антон Юрьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д.1.), a_kras@org.miet.ru

Артамонова Евгения Анатольевна – кандидат технических наук, доцент кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д.1), artamonova@org.miet.ru

Королёв Михаил Александрович – доктор технических наук, профессор кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д.1), mikor33@rambler.ru

Ефимова Дарья Игоревна – магистр, стажер-исследователь кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), dima242@mail.ru

References

1. Lee C., Afzalian A., Colinge J., Yan R., Ferain I., Akhavan N. Junctionless multigate field-effect transistor. *Applied Physics Letters*, 1991, vol. 94, no. 5, pp. 053511-1–053511- 2.

2. Rios R., Cappellani A., Armstrong M., Budrevich A., Gomez H., Pai R., Rahhal-orabi N., Kuhn K. Comparison of junctionless and conventional trigate transistors with Lg down to 26 nm. *IEEE Electron Device Letters*, 2011, vol. 32, no. 9, pp. 1170–1172.

3. Park C., Ko M., Kim K., Sohn C., Baek C., Jeong Y., Lee J. Comparative study of fabricated junctionless and inversion-mode nanowire FETs. *Proceedings 69 Annual Device Research Conference*, Santa Barbara, CA, 2011, pp. 179–180.

4. Moon D., Choi Y., Kim S., Duarte J., Cappellan A. Threshold voltage sensitivity to width variation nanowire in JLT. *IEEE Electron Device Letters*, 2016, vol. 32, no. 2, pp. 125–127.

5. Korolev M.A., Klyuchnikov A.S., Efimova D.I. Junctionless MOS-transistor with low subthreshold current. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics*, 2018, vol. 23, no. 2, pp. 186–193.

6. Korolev M.A., Krupkina T.Yu., Chaplygin Yu.A. Instrument-technological modeling in the development of microelectronics and microsystem equipment. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics*, 2005, no. 4-5, pp. 64–71. (in Russian).

Received 10.07.2018; Revised 23.10.2018; Accepted 27.11.2018.

Information about the authors:

Alexey S. Klyuchnikov – Cand. Sci. (Eng.), Head of the Instrument-Technological Modeling Laboratory, JSC «NIIME» (Russia, 124460, Moscow, Zelenograd, 1st Zapadny pr-d, 12/1), aklyuchnikov@mikron.ru

Anton Y. Krasyukov – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Integrated Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), a_kras@org.miet.ru

Evgenia A. Artamonova – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Integrated Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), artamonova@org.miet.ru

Mikhail A. Korolev – Dr. Sci. (Eng.), Prof. of the Integrated Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), mikor33@rambler.ru

Darya I. Efimova – Master, Researcher Assistent of the Integrated Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), ef_dasha@mail.ru

Информация для читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Полные тексты статей журнала с 2009 по 2018 гг. доступны на сайтах Научной электронной библиотеки: www.elibrary.ru и журнала «Известия высших учебных заведений. Электроника»: http://ivuz-e.ru

УДК 681.518.3 DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-92-96

Связь уровня фототока светоизлучающих InGaN/GaN-гетероструктур с уровнем НЧ-шума и порогового тока

***В.А. Сергеев*[1,2], *И.В. Фролов*[1], *О.А. Радаев*[1,2]**

[1]*Ульяновский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук, г. Ульяновск, Россия*
[2]*Ульяновский государственный технический университет, г. Ульяновск, Россия*

sva@ulstu.ru

Надежность технических устройств с использованием InGaN/GaN-светодиодов зависит от способов и средств неразрушающего контроля их качества. Для диагностики неоднородностей характеристик светоизлучающих гетероструктур по площади используются такие параметры, как уровень низкочастотного шума и значение порогового тока начала свечения. В работе представлены выборочные распределения коммерческих светодиодов зеленого свечения на основе InGaN/GaN-гетероструктур по параметрам фототока, порогового тока начала свечения и уровня низкочастотного шума. Установлено, что между средним значением фототока, возникающего при облучении кристалла светодиода лазерным излучением с длиной волны 405 нм, уровнем низкочастотного шума, измеренным в диапазоне малых плотностей тока, и пороговым током начала свечения существуют корреляционные взаимосвязи, указывающие на связь уровня фототока с плотностью дефектов в гетероструктуре. Показано, что в InGaN/GaN-гетероструктурах зеленого свечения уровень фототока преимущественно выше в дефектных структурах.

Ключевые слова: светоизлучающие диоды; InGaN/GaN-гетероструктуры; фототок; пороговый ток; НЧ-шум

Для цитирования: Сергеев В.А., Фролов И.В., Радаев О.А. Связь уровня фототока светоизлучающих InGaN/GaN-гетероструктур с уровнем НЧ-шума и порогового тока // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 1. – С. 92–96. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-92-96

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 16-47-732159 р_офи_м).

© В.А. Сергеев, И.В. Фролов, О.А. Радаев, 2019

Relationship between Photocurrent Level of Light-Emitting InGaN/GaN Heterostructures and Level of Low-Frequency Noise and Threshold Current

***V.A. Sergeev*[1,2], *I.V. Frolov*[1], *O.A. Radaev*[1,2]**

[1]*Ulyanovsk Branch of Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences, Ulyanovsk, Russia*
[2]*Ulyanovsk State Technical University, Ulyanovsk, Russia*

sva@ulstu.ru

Abstract: The reliability of technical devices using the InGaN/GaN- light emitting diodes depends on the methods and tools of their quality non-failure control. For diagnostics of non-homogeneities in the characteristics of light-emitting heterostructures by an area, such parameters as the low-frequency noise level and the threshold current value of luminescence start are used. The sampling distributions of commercial green LEDs based on InGaN/GaN heterostructures on the parameters of photocurrent, the threshold current and the level of low-frequency noise have been presented. It has been determined that between the average value of the photocurrent arising upon irradiation of the LED chip by laser radiation with a wavelength of 405 nm, the level of the low-frequency noise, measured in the range of the low current densities and the threshold current there are correlations, which indicate to a relationship between the photocurrent level and the density of defects in the heterostructure. It has been shown that in InGaN/GaN heterostructures of green luminescence the photocurrent level is predominantly higher in the defect structures.

Keywords: light emitting diodes; InGa/GaN heterostructures; photocurrent; threshold current; low-frequency noise

For citation: Sergeev V.A., Frolov I.V., Radaev O.A. Relationship between photocurrent level of light-emitting InGaN/GaN heterostructures and level of low-frequency noise and threshold current. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 1, pp. 92–96. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-1-92-96

Acknowledgements: this study has been supported by Russian Foundation for Basic Research (project № 16-47-732159 р_офи_м).

С целью повышения надежности технических устройств с использованием InGaN/GaN-светодиодов активно разрабатываются способы и средства неразрушающего контроля их качества [1–3]. Для диагностики неоднородностей характеристик светоизлучающих гетероструктур по площади используются методы сканирующей ближнепольной электролюминесценции, инфракрасной микроскопии [1], мэппинг фотолюминесценции [2].

Диагностическими параметрами, связанными с однородностью светоизлучающих гетероструктур, являются также уровень низкочастотного (НЧ) шума и значение порогового тока начала свечения [4–7]. Пороговый ток характеризует потери на безызлучательную рекомбинацию в системе дефектов, пронизывающих активную область светодиода. Следовательно, значения порогового тока могут быть использованы для оценки качества светоизлучающей гетероструктуры. В работах [6, 7] показано, что значения порогового тока коррелируют со значениями тока, при котором отмечается максимум токовой зависимости внешней квантовой эффективности светодиода, а при испытаниях в режиме постоянного тока светодиоды с большими значениями порогового тока деградируют быстрее, чем светодиоды с малыми значениями порогового тока.

Информативным и легко реализуемым является метод фотоэлектрической диагностики, основанный на регистрации фотоэлектрического отклика структуры на фотовозбуждение. Для диагностики однородности светоизлучающих гетероструктур фотоэлектрическим методом при локальном фотовозбуждении в статическом и динамическом режимах разработан измерительный комплекс [8]. Он позволяет выполнять сканирование рабочей поверхности гетероструктуры с шагом до 10 мкм при облучении объекта оптическим пятном лазерного излучения с длиной волны 405 нм, диаметром 10 мкм в стационарном режиме и в режиме импульсной или гармонической модуляции интенсивности фотовозбуждения [9].

Для выявления связей указанных диагностических параметров рассмотрены выборочные распределения светодиодов XREGRN-L1-0000-00P01 зеленого свечения по этим параметрам. Светодиоды этого типа изготовлены на основе кристаллов EZ1000 размером 980×980 мкм с InGaN/GaN-гетероструктурой.

В табл.1 приведены средние значения фототока $I_{ср.ф}$ и его среднеквадратическое отклонение σ, измеренные в центре кристалла на участке размером 200×200 мкм при сканировании с шагом 10 мкм и плотности мощности засветки $5 \cdot 10^4$ Вт/см^2, а также значения спектральной плотности мощности НЧ-шума S_I, измеренные на частоте 1 кГц в полосе 36 дБ/окт. при токах 0,1; 1,0; 10 мА, и значения порогового тока $I_{пор}$. В табл.2 представлены значения коэффициентов корреляции между фототоком, пороговым током и уровнем НЧ-шума.

Таблица 1

Диагностические параметры InGaN/GaN-гетероструктур

Table 1

Diagnostic parameters of InGaN/GaN heterostructures

Параметр	Номер образца									
	*G*1	*G*2	*G*3	*G*4	*G*5	*G*6	*G*7	*G*8	*G*9	*G*10
$I_{ср.ф}$, мкА	28,3	30,6	38,9	31,2	30,7	34,1	29,4	27,9	27,1	20,6
σ, мкА	0,426	0,546	0,682	0,45	0,583	0,7	0,423	0,492	0,512	0,868
S_I(0,1 мА), А^2/Гц	0,670	0,735	0,802	0,649	1,129	0,922	0,229	0,229	0,373	0,342
S_I(1,0 мА), А^2/Гц	12,5	11,6	14,4	16,4	12,5	21,9	2,3	2,3	2,3	4,1
S_I(10 мА), А^2/Гц	138	61	95	50	58	116	22	17	23	28
$I_{пор}$, нА	1125	2520	4005	1485	3060	4410	1530	1620	2160	1035

Таблица 2

Коэффициенты корреляции диагностических параметров

Table 2

Correlation coefficients of diagnostic parameters

Параметр	Пороговый ток $I_{пор}$	НЧ-шум при 200 мкА	Фототок $I_{ср.ф}$
Пороговый ток $I_{пор}$	1	0,79	0,78
НЧ-шум S_I при 200 мкА	0,79	1	0,65
Фототок $I_{ср.ф}$	0,78	0,65	1

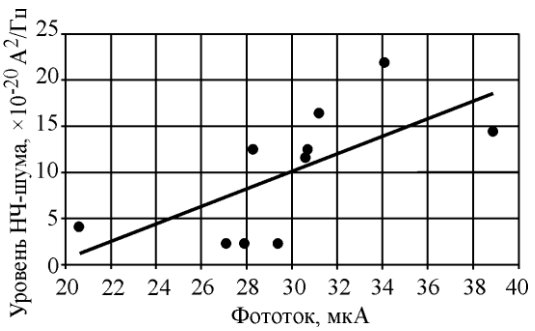


Рис.1. Корреляционное поле между средним значением фототока и уровнем НЧ-шума при токе 1 мА (коэффициент корреляции 0,65)

Fig.1. Correlation field between the mean value of the photocurrent and the level of low-frequency noise at a current of 1 mA (correlation coefficient is 0.65)

Как следует из табл.2, между измеренными диагностическими параметрами исследуемых гетероструктур отмечается достаточно сильная корреляционная связь. Значительная корреляция уровня фототока с пороговым током (0,78) указывает на связь уровня фототока с плотностью дефектов в гетероструктуре. Коэффициент корреляции между средним значением фототока и уровнем НЧ-шума светодиодов составляет 0,65. График корреляционного поля между фототоком и уровнем НЧ-шума, измеренным при токе 1 мА, представлен на рис.1.

Между уровнем НЧ-шума и пороговым током также наблюдается корреляционная связь, которая в режиме малых плотностей тока значительно больше, чем в режиме больших токов,

поскольку в режиме малых токов генерационно-рекомбинационные процессы на дефектных уровнях сильнее влияют на флуктуации тока (рис.2).

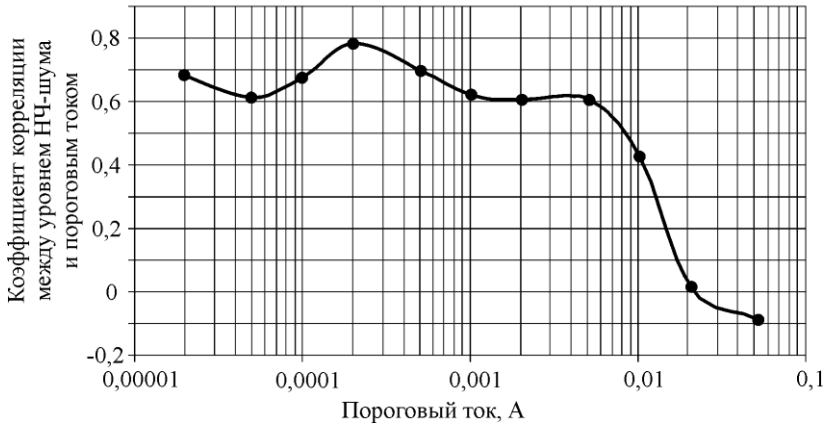


Рис.2. Токовая зависимость коэффициента корреляции между уровнем НЧ-шума и значением порогового тока
Fig.2. Current dependence of the correlation coefficient between the level of low-frequency noise and the value of the threshold current

Полученные результаты свидетельствуют о том, что в InGaN/GaN-гетероструктурах зеленого свечения уровень фототока преимущественно выше в дефектных структурах, что может быть объяснено большим коэффициентом поглощения света в таких структурах и генерацией электронно-дырочных пар с дефектных уровней.

Литература

1. Spatially resolved imaging of the spectral emission characteristic of an InGaN/GaN-multi quantum well-light-emitting diode by scanning electroluminescence microscopy / ***P. Fischer, J. Christen, M. Zacharias et al.*** // Japanese J. of Applied Physics. – 2000. – Vol. 39. – No. 4 B. – P. 2414–2416.

2. High spatial uniformity of photoluminescence spectra in semipolar 2021 plane InGaN/GaN quantum wells / ***K. Gelzinyte, R. Ivanov, S. Marcinkevičius et al.*** // J. of Applied Physics. – 2015. – Vol. 117. – P. 023111-1–023111-9.

3. Characterization of the deep levels responsible for non-radiative recombination in InGaN/GaN light-emitting diodes / ***M. Meneghini, M. la Grassa, S. Vaccari et al.*** // Applied Physics Letters. – 2014. – Vol. 104. – P. 113505-1–113505-4.

4. ***Шуберт Ф.*** Светодиоды: пер. с англ. под ред. А. Э. Юновича. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.

5. ***Sergeev V.A., Frolov I.V., Shirokov A.A.*** Double stage low-frequency noise equivalent circuit of green InGaN LEDs for description of noise characteristics // Russian Microelectronics. – 2016. – No. 7. − P. 498–503.

6. ***Сергеев В.А., Фролов И.В., Радаев О.А.*** Исследование связи степени дефектности светоизлучающих наногетероструктур зеленых InGaN/GaN светодиодов с величиной порогового тока // Письма в ЖТФ. – 2017. – №4. – С. 89–93.

7. ***Сергеев В.А., Фролов И.В., Радаев О.А., Черторийский А.А.*** Оценка качества гетеропереходных светодиодов по уровню порогового тока // Изв. вузов. Электроника. – 2017. – №1. – С. 92–95.

8. ***Сергеев В.А., Васин С.В., Радаев О.А., Фролов И.В.*** Автоматизированная установка диагностики качества светоизлучающих гетероструктур методом динамического фотоэлектрического отклика // Автоматизация процессов управления. – 2017. – №2. – С. 92–97.

9. ***Sergeev V.A., Vasin S.V., Radaev O.A., Frolov I.V.*** Measuring complex for registering photoelectric response of LED heterostructures under local photoexcitation // 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT): Proceedings (Moscow, Russia, March 14–16, 2018). – 2018. DOI:10.1109/MWENT.2018.8337210

Поступило в редакцию 27.04.2018 г.; после доработки 27.04.2018 г.; принято к публикации 27.11.2018 г.

Сергеев Вячеслав Андреевич – доктор технических наук, профессор, директор Ульяновского филиала Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук (Россия, 432071, г. Ульяновск, ул. Гончарова, д. 48/2), заведующий базовой кафедрой радиотехники, опто- и наноэлектроники Ульяновского государственного технического университета (Россия, 432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, д.32), sva@ulstu.ru

Фролов Илья Владимирович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник Ульяновского филиала Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук (Россия, 432071, г. Ульяновск, ул. Гончарова, д.48/2), ilya-frolov88@mail.ru

Радаев Олег Александрович – младший научный сотрудник Ульяновского филиала Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук (Россия, 432071, г. Ульяновск, ул. Гончарова, д.48/2), аспирант кафедры радиотехники, опто- и наноэлектроники Ульяновского государственного технического университета (Россия, 4320027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, д.32), oleg.radaev.91@mail.ru

References

1. Fischer P., Christen J., Zacharias M. et al. Spatially resolved imaging of the spectral emission characteristic of an InGaN/GaN-multi quantum well-light-emitting diode by scanning electroluminescence microscopy. *Japanese Journal of Applied Physics*, 2000, vol. 39, no. 4 B, pp. 2414–2416.

2. Gelzinyte K., Ivanov R., Marcinkevičius S. et al. High spatial uniformity of photoluminescence spectra in semipolar 2021 plane InGaN/GaN quantum wells. *Journal of Applied Physics*, 2015, vol. 117, p. 023111-1–023111-9.

3. Meneghini M., La Grassa M., Vaccari S. et al. Characterization of the deep levels responsible for non-radiative recombination in InGaN/GaN light-emitting diodes. *Applied Physics Letters*, 2014, vol. 104, pp. 113505-1–113505-4.

4. Schubert E.F**.** *Light Emitting Diodes.* Cambridge University Press. 2006, 496 p.

5. Sergeev V.A., Frolov I.V., Shirokov A.A. Double Stage Low-Frequency Noise Equivalent Circuit of Green InGaN LEDs for Description of Noise Characteristics. *Russian Microelectronics*, 2016, vol. 45, no. 7, pp. 498–503.

6. Sergeev V.A., Frolov I.V., Radaev O.A. The Relationship between the Defectness of Emitting Nanoheterostructures of Green InGaN/GaN LEDs and Their Threshold Current Values. *Technical Physics Letters*, 2017, vol. 43, no. 2, pp. 224–226.

7. Sergeev V.A., Frolov I.V., Radaev O.A., Chertoriysky A.A. Estimation of the quality of heterojunction light-emitting diodes by threshold current level. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics*, 2017, vol. 22, no. 1, pp. 92–95. (in Russian).

8. Sergeev V.A., Vasin S.V., Radaev O.A., Frolov I.V. Automated installation of diagnostics of quality of light-emitting heterostructures by dynamic photoelectric response. *Avtomatizatsiya protsessov upravleniya = Automation of control processes*, 2017, no. 2, pp. 92–97. (in Russian).

9. Sergeev V.A., Vasin S.V., Radaev O.A., Frolov I.V. Measuring complex for registering photoelectric response of LED heterostructures under local photoexcitation. *2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). Proceedings*. Moscow, 2018. IEEE *Xplore* Digital Library. DOI:10.1109/MWENT.2018.8337210

Received 27.04.2018; Revised 27.04.2018; Accepted 27.11.2018.

Information about the authors:

Vyacheslav A. Sergeev – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Director of the Ulyanovsk Branch of Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences (Russia, 432071, Ulyanovsk, Goncharov str., 48/2), Head of the Radioengineering, Opto- and Nanoelectronics Department, Ulyanovsk State Technical University (Russia, 432027, Ulyanovsk, Severny Venetz str., 32), sva@ulstu.ru

Ilya V. Frolov – Cand. Sci. (Eng.), Senior Scientific Researcher, Ulyanovsk Branch of Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences (Russia, 432071, Ulyanovsk, Goncharov str., 48/2), ilya-frolov 88@mail.ru

Oleg A. Radaev – Jonior Scientific Researcher, Ulyanovsk Branch of Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences (Russia, 432071, Ulyanovsk, Goncharov str., 48/2), PhD student of the Radioengineering, Opto- and Nanoelectronics Department, Ulyanovsk State Technical University (Russia, 432027, Ulyanovsk, Severny Venetz str., 32), oleg.radaev.91@mail.ru

Открытие Центра компетенций национальной технологической инициативы «Сенсорика» в МИЭТ

В апреле 2018 г. Национальный исследовательский университет «МИЭТ» стал победителем конкурса Национальной технологической инициативы (НТИ) по направлению «Технологии сенсорики». Полноценная научно-образовательная и производственная инфраструктура инновационного комплекса МИЭТ, сеть центров коллективного пользования, опытные производства, базовые технологии, современное оборудование, высококвалифицированные кадры – достаточный потенциал для освоения технологий Центра компетенций НТИ с первого дня старта проекта.

20 декабря 2018 г. в Национальном исследовательском университете «МИЭТ» прошло торжественное открытие Центра компетенций НТИ «Сенсорика».

Участников консорциума Центра НТИ «Сенсорика», миэтовцев и гостей Университета приветствовал ректор МИЭТ Беспалов В.А., который отметил, что МИЭТ по праву стал победителем в конкурсе НТИ, так как много лет наращивал компетенции по этому направлению. На церемонии присутствовали почетные гости: генеральный директор Фонда содействия инновациям Поляков С.Г., руководитель Ассоциации российских дизайн-центров Шпак В.В., старший руководитель проектов Центра управления и технологического развития НТИ Бородина И.Б., генеральный директор КП «Корпорация развития Зеленограда» Зайцев В.В., ректор Томского университета систем управления и радиоэлектроники Шелупанов А.А., проректор по научно-исследовательской работе Первого МГМУ им. И.М. Сеченова Минздрава России (Сеченовский Университет) Секачева М.И., проректор Московского технического университета связи и информатики Муханов А.Ю. Все они поздравили МИЭТ с победой, пожелали успехов и выразили надежду на плодотворное сотрудничество.

По завершении церемонии открытия прошли организационное совещание консорциума, а также заседания рабочих групп по отраслевым направлениям НТИ



Ректор МИЭТ Беспалов В.А. выступает на открытии Центра НТИ «Сенсорика»

и образовательной деятельности Центра НТИ «Сенсорика».

За последние годы в МИЭТ разработано более 100 единиц сенсорных систем и радиоэлектронной аппаратуры, получено более 200 патентов в области микроэлектроники и микросистемной техники, зарегистрированы 292 программы для ЭВМ и 57 топологий интегральных микросхем. В своем выступлении руководитель Центра НТИ «Сенсорика» Гаврилов С.А. отметил, что в течение следующих десяти лет потребность в сенсорах превысит объем производства в 1 трлн единиц в год.

Основной технологической площадкой для отработки и последующей передачи результатов инновационных разработок индустриальным партнерам Центра НТИ МИЭТ для серийного производства является Зеленоградский нанотехнологический центр (ЗНТЦ). «ЗНТЦ – это то поле, на котором ростки прорывных изобретений и научных открытий становятся основой новых предприятий. Сегодня в Наноцентре размещаются около трех десятков стартапов, которые ведут разработки в сфере биотехнологий и изделий медицинского назначения, энергоэффективности, нано- и микросистемной техники», – сообщил генеральный директор ЗНТЦ Ковалёв А.А.

В консорциум Центра НТИ «Сенсорика» входят более 40 участников: вузы, занимающиеся разработкой в области электроники, робототехники, телекоммуникаций и медицины, производители электронной компонентной базы, приборов и аппаратуры, фонды и крупные зарубежные партнеры. Стратегическими партнерами выступают Фонд содействия инновациями и Фонд инфраструктурных образовательных программ Роснано.

Консорциум объединил разные отрасли промышленности. Это не только производители датчиков и сенсоров, но и производители автомобилей и автомобильной электроники, систем навигации и авиационных приборов, модулей контроля ресурсов ЖКХ, неинвазивных медицинских приборов и решений для дистанционной медицины. Так, в рамках работ Научно-образовательного центра биомедицинских систем Центра НТИ «Сенсорика» будет разработана линейка неинвазивных персональных телемедицинских приборов. «Проект направлен на преодоление ряда технологических барьеров дорожных карт Хелснет и Нейронет НТИ, – отметил директор Института биомедицинских систем МИЭТ Селищев С.В., – к ним относятся технологии ранней диагностики болезней и алгоритмы диагностики и контроля эффективности терапии заболеваний». Новизна предложенной технологии заключается в объединении в едином контуре управления биотехнической системы медицинского назначения с целью дистанционного мониторинга, оповещения и экстренного реагирования.

Центр НТИ «Сенсорика», используя научно-технический задел Университета в качестве стартовой позиции, станет источником новых знаний и технологий для участников рынков НТИ и государственной программы «Цифровая экономика Российской Федерации».

Подробную информацию о Центре НТИ «Сенсорика» читайте на сайте МИЭТ: https://miet.ru/structure/s/3076/e/106658/422

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

(Правила оформления рукописей действуют с 1 октября 2018 г.)

ВАЖНАЯ ИНФОРМАЦИЯ! Статьи принимаются в редакцию только при наличии договора о передаче авторского права. Статьи, рекомендованные для публикации в журналах Semiconductors и Russian Microelectronics, необходимо также сопровождать договорами о передаче авторского права.

Научно-технический журнал **«Известия вузов. ЭЛЕКТРОНИКА»** публикует **на русском и английском языках** оригинальные и обзорные (заказные) статьи. В центре внимания журнала – актуальные проблемы электроники. Термин «электроника» включает микро-, нано-, опто- и акустоэлектронику, фотонику, вакуумную и СВЧ-электронику и др. Освещаются физические, технологические и схемотехнические аспекты этих направлений электроники.

Основные рубрики:

- **фундаментальные исследования;**
- **материалы электроники;**
- **технологические процессы и маршруты;**
- **элементы интегральной электроники;**
- **схемотехника и проектирование;**
- **микро- и наносистемная техника;**
- **интегральные радиоэлектронные устройства;**
- **биомедицинская электроника;**
- **информационно-коммуникационные технологии;**
- **проблемы высшего образования.**

В редакцию представляются:

1. Текст статьи, включая аннотации, рисунки, таблицы, библиографический список, список авторов и сведения о них, подготовленный на компьютере и распечатанный на лазерном принтере на белой бумаге формата А4 с четким и ясным шрифтом ***в 2-х экземплярах.***
2. Электронный вариант статьи для верстки, подготовленный на IBM PC в формате MS Word for Windows.
3. Экспертное заключение, рекомендация кафедры, сопроводительное письмо на официальном бланке (для сторонних организаций).
4. Лицензионный договор о передаче авторского права в 2-х экземплярах. Форму лицензионного договора с автором можно найти по ссылке: http://ivuz-e.ru/authors/

Статья должна быть подписана всеми авторами.

Ориентировочный объем публикаций: для статьи 12 страниц текста и 5 рисунков, для краткого сообщения не более 4 страниц текста и 2 рисунка.

Статья должна содержать введение, основную часть, заключение.

Первая страница статьи оформляется следующим образом: индекс УДК; название статьи; инициалы, фамилия автора; название учреждения, где выполнена работа; e-mail; аннотация на русском языке, ключевые слова. Далее следует текст статьи. Статья должна быть пронумерована насквозь.

Аннотация:

Включает характеристику основной темы, проблемы объекта, цели работы, методы исследования и результаты. Рекомендуемый объем: 150–200 слов.

Аннотации должны быть распечатаны на отдельных страницах:

- на английском языке с названием статьи, инициалами и фамилией автора и местом работы;
- на русском языке с названием статьи, инициалами и фамилией автора и местом работы.

После аннотаций необходимо дать ***ключевые слова*** на русском и английском языках.

В электронном варианте аннотации на английском и русском языках оформляются в виде отдельных текстовых файлов.

Текст:

- печатается ***через два интервала*** с размером шрифта не меньше стандартного машинописного (13 кегль, Times New Roman);
- абзацы отделяются друг от друга одним маркером конца абзаца (применение этого символа в других целях не допускается), ширина отступа (0,75 см) устанавливается в меню Word Формат/Абзац; набор текста начинается с левого края; по правому краю текст не выравнивается; текст набирается без переносов;
- все слова внутри абзаца разделяются только одним пробелом;
- перед знаками препинания пробелы не ставятся, после них – один пробел;
- разрядка слов не допускается;
- не допускается применение псевдографики, а также стилей.

Формулы:

Для набора формул в MS Word используется MathType 6.0. Установки редактора формул Styles/Sizes (Стили/Размеры) только ***по умолчанию.*** Пронумерованные формулы (нумеруются только те, на которые ссылаются в тексте) выносятся отдельной строкой и располагаются по центру.

Иллюстрации:

1. Векторные рисунки представляются в формате файла CDR (версии не выше CorelDraw X3). Текст и линии на рисунке должны быть редактируемыми (текст не «в кривых»).
2. Полутоновые рисунки (фотографии) могут быть представлены в формате TIFF (без компрессии). **Использование MS Word не допускается.**
3. Фотографии могут быть представлены в градациях серого на матовой бумаге (предпочтительно формата 9×12 см).

Каждый рисунок должен быть представлен в отдельном файле. Формат рисунков не должен превышать 15×22 см. Рисунки должны быть упомянуты в тексте, пронумерованы и надписаны (на обороте каждого рисунка разборчиво написать порядковый номер, ФИО автора). На иллюстрациях, по внешнему виду которых трудно или невозможно определить их расположение, следует писать «верх» и «низ». Обозначения на осях должны быть переведены на английский язык.

Подрисуночные подписи (на русском и английском языках) прилагаются на отдельном листе.

Таблицы должны быть обязательно упомянуты в тексте и иметь заголовки (на русском и английском языках), данные в головке таблицы должны быть переведены на английский язык.

Библиографический список:

- оформляется согласно ГОСТ Р 7.0.5–2008 «Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления»; должен содержать не менее 10 названий (в обзорных (заказных) статьях – не более 50 названий); ссылки в тексте даются в квадратных скобках: [1];
- нумерация источников должна соответствовать очередности ссылок в тексте;
- русскоязычные источники также должны быть переведены на английский язык.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

Список авторов и сведения о них:

- оформляется отдельным файлом;
- необходимо указать: фамилию, имя, отчество полностью; ученую степень, ученое звание, должность, место работы, служебный адрес (на русском и английском языках), служебный телефон, e-mail;
- указать автора, ответственного за прохождение статьи, для аспирантов – научного руководителя.

Плата за публикацию статей не взимается.

Статьи направлять по адресу: 124498, г. Москва, г. Зеленоград, площадь Шокина, дом 1, МИЭТ, редакция журнала «Известия вузов. Электроника», комн. 7231.

Тел.: 8-499-734-62-05

E-mail: magazine@miee.ru

http://ivuz-e.ru

Объединенная выставка ЭлектронТехЭкспо и ЭкспоЭлектроника

15-17 апреля 2019 г., г. Москва, Крокус Экспо

15-17 апреля 2019 г. в Крокус Экспо (г. Москва) одновременно и на одной площадке (в павильоне 3, залы №12,13) состоится объединенная выставка «17-я Международная выставка технологий, оборудования и материалов для производства изделий электронной и электротехнической промышленности» (**ЭлектронТехЭкспо**) и «22-я Международная выставка электронных компонентов, модулей и комплектующих» (**ЭкспоЭлектроника**).

ЭкспоЭлектроника и ЭлектронТехЭкспо - самые крупные по количеству и самые представительные по составу участников международные выставки электронных компонентов, модулей и комплектующих в России. Совместное проведение выставок ЭлектронТехЭкспо и ЭкспоЭлектроника создает уникальную площадку для взаимодействия профессионалов и способствует развитию отрасли электроники и электротехники в России.

Участники выставки - ведущие российские и зарубежные производители и поставщики оборудования и материалов для производства полупроводников, электронных компонентов, печатных плат и микросхем, оборудования и материалов для пайки и другого технологического оборудования.

Ассоциация вузов, осуществляющих подготовку кадров в области радиоэлектронной промышленности, планирует принять участие в работе выставок. В рамках деловой программы состоится круглый стол по вопросу подготовки кадров в радиоэлектронной промышленности.

26-я Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика - 2019»

Национальный исследовательский университет «МИЭТ» проводит **18 - 19 апреля 2019 года 26-ю Всероссийскую межвузовскую научно-техническую конференцию студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика - 2019».**

Оргкомитет приглашает молодых исследователей принять участие в работе конференции.

Научные направления работы конференции (по секциям):

1. Нанотехнологии в электронике.
2. Материалы микро- и наноэлектроники.
3. Проектирование и технология электронных компонентов.
4. Микромеханика, сенсоры, робототехнические комплексы.
5. Математическое моделирование процессов и технологий.
6. Автоматизированные информационные системы и информационные технологии.
7. Информационно-управляющие и вычислительные системы и устройства.
8. Радиотехника, системы и устройства связи и телекоммуникаций.
9. Информационная безопасность.
10. Биомедицинская электроника.
11. Экологические проблемы электронной промышленности и окружающей среды.
12. Менеджмент, маркетинг, инновации наукоемких предприятий.

Форма участия в работе конференции – выступление с секционным докладом. Продолжительность доклада до 10 мин.

По итогам работы секций проводится конкурс работ студентов, авторами которых являются только студенты, и конкурс работ аспирантов, авторами которых являются только аспиранты. Лучшие работы будут отмечены дипломами лауреатов.

По материалам конференции будет издан сборник статей конференции с индексированием в РИНЦ. Отбор работ для опубликования в сборнике проводится Оргкомитетом конференции по результатам выступлений.

Ознакомиться с требованиями к представлению и оформлению тезисов и докладов можно на сайте МИЭТ в разделе «Научные исследования», «Конференции и семинары»: http://miet.ru/content/s/812

Ответственный секретарь Оргкомитета – Харач Валентина Павловна.

Адрес Оргкомитета: 124498, г. Москва, г. Зеленоград, площадь Шокина, дом 1, Национальный исследовательский университет «МИЭТ», ОНТИ, на конференцию «МэИнфо-2019».

Тел.: +7-499-720-85-30

E-mail: onti@miee.ru (для справок)