
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

Главный редактор В.А. Богущ

Редакционная коллегия:

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

Редакционный совет:

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

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

Телефон редакции: +375-17-293-88-41

Web-сайт: www.doklady.bsuir.by

E-mail: doklady@bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

Юрцев О.А., Попов А.А. Сверхширокополосная сканирующая антенная решетка проволочных излучателей	5
Тузуков В.П. Разнесенный прием сигналов при наличии замираний Вейбулла в каналах связи	13
Дятко А.А., Костромицкий С.М., Шумский П.Н., Давыденко И.Н. Работа радиолокационной угломерной системы в условиях сигнала, создаваемого когерентными источниками излучения из двух точек пространства.....	22
Курочкин А.Е. Синтез квазиполосовых лестничных фильтров высокого порядка.....	30
Kushnir V.N. Spectrums of superconducting states and triplet effects in superconductor/ferromagnet multilayers	38
Наумович Н.М., Юбко А.П., Давыдов М.В., Мальцев О.С. Широкополосный трансформатор для согласования низкоомных нагрузок в диапазоне метровых длин волн	43
Лобатый А.А., Бумай А.Ю., Ду Цзюнь. Формирование оптимальных параметров траектории полета беспилотного летательного аппарата через заданные точки пространства.....	50
Бутов А.А. Теоретико-множественная операция пересечения топологических объектов-многоугольников на плоскости.....	58

Янцевич М.А., Филиппович Г.А. Методика синтеза многополосных согласующих устройств	66
Гурский А.Л., Каланда Н.А., Ярмолич М.В., Бобриков И.А., Сумников С.В., Петров А.В. Фазовые превращения при кристаллизации твердого раствора стронций-замещенного двойного перовскита	73
Кураев А.А., Матвеев В.В. Терагерцовая лампа бегущей волны на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе	81
Минченко Л.И., Сиротко С.И. К задачам двухуровневой оптимизации с условием регулярности RCPLD	86
Бойправ О.В., Богуш Н.В., Лыньков Л.М. Характеристики отражения и передачи электромагнитного излучения двухслойных структур на основе оксидов переходных металлов	93
Гулай А.В., Зайцев В.М. Интеллектуальная технология вейвлет-анализа вибрационных сигналов	101
Пилинеч Л.П., Тумилович М.В., Кравцов А.Г., Румянцев Д.М., Гриб К.В. Влияние размеров частиц порошка пористых материалов на снижение уровня аэродинамического шума	109
Мордачев В.И. Частотнонезависимые пределы значений системных параметров сотовой связи при интерференционном распространении радиоволн в городской застройке	117
Сморodin В.С., Прохоренко В.А. Метод построения модели нейрорегулятора при оптимизации структуры управления технологическим циклом	125
Гольдман Е.И., Титович Е.В. Использование антропоморфного фантома тела человека для осуществления комплексного тестирования технологического процесса лучевой терапии	133
Муравьев В.В., Мищенко В.Н. Интенсивности рассеивания носителей заряда в графене, расположенном на подложке из гексагонального нитрида бора	141
Капцевич О.А., Рабченко Д.И., Пономарев К.Ю. Экспериментальные исследования интерфейса, разработанного с использованием методики синтеза информационной модели на автоматизированном рабочем месте диспетчера управления воздушным движением	149
Соловьев Я.А., Пилипенко В.А. Влияние условий быстрой термической обработки на электрофизические свойства тонких пленок хрома на кремнии	157
Ле Динь Ви, Ключик А.Ю., Долбик А.А., Лешок А.А., Лазарук С.К. Влияние анодного оксида алюминия, используемого в качестве разделительного диэлектрика кремниевых лавинных светодиодов, на их характеристики	165

Корректор Л.В. КОНДАКОВА

Компьютерный дизайн и верстка Н.А. ЧЕРНЯВСКАЯ

Подписано в печать 23.12.2019. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.

Усл. печ. л. 20,21. Уч.-изд. л. 17,8. Тираж 100 экз. Заказ 395.

Индекс для индивидуальной подписки 00787.

Индекс для ведомственной подписки 007872.

Издатель: учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации средства массовой информации № 1087 от 23.01.2010.

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/264 от 14.04.2014. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal has been published since January, 2003

Editor-In-Chief V. A. Bogush

Address of editorial office: P. Brovka st., 6, room 326, Minsk, 220013, Belarus

Phone number of editorial office: +375-17-293-88-41

Web-site: www.doklady.bsuir.by

E-mail: doklady@bsuir.by

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

Yurtsev O.A., Popov A.A. Ultra-wideband scanning antenna array wire emitters.....	5
Tuzlukov V.P. Diversity signal processing over Weibull fading channels.....	13
Dyatko A.A., Kostromitski S.M., Shumski P.N., Davidenko I.N. Operation of the radiolocation angular system in the conditions of the signal created by coherent sources of radiation from two spots	22
Kurochkin A.E. Synthesis of quasi band ladder transforming high order filters	30
Kushnir V.N. Spectrums of superconducting states and triplet effects in superconductor/ferromagnet multilayers.....	38
Naumovich N.M., Joubko A.P., Davydov M.V., Maltsev O.S. Wideband transformer for matching of low-impedance loads in very high frequency range	43
Lobaty A.A., Bumai A.Y., Jun Du. Formation of optimal parameters the trajectory of the overflight of unmanned aerial vehicle through the specified points of space	50
Butov A.A. Set-theoretic operation of intersection of topological objects-polygons on the plane	58
Yantsevich M.A., Filippovich G.A. The metod of synthesis of multiband matching device	66
Gurskii A.L., Kalanda N.A., Yarmolich M.V., Bobrikov I.A., Sumnikov S.V., Petrov A.V. Phase transformations during crystallization of a solid solution of strontium-substituted double perovskite	73
Kurayev A.A., Matveyenka V.V. Terahertz traveling-wave tube on a rectangular waveguide folded in a circular spiral.....	81

Minchenko L.I., Sirotko S.I. On the problems of bilevel optimization under RCPLD constraint qualifications	86
Boiprav O.V., Bogush N.V., Lynkou L.M. Electromagnetic radiation reflection and transmission characteristics of two-layer structures based on transition metal oxides	93
Gulai A.V., Zaitsev V.M. Intelligent technology of wavelet analysis of vibration signals	101
Pilinevich L.P., Tumilovich M.V., Kravtsov A.G., Rumyantsev D.M., Grib K.V. Influence of powder particle sizes of porous materials on reducing the aerodynamic noise level	109
Mordachev V.I. Frequency-independent limits of values of system parameters of cellular communications at multipath propagation of radio waves in urban area.....	117
Smorodin V.S., Prokhorenko V.A. Method of construction of a neuroregulator model when optimizing the control structure of a technological cycle	125
Holdman Y.I., Titovich E.V. Human body anthropomorphic phantom utilisation for the complex testing of radiation therapy technological process.....	133
Muraviev V.V., Mishchenko V.N. The intensity of scattering of charge carriers in graphene, located on a substrate of hexagonal boron nitride	141
Kaptsevich O.A., Rabchenok D.I., Ponomarev K.Y. Experimental studies of the interface developed using the method of information model synthesis at the automated workstation of air traffic control manager	149
Solovjov J.A., Pilipenko V.A. Effect of rapid thermal treatment conditions on electrophysical properties of chromium thin films on silicon	157
Le Dinh Vi, Klutsky A.Yu., Dolbik A.A., Leshok A.A., Lazarouk S.K. Influence of anodic alumina used as separating dielectric of silicon avalanche LEDs on diode characteristics	165



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-5-12>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.677.3

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ СКАНИРУЮЩАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ПРОВОЛОЧНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

ЮРЦЕВ О.А., ПОПОВ А.А.

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

Поступила в редакцию 21 марта 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Целью работы является определение свойств сверхширокополосной сканирующей антенной решетки проволочных излучателей. Одиночным элементом решетки является трехмерная антенна Вивальди. Было проведено численное моделирование антенных решеток и одиночных излучателей Вивальди методом интегральных уравнений в тонкопроволочном приближении с помощью оригинальной программы и программы MMANA. Определены размеры всех элементов одиночного излучателя по критерию согласования и формы диаграммы направленности для работы в диапазоне частот 2–18 ГГц. Описанный вариант антенны по критерию согласования ($K_{СВ} < 2$) имеет коэффициент перекрытия по частоте 12. Определено сужение полосы частот одиночного излучателя в составе несканирующей и сканирующей решеток в пределах угла 30° . В статье рассматриваются диапазонные свойства антенных решеток в зависимости от параметров излучателей и возможности по фазовому сканированию. Показано, что наибольшей полосой частот по согласованию обладает решетка с минимальным шагом размещения излучателей. В плоской антенной решетке при сканировании в H -плоскости полоса частот по критерию согласования уменьшается в 2–3 раза. Показано, что линейная решетка без сканирования имеет коэффициент перекрытия по частоте, равный 6 по критерию согласования излучателей. Этот коэффициент уменьшается с увеличением сектора фазового сканирования. В плоской решетке коэффициент перекрытия по частоте и сектор фазового сканирования меньше, чем в линейной, и уменьшается с ростом числа строк. Приведенная антенная решетка обладает рядом конструктивных преимуществ и может быть использована в системах со сверхширокополосными сигналами.

Ключевые слова: антенная решетка, трехмерный излучатель Вивальди, метод интегральных уравнений, диаграмма направленности, согласование, фазовое сканирование.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Юрцев О.А., Попов А.А. Сверхширокополосная сканирующая антенная решетка проволочных излучателей. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 5-12.

ULTRA-WIDEBAND SCANNING ANTENNA ARRAY WIRE EMITTERS

OLEG A. YURTSEV, ALEKSEI A. POPOV

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
Minsk, Republic of Belarus*

Submitted 21 March 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The aim of the work is to determine the properties of the ultra-wideband scanning antenna array of wire emitters. A single element of the grid is a three-dimensional antenna Vivaldi. Numerical simulation of antenna arrays and single Vivaldi emitters was carried out by the method of integral equations in the thin-wire approximation using the original program and the MMANA program. The dimensions of all elements of a single emitter are determined by the criterion of matching and the shape of the radiation pattern for operation in the frequency range 2–18 GHz. The described variant of the antenna according to the matching criterion ($SWR < 2$) has a frequency overlap coefficient of 12. The narrowing of the frequency band of a single emitter in the composition of non-scanning and scanning gratings within the angle of 30 degrees is determined. The article deals with the range properties of antenna arrays depending on the parameters of the emitters and the possibility of phase scanning. It is shown that the greatest frequency band in agreement has a lattice with a minimum step of placement of emitters. In a flat antenna array, when scanning in the H -plane, the frequency band according to the matching criterion decreases by 2–3 times. It is shown that the linear lattice without scanning has a frequency overlap coefficient equal to 6 according to the criterion of matching emitters. This ratio decreases as the phase scan sector increases. In a flat lattice, the frequency overlap coefficient and the phase scan sector are smaller than in a linear lattice and decrease with the number of rows. The reduced antenna array has a number of design advantages and can be used in systems with ultra-wideband signals.

Keywords: antenna array, three-dimensional Vivaldi antenna element, element, integral equation method, radiation pattern, impedance matching, phase scan.

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

For citation. Yurtsev O.A., Popov A.A. Ultra-wideband scanning antenna array wire emitters. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 5-12.

Введение

Антеннам Вивальди посвящено большое число публикаций, включая монографии [1–4]. Практически во всех работах рассматриваются двумерные антенны Вивальди, в которых металлизация нанесена на диэлектрическую подложку. Такие антенны удобны для применения в диапазоне частот $f > 2\text{--}3$ ГГц, в том числе и в антенных решетках. Это обусловлено малыми поперечными размерами излучателя Вивальди в H -плоскости, что позволяет выполнить условие единственности главного лепестка диаграммы направленности (ДН) при сканировании в H -плоскости в широком угловом секторе в сверхшироком диапазоне частот. Разработаны варианты двумерных антенн Вивальди, согласованные вне антенной решетки в диапазоне частот от единиц ГГц до 30 ГГц. В ряде технических задач, в частности для работы в диапазоне метровых и дециметровых волн, такие антенны неудобны для применения, особенно в качестве излучателей антенных решеток. В этих диапазонах волн в качестве излучателей решеток целесообразно использовать трехмерную антенну Вивальди, выполненную из тонких проводников. Такая конструкция антенны имеет существенно меньшую массу по сравнению с двумерными антеннами Вивальди, выполненными на диэлектрической подложке. Трехмерная проволочная антенна Вивальди схематически показана на рис. 1, *a*. Проводники укладываются на поверхность тонкого гибкого диэлектрика или представляют собой жесткую конструкцию. На рис. 1, *a* показан общий вид антенны, на рис. 1, *b* – способ возбуждения численной модели

антенны (кружком обозначено место введения возбуждающего напряжения на поперечном зонде). В реальной конструкции зонд – это продолжение внутреннего проводника коаксиальной линии.

Трехмерные антенны Вивальди, выполненные из сплошного металла, описаны в отдельных статьях и называются ТЕМ-рупором, хотя профиль металлизации не всегда описывается экспоненциальными функциями. Проволочные антенны Вивальди, насколько удалось проверить по доступным источникам, не описаны. Ниже приводятся результаты численного исследования проволочных трехмерных антенн Вивальди и антенных решеток таких излучателей.

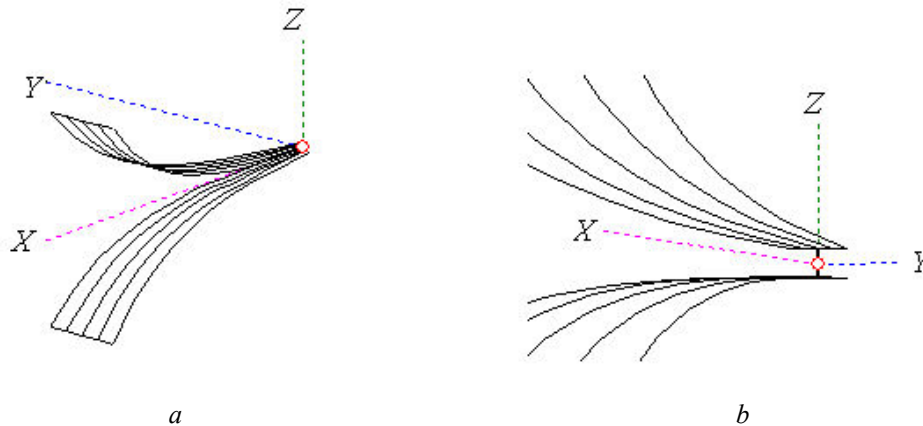


Рис. 1. Трехмерная антенна Вивальди: *a* – общий вид; *b* – способ возбуждения
Fig. 1. Three-dimensional antenna Vivaldi: *a* – general view; *b* – method of excitation

Габариты антенны обозначены символами: L_x – вдоль оси X , L_y – вдоль оси Y , L_z – вдоль оси Z . В антенне плоскость XY – H -плоскость, плоскость XZ – E -плоскость. В статье рассматривается антенна, в которой $L_y \ll L_z$. При этом в линейной решетке обеспечивается возможность разместить излучатели вдоль оси Y с шагом $Dy < \lambda_{\min}$, где $\lambda_{\min}$ – минимальная длина волны диапазона частот, в котором обеспечивается согласование излучателей с линиями питания и выполняется условие единственности главного лепестка ДН. В численной модели антенна возбуждается поперечным зондом, в центре которого задается стороннее напряжение частоты f . Зонд показан на рис. 1, *b*, а точка возбуждения обозначена маленьким кружком. Численное моделирование антенных решеток излучателей Вивальди выполнено методом интегральных уравнений (ИУ) в тонкопроволочном приближении [2]. Использовались две программы. Оригинальная программа использовалась для создания файла, описывающего геометрию решетки. Этот файл импортируется в программу MMANA [3], где и происходит расчет электрических характеристик решетки методом ИУ.

Результаты численного моделирования одиночного излучателя

Путем перебора геометрических параметров определены размеры всех элементов антенны по критерию согласования и формы ДН для работы в диапазоне частот 2000–18000 МГц. Получены следующие габаритные размеры: $L_x = 100$ мм, $L_y = 24$ мм, $L_z = 66$ мм. На рис. 2 приведена зависимость коэффициента стоячей волны (КСВ) в питающей линии с волновым сопротивлением 50 Ом. На рис. 3 показана зависимость от частоты КНД и отношения КНД в направлении максимума ДН и в обратном направлении (F/B).

На рис. 4 приведены графики ДН на тех частотах, на которых главный лепесток превосходит боковые лепестки не менее, чем на 2,5 дБ. Как видно, антенна согласована в широком диапазоне частот, причем более широком, чем большинство описанных в литературе двумерных антенн Вивальди, и сравнимом с антенной, описанной в работе [2]. В этой работе за счет усложнения узла возбуждения полоса согласования увеличена до значения 1–18 ГГц. Об изменении в этом диапазоне ДН не сообщается. Описанный вариант антенны (рис. 1) по критерию согласования ($КСВ < 2$) имеет коэффициент перекрытия по частоте $K_f = f_{\max}/f_{\min} = 12$.

Режим осевого излучения с уровнем боковых лепестков не более 8–10 дБ в антенне, рис. 1, сохраняется в более узком диапазоне частот (рис. 3, 4), как и в двумерных антеннах Вивальди.

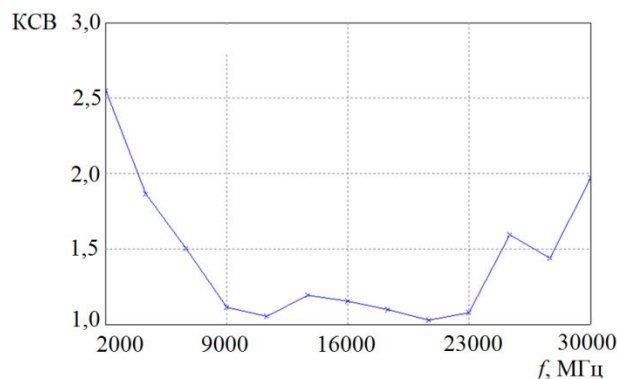


Рис. 2. Зависимость КСВ от частоты
Fig. 2. Dependence of VSWR on frequency

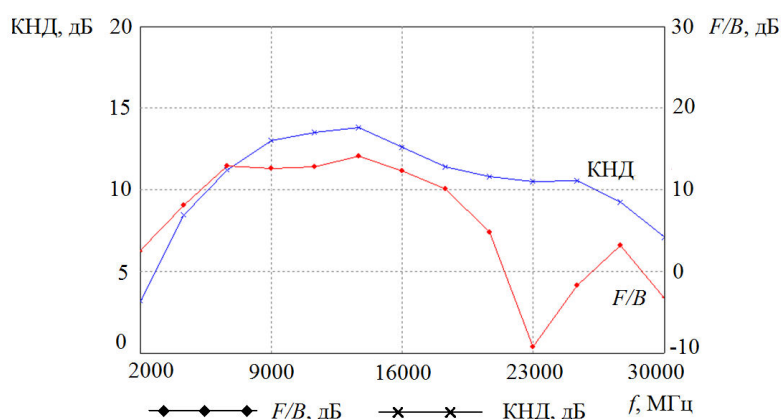


Рис. 3. Зависимость КНД и отношения F/B от частоты
Fig. 3. Dependence of directivity and F/B ratio on frequency

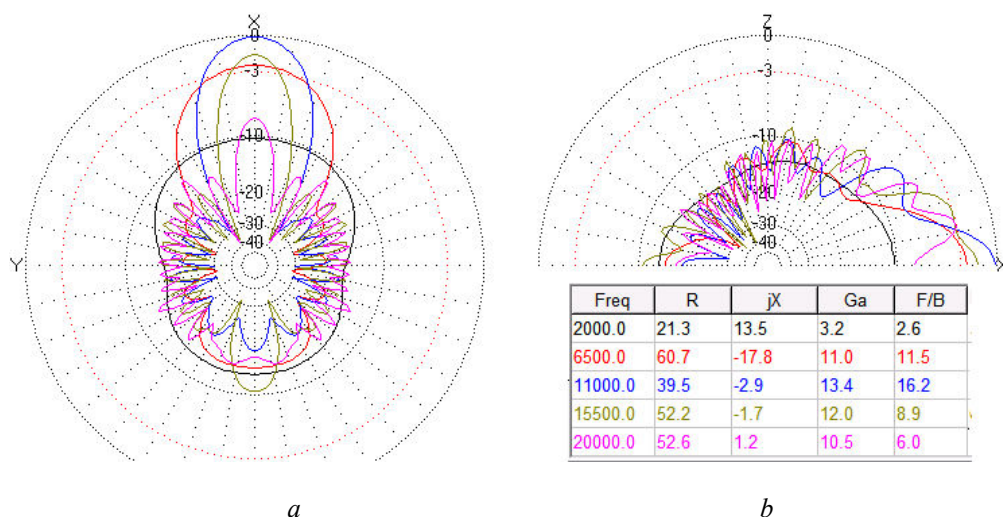


Рис. 4. Диаграмма направленности на разных частотах: a – в H -плоскости; b – в E -плоскости
Fig. 4. Radiation pattern at different frequencies: a – H -plane; b – E -plane

При применении антенны, показанной на рис. 1, a , в качестве излучателя антенной решетки диапазон частот по критерию согласования сужается за счет взаимодействия между излучателями, особенно при фазовом сканировании. Чем меньше частота, тем сильнее взаимодействие и больше возрастание КСВ за счет взаимодействия. По критерию сохранения

формы ДН (выполнению условия единственности главного лепестка ДН) диапазон частот также сужается. Причем степень сужения зависит от того, в какой плоскости производится фазовое сканирование.

Линейная и плоская решетки антенн Вивальди

Ниже основные закономерности в антенных решетках проволочных антенн Вивальди иллюстрируются на линейной и плоской решетках с описанным выше излучателем. В линейной решетке излучатели расположены в H -плоскости, число излучателей $N_y = 10$. В плоской решетке вдоль оси Y (в строке) число излучателей $N_y = 10$, вдоль оси Z (в столбце) число излучателей $N_z = 3$. Эти антенные решетки схематически показаны на рис. 5.

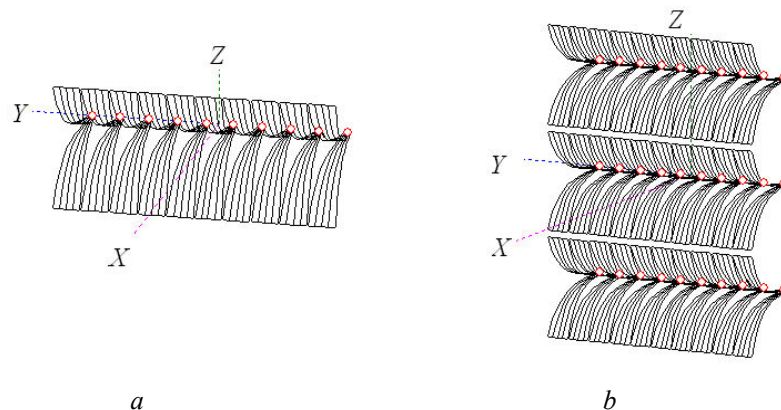


Рис. 5. Вид решетки антенн Вивальди: a – линейной; b – плоской
Fig. 5. Drawing Vivaldi antenna arrays: a – linear; b – flat

Для увеличения сектора углов фазового сканирования шаг размещения излучателей в строках и столбцах сделан равным минимально возможному значению $D_y = 25$ мм, $D_z = 70$ мм, т. е. почти равным габаритам излучателя вдоль осей Y и Z . Численный анализ показал, что при нулевом угле сканирования полоса частот по критерию согласования ($KCB < 2$) линейной решетки равна 2000–12000 МГц. Диаграммы направленности в H -плоскости на частотах 2000 и 12000 МГц показаны на рис. 6. Амплитудное распределение возбуждения излучателей в решетке равномерное.

На рис. 6 обозначено: R , X – активная и реактивная части входного сопротивления излучателя с номером 1; G_a – коэффициент направленного действия (КНД) решетки; F/B – отношение КНД в направлении максимума ДН и в обратном направлении.

При сканировании в H -плоскости диапазон частот, в котором выполняется условие единственности главного лепестка, сужается. Кроме того, за счет взаимодействия между излучателями изменяется их входное сопротивление. В результате КСВ растет, полоса частот согласования уменьшается. Степень этих изменений растет при увеличении угла сканирования и шага размещения излучателей в решетке и зависит от частоты. Для иллюстрации этих закономерностей на рис. 7 приведены графики зависимости КСВ от номера излучателя в решетке для угла сканирования 30° для разных частот и двух значений шага D_y . Излучатель с номером 1 по оси Y расположен слева на рис. 4.

Численный анализ показал, что наибольшей полосой частот по согласованию обладает решетка с минимальным шагом размещения излучателей. Рис. 8, a иллюстрирует этот вывод. В плоской решетке (рис. 4, b) полоса частот уменьшается за счет уменьшения верхней частоты. Это связано с тем, что в плоскости столбцов шаг решетки значительно больше, чем в плоскости строк, и условие единственности главного лепестка ДН, прежде всего, нарушается в плоскости столбцов.

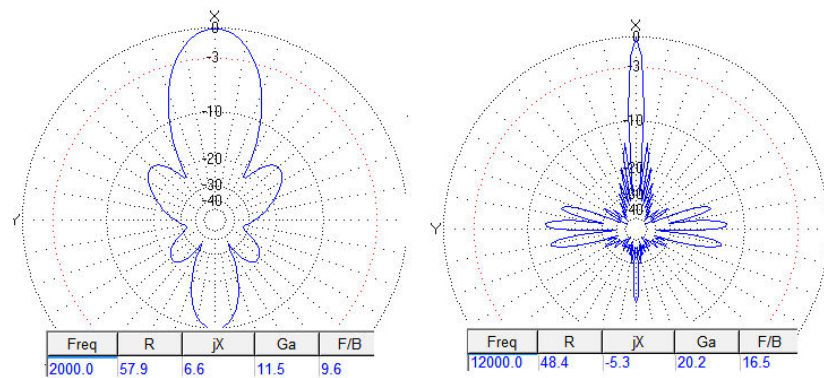


Рис. 6. ДН линейной решетки в H -плоскости на двух частотах в логарифмическом масштабе
Fig. 6. Radiation pattern of a linear antenna array in the H -plane at two frequencies on a logarithmic scale

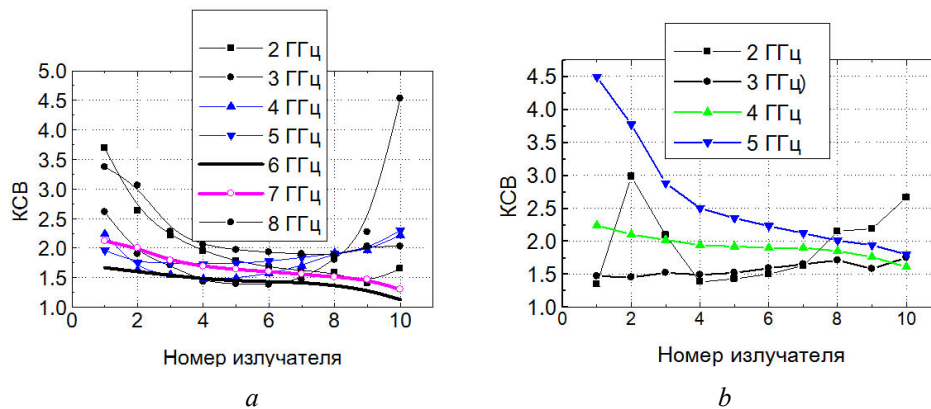


Рис. 7. Зависимость КСВ от номера излучателей в линейной решетке для угла сканирования 30° для разных частот и двух значений шага: $a - Dy = 25$ мм; $b - Dy = 30$ мм
Fig. 7. Dependence of SWR on the number of emitters in the linear array for the scanning angle of 30° for different frequencies and two step values: $a - Dy = 25$ mm; $b - Dy = 30$ mm

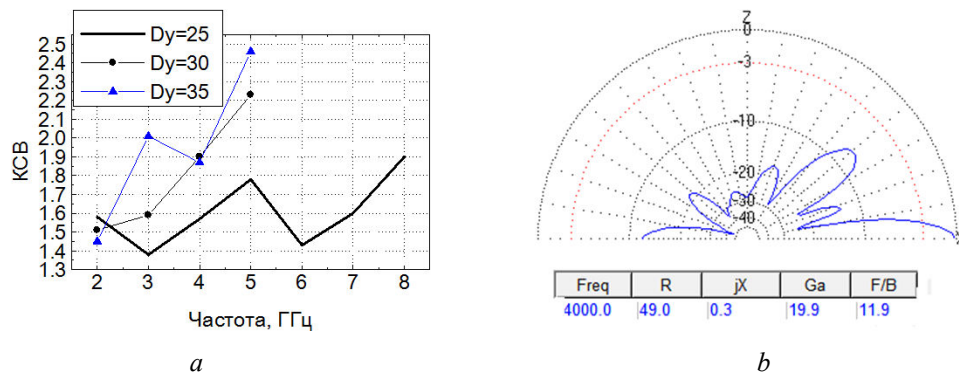


Рис. 8. Результаты моделирования: a – КСВ для линейной решетки при угле сканирования 30° , для разных шагов в решетке, b – ДН плоской решетки в плоскости столбцов на частоте 4 ГГц
Fig. 8. Simulation results: a – SWR for linear lattice at a scanning angle of 30° , for different steps in the lattice, b – the bottom of a flat lattice in the plane of columns at a frequency of 4 GHz

В рассматриваемом примере решетки (рис. 4, b) шаг $Dz = 70$ мм. При этом условие единственности главного лепестка в плоскости столбцов выполняется до максимально частоты $f_{\max} = 4$ ГГц. На этой частоте максимально возможный угол сканирования в плоскости столбцов равен 8. На рис. 8, b показана ДН в плоскости столбцов на частоте 4 ГГц при нулевом угле сканирования в обеих плоскостях. При уменьшении размера апертуры излучателя вдоль оси Z максимальная частота $f_{\max}$ уменьшается, но при этом уменьшается и минимальная частота $f_{\min}$ по критерию согласования.

Заключение

Описаны результаты численного моделирования сверхширокополосной проволочной трехмерной антенны Вивальди и решетки таких антенн. Показано, что такая антенна, кроме очевидных конструктивных достоинств (особенно в диапазоне частот $f < 2000$ МГц), имеет полосу частот, в которой обеспечивается согласование, не меньше, а для большинства описанных в литературе вариантов – больше, чем в двумерных антеннах Вивальди. Уровень бокового и заднего излучения примерно такой же, как в двумерных антеннах Вивальди. Одиночный исследованный вариант излучателя по критерию согласования имеет полосу частот 2–30 ГГц, в составе несканирующей линейной решетки эта полоса сужается и составляет 2–12 ГГц. При сканировании в угловом секторе $\pm 30^\circ$ полоса сужается до значения 2–8 ГГц. В плоской решетке при сканировании в H -плоскости полоса частот согласования уменьшается в 2–3 раза.

Список литературы

1. DurgaIndira N., Madhav B.T.P., Balaji K., Rajagopalarao B., Venkata Kishore K. Multiband Vivaldi Antenna for X and Ku band Applications. *Internatoinal Journal of Advanced Networking and Applications*. 2012;3(5):1375-1378.
2. Agahi M.H.H., Abiri H., Mohajeri F. Investigation of a New Idea for Antipodal Vivaldi Antenna Design. *Internatoinal Journal of Computer and Electrical Engineering*; 2011;3(2):277-281. DOI: 10.7763/IJCEE.2011.V3.327
3. Митра Р. *Вычислительные методы в электродинамике*. Москва: Мир; 1977.
4. Гончаренко И.В. *Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA*. Москва: РадиоСофт; 2002.

References

1. DurgaIndira N., Madhav B.T.P., Balaji K., Rajagopalarao B., Venkata Kishore K. Multiband Vivaldi Antenna for X and Ku band Applications. *Internatoinal Journal of Advanced Networking and Applications*. 2012;3(5):1375-1378.
2. Agahi M.H.H., Abiri H., Mohajeri F. Investigation of a New Idea for Antipodal Vivaldi Antenna Design. *Internatoinal Journal of Computer and Electrical Engineering*; 2011;3(2):277-281. DOI: 10.7763/IJCEE.2011.V3.327
3. Mitra R. [*Numerical Methods in Computational Electrodynamics*]. Moscow: Mir; 1977. (In Russ.)
4. Goncharenko. I.V. [*Computer simulation of antennas. All about the program MMANA*]. Moscow: RadioSoft; 2002. (In Russ.)

Вклад авторов

Юрцев О.А. разработал конструкцию антенны, разработал оригинальную программу для проведения численного моделирования, выполнил моделирование антенной решетки.

Попов А.А. выполнил моделирование одиночного излучателя и антенной решетки.

Authors contribution

Yurtsev O.A developed the design of the antenna, developed an original program for numerical simulation, conducted a simulation of the antenna array.

Popov A.A. performed simulation of a single emitter and antenna array.

Сведения об авторах

Юрцев О.А. (1933–2019), д.т.н., профессор, заслуженный деятель науки и техники БССР.

Попов А.А., инженер кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Yurtsev O.A. (1933–2019), D.Sci, professor, Honored worker of Science and Technology of BSSR.

Popov A.A., engineer of Department of Information Radiotechnologies of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-89-27;
e-mail: a.popov@bsuir.by
Попов Алексей Александрович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarussian State University
of Informatics and Radioelectronics
tel. + 375-17-293-89-27;
e-mail: a.popov@bsuir.by
Popov Aleksei Aleksandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-13-21>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.391.26

РАЗНЕСЕННЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ЗАМИРАНИЙ ВЕЙБУЛЛА В КАНАЛАХ СВЯЗИ

ТУЗЛУКОВ В.П.

Белорусская государственная академия авиации, г. Минск, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 11 января 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Целью настоящей работы является рассмотрение характеристик L -канальных EGC и MRC приемников с линейным суммированием сигналов равной мощности и суммированием дифференциально взвешенных сигналов каждого канала при наличии независимых, не обязательно идентично распределенных, и коррелированных замираний Вейбулла в канале связи при разнесенном приеме сигналов, основанное на определении моментов высокого порядка для случайных параметров, а также определение среднего значения сигнал/помеха на выходе приемника, степени замирания, спектральной эффективности в области слабых сигналов, вероятности отказа и средней вероятности ошибок на символ как для когерентных, так и для некогерентных схем модуляции сигнала. Исследование проводилось на основе метода определения производящей функции моментов отношения сигнал/помеха и аппроксимации Паде. В рассматриваемой модели беспроводной системы связи и каналах предполагается, что помехи во входных каналах приемника не зависят от сигнала и некоррелированные между собой, а параметры канала связи медленно изменяются во времени, так что фаза сигнала может быть определена без затруднений. Результатом проведенных исследований является определение средней вероятности ошибки на символ для 2-канальных EGC и MRC приемников при коррелированных замираниях Вейбулла. Результаты компьютерного моделирования представлены для сравнения с численными результатами с целью определения точности предлагаемой аппроксимации Паде, демонстрируют высокую степень совпадения и подтверждают достоверность и точность предлагаемого теоретического подхода.

Ключевые слова: степень замираний, линейное суммирование сигналов, замирания Вейбулла.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Тузлуков В.П. Разнесенный прием сигналов при наличии замираний Вейбулла в каналах связи. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 13-21.

DIVERSITY SIGNAL PROCESSING OVER WEIBULL FADING CHANNELS

VYACHESLAV P. TUZLUKOV

Belarussian State Aviation Academy, Minsk, Republic of Belarus

Submitted 11 January 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. We present a moments-based approach to the performance analysis of L -branch equal-gain combining and maximal-ratio combining receivers, operating in independent or correlated, not necessarily identically distributed, Weibull fading. For both equal-gain combining and maximal-ratio combining receivers the moments of the output signal-to-noise ratio are obtained in closed-form. An accurate approximate expression is derived for the moment-generating function of the output signal-to-noise ratio of the equal-gain combining receiver utilizing the Padé approximants theory, while a closed-form expression for the corresponding MGF of the maximal-ratio combining receiver, is obtained. Significant performance criteria, such as average output signal-to-noise ratio, amount of fading and spectral efficiency at the low power regime, are extracted in closed-forms, using the moments of the output signal-to-noise ratio for both independent and correlative fading. Moreover, using the well-known moment-generating function approach, the outage and the average symbol error probability for several coherent, non-coherent, binary, and multilevel modulation schemes, are studied. The average symbol error probability of dual-branch equal-gain combining and maximal-ratio combining receivers is also obtained when correlative fading is considered in the diversity input branches. The proposed mathematical analysis is illustrated by various numerical results and validated by computer simulations.

Keywords: Amount of fading, equal-gain combining, Weibull fading channel.

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

For citation. Tuzlukov V.P. Diversity signal processing over Weibull fading channels. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 13–21.

Введение

Суммирование разнесенных сигналов – эффективная и широко применяемая на практике процедура для приемников цифровой связи с целью уменьшения воздействия замираний в канале связи на характеристики беспроводной системы связи при разнесенном приеме сигналов и повышения эффективности функционирования. Наиболее популярные методы разнесения сигналов при многоканальном приеме – это линейное суммирование сигналов равной мощности (EGC), суммирование дифференциально взвешенных сигналов равной мощности (MRC), сложение разнесенных сигналов с автоматическим выбором (SC) и комбинация второго и третьего методов, называемая обобщенным сложением разнесенных сигналов (GSC). Характеристики цифровых систем связи с EGC и MRC интенсивно исследуются, и результаты исследований публикуются в открытой печати для хорошо известных моделей замираний в канале связи: рэлеевских и райсовских замираний, замираний Накагами- m , предполагая их независимость или коррелированность [1]. К сожалению, замирания Вейбулла не получили такого пристального внимания в открытой печати, несмотря на великолепную совместимость с экспериментальными измерениями параметров замираний в канале связи [2, 3]. При исследовании суммирования разнесенных сигналов в условиях замираний Вейбулла в [4] были представлены результаты анализа характеристик GSC приемника при наличии независимых замираний Вейбулла в каналах связи. Исследования для SC приемников при наличии замираний Вейбулла представлены в [5, 6]. В этих работах определялось среднее значение выходного отношения сигнал/помеха SNR^{out} , вероятность отказа и вероятность ошибок на бит.

В настоящей работе представлен анализ характеристик L -канальных EGC и MRC приемников при наличии независимых, не обязательно идентично распределенных, и коррелированных замираний Вейбулла в канале связи, основанный на определении моментов высокого порядка для случайных параметров. Для EGC и MRC приемников моменты SNR^{out} представлены в конечном виде. Для производящей функции моментов SNR^{out} EGC приемников используется теория рациональной аппроксимации Паде [7], в то время как для MRC приемников производящая функция моментов SNR^{out} получается в конечном виде. Выражения для среднего значения SNR^{out} , степени замирания A_F и спектральной эффективности SE в области очень слабых сигналов представлены в конечной форме, используя моменты высокого порядка для SNR^{out} для независимых и коррелированных замираний Вейбулла в каналах связи при разнесенном приеме сигналов. Используя производящую функцию моментов [7], определяются вероятность отказа P_{outage} беспроводной системы связи и средняя вероятность ошибки на символ P_{ASEP}^{av} для когерентных и некогерентных бинарных и многоуровневых видов модуляции передаваемого сигнала. Для 2-канальных EGC и MRC приемников определяется P_{ASEP}^{av} при коррелированных замираниях Вейбулла. Точность предлагаемого математического анализа подтверждается результатами компьютерного моделирования.

Модель системы и канала связи

Рассмотрим разнесенный прием сигналов по L каналам при наличии равномерного замирания по амплитуде. Принимаемый модулированный сигнал по l -му каналу имеет вид $x_l = s \times a_l \exp(j\theta_l) + w_l$, где s – передаваемый символ; a_l – огибающая амплитуды замираний; $j = \sqrt{-1}$; w_l – аддитивный белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 ; θ_l – случайная фаза, обусловленная доплеровским сдвигом по частоте. Фаза θ_l равномерно распределена в пределах интервала $[0, 2\pi]$. Предполагается, что помехи во входных каналах приемника не зависят от сигнала и некоррелированные между собой, а параметры канала связи медленно изменяются во времени, так что фаза сигнала может быть определена без затруднений. Предполагаем, что a_l – двухпараметрическая случайная величина, подчиняющаяся распределению Вейбулла [8]: $f_{a_l}(a_l) = (\beta / \omega_l)(a_l / \omega_l)^{\beta-1} \exp[-(a_l / \omega_l)^\beta]$, $\omega_l = \sqrt{a_l^2 / \Gamma(d_2)} / \Gamma(d_2)$, $d_k = 1 + k/\beta$ – вещественная константа, где β и ω_l – параметры замирания и коэффициент масштабирования соответственно; $\overline{a_l^2}$ – средняя мощность замираний; $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция [9]. Параметр β отражает интенсивность замираний. С ростом β интенсивность замираний уменьшается, и при $\beta = 2$ распределение Вейбулла (1) сводится к хорошо известному рэлеевскому распределению. Функция распределения вероятностей, или кумулятивная функция распределения, и моменты случайной величины a_l определяются следующим образом:

$$F_{a_l}(a_l) = 1 - \exp[-(a_l / \omega_l)^\beta], \quad E[a_l^n] = \omega_l^n \Gamma(d_n) \quad (1)$$

соответственно, где n – положительное целое число; $E[\cdot]$ – математическое ожидание. Мгновенное значение SNR^{out} для EGC и MRC приемников может быть представлено как

$$q_{out} = \lambda_{\xi,1} \frac{E_s}{N_0} \left[\sum_{i=1}^L a_i^{-\xi+2} \right]^{\xi+1}, \quad (2)$$

где для EGC и MRC приемников $\xi = 0$ и $\xi = 1$ соответственно; $\lambda_{\xi,1} = (L^n - 1)\xi + 1$ и E_s – энергия переданного сигнала.

Рассмотрим кратко двумерное распределение Вейбулла. Дополняющая функция распределения вероятностей, или функция отказа, в случае, когда замирания описываются двумерным распределением Вейбулла, имеет вид

$$\tilde{F}_{a_1, a_2}(a_1, a_2) = \exp\{-(a_1/\omega_1)^{\beta/\delta} + (a_2/\omega_2)^{\beta/\delta}\}^{\delta}, \quad (3)$$

где $\delta, 0 \leq \delta \leq 1$ – параметр, связанный с коэффициентом корреляции, который по определению $\rho \equiv \text{Cov}(a_1, a_2) / \sqrt{\text{Var}(a_1)\text{Var}(a_2)}$, где $\text{Var}(a)$ – дисперсия случайной величины a . Для рассматриваемых условий $\rho = [\Gamma^2(d_\delta)\Gamma(d_2) - \Gamma^2(d_1)\Gamma(d_{2\delta})] / \{\Gamma(d_{2\delta})[\Gamma(d_2) - \Gamma^2(d_1)]\}$. Подставляя (1) и (3) в [10, (6.22)], совместная функция распределения вероятностей случайных величин a_1 и a_2 примет вид

$$F_{a_1, a_2}(a_1, a_2) = 1 + \exp\{-(a_1/\omega_1)^{\beta/\delta} + (a_2/\omega_2)^{\beta/\delta}\}^{\delta} - \exp[-(a_1/\omega_1)^{\beta}] - \exp[-(a_2/\omega_2)^{\beta}]. \quad (4)$$

При независимых процессах во входных каналах приемника при разнесенном приеме $\rho = 0$, т. е. $\delta = 1$, и (4) может быть представлено в виде произведения двух функций распределения Вейбулла. Дифференцируя (4), совместная плотность распределения случайных величин a_1 и a_2 может быть представлена в сложной форме, в то время как ковариационная функция случайных величин a_1 и a_2 (совместные моменты порядка $n + m$) имеет вид

$$E[a_1^n, a_2^m] = \omega_1^n \omega_2^m \Gamma(d_{n\delta}) \Gamma(d_{m\delta}) \Gamma(d_{n+m}) / \Gamma[(n+m)\delta]. \quad (5)$$

Моменты отношения сигнал/помеха

По определению, используя (2), момент n -го порядка SNR^{out} определяется как

$$E[q_{out}^n] = \lambda_{e,n} [E_s / N_0]^n E\left\{\left[\sum_{i=1}^L a_i^{-\xi+2} + \right]^{n(\xi+1)}\right\}. \quad (6)$$

Расширяя член $[\sum_{i=1}^L a_i^{-\xi+2} +]^{n(\xi+1)}$ и используя полиномиальную идентичность [9, (24.1.2)], выражение (6) может быть записано в виде

$$E[q_{out}^n] = \lambda_{e,n} [E_s / N_0]^n [n(\xi+1)]! \sum_{\substack{k_1, \dots, k_L=0 \\ k_1 + \dots + k_L = n(\xi+1)}}^{n(\xi+1)} E[a_1^{k_1(2-\xi)} \dots a_L^{k_L(2-\xi)}] / (k_1! \dots k_L!) \quad (7)$$

или, используя мгновенное значение SNR в каждом разнесенном канале $q_l = a_l^2 E_s / N_0$, (7) можно представить в виде

$$E[q_{out}^n] = \lambda_{e,n} [n(\xi+1)]! \sum_{\substack{k_1, \dots, k_L=0 \\ k_1 + \dots + k_L = n(\xi+1)}}^{n(\xi+1)} \frac{E[q_1^{k_1/(\xi+1)} \dots q_L^{k_L/(\xi+1)}]}{k_1! \dots k_L!}. \quad (8)$$

Если на входе многоканального приемника процессы в каждом канале некоррелированные между собой, то математическое ожидание в (8) может быть представлено в виде

$$E[q_1^{k_1/(\xi+1)} \dots q_L^{k_L/(\xi+1)}] = \prod_{i=1}^L E[q_i^{k_i/(\xi+1)}], \quad (9)$$

$$E[q_l^n] = \Gamma(d_{2n}) \bar{q}_l^n / \Gamma^n(d_2) \quad (10)$$

и $\bar{q}_l^n$ – среднее SNR на входе приемного устройства в l -м канале. Подставляя (9) и (10) в (8), момент порядка n для $\bar{q}_l^n$ при линейном суммировании сигналов равной мощности или суммировании дифференциально взвешенных сигналов каждого канала для независимых, но не обязательно идентично распределенных процессов на входе многоканального приемного устройства может быть определен в конечной форме:

$$E[q_{out}^n] = [\lambda_{e,n} / \Gamma^n(d_2)] [n(\xi+1)]! \sum_{\substack{k_1, \dots, k_L=0 \\ k_1 + \dots + k_L = n(\xi+1)}}^{n(\xi+1)} \prod_{j=1}^L (1/k_j!) \Gamma(d_{2k_j/(\xi+1)}) \bar{q}_j^{k_j/(\xi+1)}. \quad (11)$$

При обработке разнесенных сигналов приемником с $L = 2$ и наличии корреляции между каналами математическое ожидание в (6), используя (5), определяется следующим образом:

$$E[q_1^n q_2^m] = \bar{q}_1^n \bar{q}_2^m \Gamma(d_{2m\delta}) \Gamma(d_{2(n+m)}) \Gamma(d_{2m\delta}) / \Gamma^{n+m}(d_2) \Gamma(d_{2(n+m)\delta}). \quad (12)$$

Таким образом, n -й момент мгновенного значения SNR^{out} для 2-канального приемника с линейным суммированием сигналов равной мощности и суммированием дифференциально взвешенных сигналов каждого канала при подстановке (12) в (8) имеет следующий конечный вид:

$$E[q_{out}^n] = \frac{2^{-\xi n} \Gamma(d_{2n})}{\Gamma^n(d_{2\delta n})} \sum_{k=0}^{n(\xi+1)} \binom{n(\xi+1)}{k} \bar{q}_1^{k/(\xi+1)} \bar{q}_2^{n-k/(\xi+1)} \Gamma(d_{2\delta k/(\xi+1)}) \Gamma(d_{2\delta[n-k/(\xi+1)]}), \quad (13)$$

$$\text{где } \binom{n(\xi+1)}{k} = \frac{[n(\xi+1)]!}{k! [n(\xi+1) - k]!}.$$

Выражения (11) и (13) представляют собой новый результат, о котором ранее не сообщалось в открытой печати.

Среднее значение SNR^{out} . При разнесенном приеме сигналов приемником, суммирующим дифференциально взвешенные сигналы каждого канала, $\overline{SNR}_{MRC}^{out}$ легко определяется как при независимых, так и коррелированных замираниях, т. е. $\xi = 0$ и $n = 1$ в (10), $\overline{SNR}_{MRC}^{out} = \sum_{i=1}^L \bar{q}_i$. В этом случае коррелированность замираний не воздействует на $\overline{SNR}_{MRC}^{out}$. При разнесенном приеме с линейным суммированием некоррелированных сигналов равной мощности после сложных математических манипуляций получаем

$$\overline{SNR}_{EGC}^{out} = (1/L) \left[\sum_{i=1}^L \bar{q}_i + 2 \frac{\Gamma^2(d_1)}{\Gamma(d_2)} \sum_{i=2}^L \sum_{j=1}^{i-1} \sqrt{\bar{q}_i \bar{q}_j} \right], \quad (14)$$

в то время как при независимых и идентично распределенных замираниях, $\bar{q}_i = \bar{q}_0, \forall i$, выражение (14) принимает вид $\overline{SNR}_{EGC}^{out} = [1 + (L-1)\Gamma^2(d_1)/\Gamma(d_2)]\bar{q}_0$. При коррелированных сигналах, $\xi = 1$ и $n = 1$ в (6), получаем

$$\overline{SNR}_{EGC}^{out} = \frac{2}{L} \sum_{\substack{k_1, \dots, k_L=0 \\ k_1 + \dots + k_L = 2}}^2 \frac{E[q_1^{0.5k_1} \dots q_L^{0.5k_L}]}{k_1! \dots k_L!}. \quad (15)$$

Заметим, что в (15) определяются компоненты $E[\sqrt{q_i q_j}]$. Используя (15), при коррелированных замираниях Вейбулла для L -канального EGC приемника получаем

$$\overline{SNR}_{EGC}^{out} = (1/L) \left[\sum_{i=1}^L \bar{q}_i + 2 \frac{\Gamma^2(d_\delta)}{\Gamma(d_{2\delta})} \sum_{i=2}^L \sum_{j=1}^{i-1} \sqrt{\bar{q}_i \bar{q}_j} \right]. \quad (16)$$

Отметим, что при $\delta = 1$ (16) сводится к (14), и в случае идентично распределенных замираний в каналах многоканального приемного устройства получаем $\overline{SNR}_{EGC}^{out} = [1 + (L-1)\Gamma^2(d_\delta)/\Gamma(d_{2\delta})]\bar{q}_0$. Полагая постоянную корреляцию между замираниями в каналах EGC и MRC приемников, а также экспоненциально затухающий профиль по мощности, получаем $\bar{q}_l = \bar{q}_1 \exp[-\phi(l-1)]$. На рис. 1 представлены нормализованные значения $\overline{SNR}_{EGC}^{out}$ и $\overline{SNR}_{MRC}^{out}$ для первого канала EGC и MRC приемников как функция числа каналов L при $\beta = 2, 5$ и различных значениях коэффициента корреляции ρ между замираниями и коэффициента затухания мощности сигнала ϕ . Противоположно поведению $\overline{SNR}_{MRC}^{out}$, независящему от корреляции между замираниями, $\overline{SNR}_{EGC}^{out}$ увеличивается с ростом ρ . Общие потери становятся более ощутимыми с ростом ϕ . Заметим, что с увеличением ρ наблюдается увеличение не только нормализованного значения SNR^{out} , но и дисперсии SNR^{out} .

Степень замирания. Степень замирания является унифицированной мерой для определения интенсивности замираний, которая, как правило, независима от средней мощности замираний и определяется следующим образом:

$$A_F \cong \text{Var}[SNR^{out}] / (\overline{SNR^{out}})^2 = E[(SNR^{out})^2] / (\overline{SNR^{out}})^2 - 1. \quad (17)$$

В случае многоканального MRC приемника первый и второй центральные моменты SNR^{out} в (17) могут быть определены в конечной форме для произвольного числа коррелированных, не идентично распределенных замираний на основе (8). Степень замирания для многоканального EGC приемника определяется конечной формой для независимых и не идентично распределенных замираний на основе (11) и для 2-канального разнесенного приема при коррелированных замираниях на основе (13).

Спектральная эффективность. Степень замираний может быть использована для исследования спектральной эффективности канала связи с равномерным затуханием по амплитуде или мощности в области слабых сигналов [11]. В этой области минимальное отношение $E_b N_0^{-1} = -1,59$ дБ обеспечивает устойчивую работоспособность приемника, где E_b – минимальная энергия сигнала на бит. Тангенс угла наклона, или угловой коэффициент кривой спектральной эффективности, как функция отношения $E_b N_0^{-1}$ на уровне 3 дБ при $(E_b N_0^{-1})_{\min}$, определяется как $S_0 = 2E^2[r^2] / E[r^4] = 2(\overline{SNR^{out}})^2 / E[(SNR^{out})^2]$, где r – огибающая амплитуды процесса на выходе приемника. На основе (17) получаем выражение для углового коэффициента спектральной эффективности в области очень слабых сигналов: $S_0 = 2 / (A_F + 1)$.

Вероятность ошибок и вероятность отказа

Используя определение производящей функции моментов, средняя вероятность ошибки на символ $\bar{P}_{ASEP}$ и вероятность отказа P_{outage} рассматриваются для когерентных, например, M -амплитудная модуляция (M -AM), двоичная частотная модуляция (BFSK), M -амплитудно-импульсная (M -PAM) модуляция, M -фазовая модуляция, M -квадратурная амплитудная модуляция (M -QAM), и некогерентных видов модуляции, например, бинарная фазовая модуляция (BPSK), M -бинарная дифференциальная фазоразностная модуляция (M -BDPSK).

Средняя вероятность ошибок на символ $\bar{P}_{ASEP}$. Рассмотрим многоканальный MRC приемник. Используя (1), (3) и $q_l = a_l^2 E_s / N_0$, производящая функция моментов SNR^{out} , определяемая в общем виде как $\mathcal{M}_{SNR_{MRC}}(s) = \prod_{i=1}^L \mathcal{M}_{q_i}(s)$, где $\mathcal{M}_{q_i}(s)$ – производящая функция моментов SNR l -го входного канала приемника при независимых замираниях Вейбулла в каналах связи, определяется в следующем виде [12]:

$$\mathcal{M}_{SNR_{MRC}}(s) = \prod_{i=1}^L \frac{\beta}{2(a\bar{q}_i)^{0,5\beta}} \int_0^\infty q^{0,5\beta-1} \exp[-sq_i - (q_i/a\bar{q}_i)^{0,5\beta}] dq_i. \quad (18)$$

Интеграл в (18) можно определить в конечном виде. Выражая экспоненциальную функцию как гамма-функцию Мейера [13, (9.301)] и [14, (11)] $\exp[g(x)] = G_{0,1}^{1,0}[g(x) |_0]$, где $g(\cdot)$ – произвольная функция, выражение (18) может быть представлено в следующем виде:

$$\mathcal{M}_{SNR_{MRC}}(s) = \prod_{i=1}^L \frac{\beta}{2(a\bar{q}_i)^{0,5\beta}} \int_0^\infty q_i^{0,5\beta-1} G_{0,1}^{1,0}[sq_i |_0] G_{0,1}^{1,0}[(q_i/a\bar{q}_i)^{0,5\beta} |_0] dq_i. \quad (19)$$

Используя [18, (21)], можно представить (19) в конечном виде

$$\mathcal{M}_{SNR_{MRC}}(s) = \prod_{i=1}^L \frac{\beta}{2(a\bar{q}_i)^{0,5\beta}} \frac{\sqrt{k/l}(l/s)^{0,5\beta}}{(2\pi)^{(k+l)0,5-1}} G_{l,k}^{k,l} \left[\frac{(a\bar{q}_i)^{-0,5k\beta}}{s^l} \times \frac{l^l}{k^k} \left| \begin{matrix} \frac{1-0,5\beta}{l}, \frac{1-0,5\beta}{l}, \dots, \frac{l-0,5\beta}{l} \\ 0, \frac{1}{k}, \frac{2}{k}, \dots, \frac{k-1}{k} \end{matrix} \right. \right] \quad (20)$$

при $2l = k\beta$, где k и l – положительные целые числа. В зависимости от β множество с минимальными значениями k и l должно выбираться так, чтобы равенство $2l = k\beta$ было справедливо; например,

при $\beta = 2, 5$, необходимо выбирать $k = 4$ и $l = 5$. Отметим, что в особом случае, если β – целое число, то $k = 2$ и $l = \beta$. Выражение (20) получено впервые.

Рассмотрим EGC приемник. Процесс получения $\mathcal{M}_{SNR_{EGC}^{out}}(s)$ при наличии замираний Вейбулла – очень трудоемкая задача. Для решения этой задачи используем аппроксимацию Паде [7] как альтернативу, позволяющую аппроксимировать производящую функцию моментов и оценить $\bar{P}_{ASEP}$. По определению производящая функция моментов равна $\mathcal{M}_{SNR_{EGC}}(s) \equiv E\{\exp[s \times SNR_{EGC}]\}$ и может быть разложена в ряд Тейлора

$$\mathcal{M}_{SNR_{EGC}}(s) = \sum_{n=0}^{\infty} (1/n!) E[(SNR_{EGC}^n)] s^n. \quad (21)$$

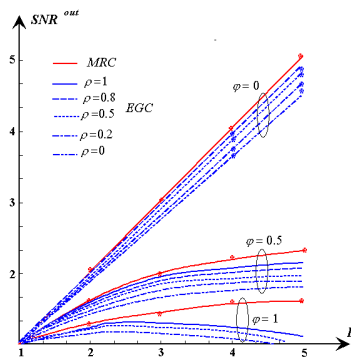


Рис. 1. Нормализованные значения $\overline{SNR}_{EGC}^{out}$ и $\overline{SNR}_{MRC}^{out}$ для первого канала многоканальных EGC и MRC приемников как функция числа каналов L при $\beta = 2, 5$

Fig. 1. Normalized 1st channel $\overline{SNR}_{EGC}^{out}$ and $\overline{SNR}_{MRC}^{out}$ of multichannel EGC and MRC as a function of L at $\beta = 2.5$

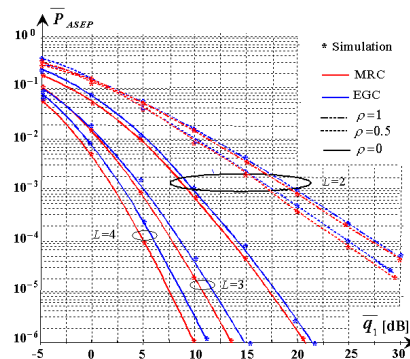


Рис. 2. Средняя вероятность ошибки усредненного отношения сигнал/помеха первого канала EGC и MRC приемников при $\beta = 2, 5$ для BPSK сигналов

Fig. 2. The average probability of error of the average 1st channel SNR for EGC and MRC at $\beta = 2.5$ at BPSK signals

Хотя моменты $E[(SNR_{EGC}^n)]$ любого произвольного порядка n для L -канального EGC приемника могут быть определены в конечной форме, используя выше представленную методику, на практике может быть использовано только конечное число N , отсекая остальные члены разложения в ряд (21). Аппроксимация Паде по отношению к производящей функции моментов является рациональной функцией определенного порядка B для знаменателя и порядка A для числителя. При этом порядок разложения в ряд по мощности согласуется с порядком $N = A + B$ разложения в ряд для функции $\mathcal{M}_{SNR_{EGC}}(s)$, т. е. $R_{[A/B]}(s) = \sum_{i=0}^A c_i s^i / (1 + \sum_{i=1}^B b_i s^i) = \sum_{n=0}^{A+B} E[SNR_{EGC}^n] \times s^n / n! + o(s^{N+1})$, где $o(s^{N+1})$ – остаток ряда после отсечения, b_i и c_i являются вещественными постоянными членами [15]. В результате первые $A + B$ моменты должны быть оценены для того, чтобы получить аппроксимацию Паде $R_{[A/B]}(s)$. В нашем случае $\mathcal{M}_{SNR_{EGC}}(s)$ аппроксимируется с помощью аппроксимантов Паде $R_{[A/A+1]}(s)$, находящихся под диагональю матрицы, где $B = A + 1$. Только при таком порядке аппроксимации может быть гарантирована скорость и однозначность сходимости [11, 15]. Используя (20) для MRC приемника или аппроксимацию Паде для EGC и 2-канального MRC приемников при использовании (11) и (13) соответственно, P_{ASEP}^{av} может быть определена непосредственно для некогерентных BFSK и BDPSK сигналов, в то время, как для других видов модуляции передаваемого сигнала, таких как BPSK, M-PSK, M-QAM, M-AM и M-DPSK, обычные интегралы с конечными пределами интегрирования и подынтегральные выражения, составленные из элементарных экспоненциальных и тригонометрических функций, легко определяются посредством численного интегрирования. Для иллюстрации предложенного математического анализа на рис. 2 и 3 представлена P_{ASEP}^{av} как функция $\overline{SNR}$ для 1-го канала EGC и MRC приемников в случае BPSK и 16-QAM модуляции при идентично распределенных замираниях Вейбулла с параметром $\beta = 2, 5$ и некоторых величин ρ и L . Видно, что для MRC приемника P_{ASEP}^{av} лучше, чем для EGC приемника до тех пор,

пока коэффициент усиления при приеме на разнесенные антенны уменьшается с увеличением коэффициента корреляции между замираниями. Результаты компьютерного моделирования представлены для сравнения с численными результатами с целью определения точности предлагаемой аппроксимации Паде и демонстрируют высокую степень совпадения. Подобные результаты представлены впервые и ранее не публиковались в открытой печати. Отметим, что, несмотря на увеличение $\overline{SNR}_{EGC}^{out}$ с ростом ρ , P_{ASEP}^{av} ухудшается, т. е. $\overline{SNR}^{out}$ не является подходящим критерием для оценки качественных характеристик работоспособности EGC и MRC приемников при наличии коррелированных замираний.

Вероятность отказа P_{outage} . Если q_{th} – установленный порог, тогда вероятность отказа определяется как вероятность того, что $\overline{SNR}^{out} < q_{th}$, т. е.

$$P_{out}(q_{th}) = F_{SNR^{out}}(q_{th}) = \mathcal{L}^{-1}[\mathcal{M}_{SNR^{out}}(s)/s] \Big|_{SNR^{out}=q_{th}}, \quad (22)$$

где $F_{SNR^{out}}(q_{th})$ – функция распределения вероятностей $\overline{SNR}^{out}$; $\mathcal{L}^{-1}(\cdot)$ – инверсное преобразование Лапласа; $\mathcal{M}_{SNR^{out}}(s) = \mathcal{M}_{SNR_{EGC}}(s)$ или $\mathcal{M}_{SNR_{MRC}}(s)$. Для EGC приемника рациональная аппроксимация Паде имеет вид $\mathcal{M}_{SNR_{EGC}}(s) \cong \sum_{i=0}^A c_i s^i / (1 + \sum_{i=1}^B b_i s^i) = \sum_{i=1}^B \lambda_i / (s + p_i)$, где $\{p_i\}$ – полюса аппроксимации Паде для производящей функции моментов, которая имеет отрицательную вещественную часть, $\{\lambda_i\}$ – остатки. Используя вычитающую формулу обратного преобразования и (22), получаем P_{outage} в конечном виде: $P_{outage}(q_{th}) = \sum_{i=1}^B (\lambda_i / p_i) \times \exp\{-p_i q_{th}\}$. Для MRC приемника, ввиду сложного вывода $\mathcal{M}_{SNR_{MRC}}(s)$, P_{outage} определяется, используя численное инверсное преобразование Лапласа $F_{SNR^{out}}(q_{th})$, которое обобщается в [16]. На рис. 4 P_{outage} представлена как функция нормализованного порога $q_{th}/\bar{q}_1$ при идентично распределенных входных процессах и некоторых значениях ρ и L для EGC и MRC приемников. Аналогично P_{ASEP}^{av} , P_{outage} увеличивается с ростом степени корреляции между процессами при 2-х разнесенных каналах, т. е. $\rho \rightarrow 1$, в то время как P_{outage} уменьшается с увеличением числа каналов разнесенного приема.

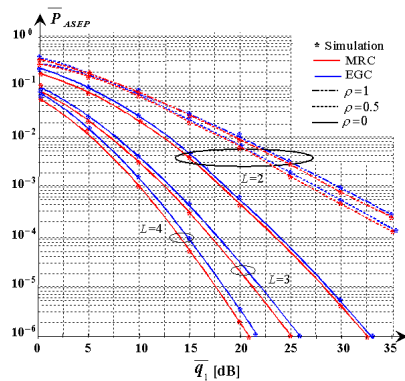


Рис. 3. P_{ASEP}^{av} для первого канала EGC и MRC приемников

Fig. 3. P_{ASEP}^{av} for EGC and MRC, (the first channel)

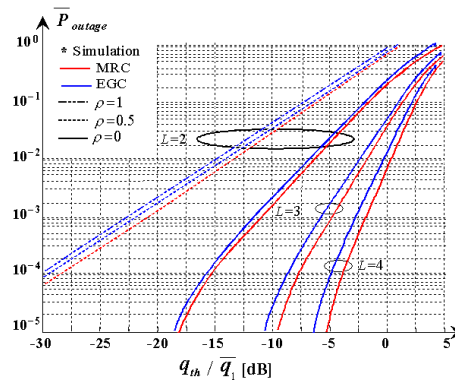


Рис. 4. P_{outage} как функция $q_{th}/\bar{q}_1$

Fig. 4. P_{outage} as a function of the normalized $q_{th}/\bar{q}_1$

Заключение

В настоящей работе представлен анализ средней вероятности ошибок на символ и вероятности отказа для L -канальных EGC и MRC приемников при наличии замираний Вейбулла в каналах связи. Получены аппроксимации для производящей функции моментов отношения сигнал/помеха на выходе EGC приемника на основе теории аппроксимации Паде. Производящая функция моментов отношения сигнал/помеха на выходе MRC приемника была представлена в конечном виде. Были получены в конечном виде центральные моменты

отношения сигнал/помеха на выходе как EGC, так и MRC приемников. Исследовались важнейшие критерии оценки средней вероятности ошибок на символ и вероятности отказа такие, как среднее значение отношения сигнал/помеха на выходе приемника, степень замираний в канале связи, спектральная эффективность в области слабых сигналов. Показано, что с ростом коэффициента корреляции между процессами в разнесенных входных каналах приемника возрастает как нормализованное среднее значение отношения сигнал/помеха на выходе, так и средняя вероятность ошибок на символ и вероятность отказа, что доказывает тот факт, что среднее значение отношения сигнал/помеха на выходе, например, EGC приемника, не является правдоподобным критерием для оценки качественных характеристик в условиях коррелированности замираний Вейбулла.

Список литературы / References

1. Simon M.K., Alouini M.S. *Digital communications over fading channels*. 2nd ed., New York: John Wiley-IEEE Press, 2004;936.
2. Communications systems: new research. Editor: V.P. Tuzlukov. New York: NOVA Science Publishers, Inc., 2013;423.
3. Tuzlukov V.P. *Contemporary issues in wireless communications*. Chapter 4: *Signal processing by generalized receiver in DS-CDMA wireless communications systems*. Croatia: INTECH: 2014;79-158.
4. Aleksic D.A., Kristic D., Popovic Z., Stefanovic M. Level crossing rate of macrodiversity SC receiver output process in the presence of Weibull short term fading, gamma long term fading and Weibull co-channel interference. *WSEAS Transactions on Communications*. 2016;15:285-291.
5. Sagias N.C., Karagiannidis G.K., Zogas D.A., Mathiopoulos P.T. Performance analysis of dual selection diversity in correlated Weibull fading channels. *IEEE Transactions on Communications*. 2004;52(7):1063-1067.
6. Tuzlukov V.P. *Advances in communications and media research*. Chapter 6: *Detection of spatially distributed signals by generalized receiver using radar sensor array in wireless communication*. New York: NOVA Science Publishers, Inc., 2015;143-173
7. Baker G.A. *Pade approximations*. 1996. Cambridge, U.K.: Cambridge University Press. 746.
8. Bury K. *Statistic distributions in engineering*. 1999. Cambridge, U.K.: Cambridge University Press: 376.
9. Abramovitz M., Stegun I.A. *Handbook of mathematical functions with formulas, graphs, and mathematical tables*. 9th Edition, 1974; New York: Dover: 1046.
10. Papoulis A. *Probability random variables and stochastic processes*. 4th Ed. 2002. New York: McGrawHill: 852.
11. Win M.Z., Mallik R.K., Chrisikos G. Higher order statistics of antenna subset diversity. *IEEE Transactions on Communications*. 2003;51(9):871-875.
12. Shamaia S., Verdu S. The impact of frequency-flat fading on the spectral efficiency of CDMA. *IEEE Transactions on Information Theory*. 2001;47(4):1302-1327.
13. Gradshteyn I.S., Ryzhik I.M. *Table of integrals, series, and products*. 6th Ed. New York: Academic Press. 2000;1167.
14. Adamchik V.S., Marichev O.I. The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system. In *ISSAC '90 Proceedings of the international symposium on Symbolic and algebraic computation*. Tokyo, Japan, Augst 20-24, 1990;212-224.
15. Karagiannidis G.K. Moment-based approach to the performance analysis of equal gain diversity in Nakagami-*m* fading. *IEEE Transactions on Communications*. 2004;52(5):685-690.
16. Grassman, W. *Computational probability*. 2000; Norwell, MA: Kluwer: 490.

Сведения об авторе

Тузлуков В.П., д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой технической эксплуатации авиационного и радиоэлектронного оборудования Белорусской государственной академии авиации.

Адрес для корреспонденции

220096, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Уборевича, д. 77,
Белорусская государственная академия авиации
email: slava.tuzlukov@mail.ru
Тузлуков Вячеслав Петрович

Information about the author

Tuzlukov V.P., D.Sci, Professor, Head of Department of Technical Maintenance of Aviation and Radio Electronic Equipment of Belarusian State Aviation Academy.

Address for correspondence

220096, Republic of Belarus,
Minsk, Ubovich st., 77,
Belarusian State Aviation Academy
email: slava.tuzlukov@mail.ru
Tuzlukov Vyacheslav Petrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-22-29>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.98

РАБОТА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ УГЛОМЕРНОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ СИГНАЛА, СОЗДАВАЕМОГО КОГЕРЕНТНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ИЗЛУЧЕНИЯ ИЗ ДВУХ ТОЧЕК ПРОСТРАНСТВА

ДЯТКО А.А.¹, КОСТРОМИЦКИЙ С.М.², ШУМСКИЙ П.Н.³, ДАВЫДЕНКО И.Н.⁴

¹Белорусский государственный технологический университет, г. Минск, Республика Беларусь
^{2,3,4}Республиканское научно-производственное унитарное предприятие «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси», г. Минск, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 19 апреля 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Цель работы, результаты которой представлены в рамках статьи, заключалась в анализе работы радиолокационной угломерной системы в условиях сигнала, формируемого когерентными источниками излучения из двух точек пространства (помеха cross-eye). Для достижения поставленной цели в представленной работе выполнено исследование зависимости настройки параметров угломерной системы от соотношения параметров постановщика помехи cross-eye и самого измерителя угловых координат. В качестве угломерной системы использовался измеритель угловых координат, функционирующий по методу амплитудного мгновенного сравнения сигналов. Исследования проводились методом теоретического анализа влияния параметров диаграммы направленности антенной системы измерителя на результат измерения углового положения виртуального источника излучения. В результате получено уравнение, связывающее угловое положение виртуального источника излучения с параметрами диаграммы направленности антенной системы измерителя, форма которой аппроксимировалась гауссовой кривой. Для иллюстрации процесса функционирования угломерной системы при конкретных значениях параметров поступающих на его вход сигналов использовался метод математического моделирования. Моделирование выполнялось для заданных параметров, определяющих как положение источников излучения в пространстве, так и алгоритм функционирования измерителя угловых координат. На основе полученных результатов показано, что измеритель угловых координат имеет три стационарных состояния, отвечающих положению виртуального источника излучения в пространстве. Показано, что только два из этих состояний являются устойчивыми. Последнее означает, что в зависимости от начальных условий измеритель угловых координат может зафиксировать одно из двух возможных положений виртуального источника излучения в пространстве. Научная новизна рассматриваемой работы заключается в установлении связи между положением виртуального источника излучения в пространстве и параметрами измерителя угловых координат.

Ключевые слова: электромагнитная волна, фазовый фронт, когерентные источники излучения, угловые координаты, диаграмма направленности антенны.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Дятко А.А., Костромицкий С.М., Шумский П.Н., Давыденко И.Н. Работа радиолокационной угломерной системы в условиях сигнала, создаваемого когерентными источниками излучения из двух точек пространства. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 22-29.

OPERATION OF THE RADIOLOCATION ANGULAR SYSTEM IN THE CONDITIONS OF THE SIGNAL CREATED BY COHERENT SOURCES OF RADIATION FROM TWO SPOTS

ALIAKSANDR A. DYATKO¹, SERGEI M. KOSTROMITSKI², PETR N. SHUMSKI³,
IGOR N. DAVYDENKO⁴

¹*Belarusian State Technological University, Minsk, Republic of Belarus*

^{2,3,4}*Republican Science-and-Production Unitary Enterprise*

“Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus”, Minsk, Republic of Belarus

Submitted 19 April 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The purpose of the work, the results of which are presented within the framework of the article, was to analyze the operation of the radar goniometer system under the conditions of a signal generated by coherent radiation sources from two points in space (cross-eye interference). To achieve the goal in the present work, a study was made of the dependence of the settings of the goniometric system on the ratio of the parameters of the cross-eye jammer and the angular coordinate meter itself. As a goniometric system, an angular coordinate meter was used, operating by the method of amplitude instantaneous signal comparison. The studies were carried out by the method of theoretical analysis of the influence of the radiation pattern parameters of the antenna system of the meter on the result of measuring the angular position of a virtual radiation source. As a result, an equation is obtained that relates the angular position of the virtual radiation source with the radiation pattern parameters of the antenna system of the meter, the shape of which was approximated by a gaussian curve. To illustrate the functioning of the goniometric system at specific values of the parameters supplied to its input signals, the method of mathematical modeling was used. Modeling was performed for the given parameters, which determine both the position of the radiation sources in space and the algorithm of operation of the angular coordinate meter. Based on the results obtained, it is shown that the angular coordinate meter has three stationary states corresponding to the position of the virtual radiation source in space. It is shown that only two of these states are stable. The latter means that, depending on the initial conditions, the angular coordinate meter can fix one of the two possible positions of the virtual radiation source in space. The scientific novelty of this work is to establish a relationship between the position of the virtual radiation source in space and the parameters of the angular coordinate meter.

Keywords: electromagnetic wave, phase front, coherent radiation sources, angular coordinates, antenna pattern.

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

For citation. Dyatko A.A., Kostromitski S.M., Shumski P.N., Davidenko I.N. Operation of the radiolocation angular system in the conditions of the signal created by coherent sources of radiation from two spots. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 22-29.

Введение

В работе [1] показано, что система из двух когерентных излучателей электромагнитных волн, разнесенных в пространстве, эквивалентна некоторому одному эквивалентному (виртуальному) источнику излучения, угловое положение которого по отношению к внешнему наблюдателю (например, угломеру) может существенно превосходить угловой размер базы излучателей. Последнее обстоятельство может приводить к существенным ошибкам при измерении угловых координат объектов, которые можно представить, как совокупность когерентных излучателей. При этом очевидно, что величина этой ошибки будет зависеть от параметров как наблюдаемого объекта, так и параметров радиолокационного угломера.

Данная статья посвящена исследованию работы радиолокационного угломера в условиях, когда радиолокационный объект представляется системой, состоящей из двух когерентных излучателей.

Основная часть

Пусть в некоторой точке наблюдения P находится угломерная система. Введем в рассмотрение систему координат наблюдателя $X_P O_P Y_P$ с центром в точке P (O_P) (рис. 1).

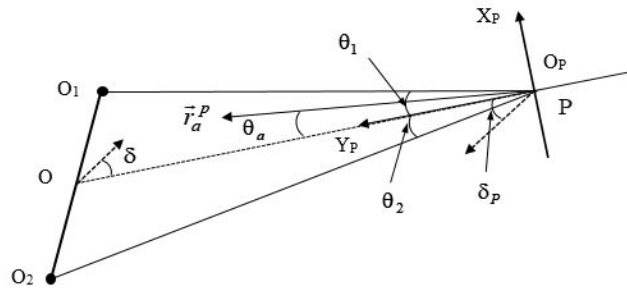


Рис. 1. Система координат наблюдателя для определения углового положения виртуального источника излучения с учетом ДНА

Fig.1. The observer coordinate system for determining the angular position of the virtual radiation source, taking into account the antenna pattern

Ось Y_P введенной системы координат направим в центр O базы излучателей $O_1 O_2$. Тогда направление распространения электромагнитной волны системы излучателей $O_1 O_2$ будет определяться углом δ [1]. Угловое положение виртуального источника в системе координат $X_P O_P Y_P$ будем обозначать δ_P и отсчитывать от оси Y_P . При указании угловых координат положительным будем считать угол, отсчитанный от оси Y_P против часовой стрелки. При таком направлении отсчета углов $\delta = \delta_P$, что является удобным для анализа.

Примем, что диаграмма направленности антенны (ДНА) радиолокационного угломера имеет вид:

$$g(\theta) = A(\theta)e^{i\Phi(\theta)} = A(\theta - \theta_a)e^{i\Phi(\theta - \theta_a)}, \quad (1)$$

где $A(\theta)$ – амплитудная характеристика ДНА, $\Phi(\theta)$ – фазовая характеристика ДНА, θ_a – угловое направление, определяющее направление ДНА (например, положение максимума ДНА, определяемое вектором $\vec{r}_a^P$). Как было показано в [1], одним из параметров, от которых зависит значение угла δ , рассчитанное без учета ДНА, является отношение амплитуд сигналов $a = A_2/A_1$, излучаемых источниками O_1 и O_2 , в точке приема P . В рассматриваемом случае это отношение необходимо скорректировать с учетом ДНА в точке приема.

Пусть в системе координат $X_P O_P Y_P$ θ_1 и θ_2 – угловые положения источников излучения O_1 и O_2 соответственно. Тогда отношение амплитуд сигналов в точке приема P будет иметь вид

$$a_g = \frac{A_2 g(\theta_2 - \theta_a)}{A_1 g(\theta_1 - \theta_a)} = a a_G e^{i[\Phi(\theta_2 - \theta_a) - \Phi(\theta_1 - \theta_a)]}, \quad (2)$$

где

$$a_G = \frac{A(\theta_2 - \theta_a)}{A(\theta_1 - \theta_a)} - \quad (3)$$

корректирующий коэффициент для отношения амплитуд сигналов a в точке приема, обусловленный наличием на приемной стороне антенны с ДНА вида (1).

Полагая, что фазовая характеристика ДНА $\Phi(\theta)$ в диапазоне углов, соответствующих ширине ДНА, изменяется незначительно, выражение (2) для отношения амплитуд, с учетом (3), можно представить в виде

$$a_g \approx \frac{A_2}{A_1} \cdot \frac{A(\theta_2 - \theta_a)}{A(\theta_1 - \theta_a)} = a a_G. \quad (4)$$

В результате выражение для углового положения виртуального источника излучения, при наблюдении в системе координат $X_P O_P Y_P$, при использовании (4) будет иметь вид [1]

$$\delta_P = \arctg \left\{ \frac{p \sin \phi}{2} \cdot \frac{(aa_G)^2 - 1}{1 + 2aa_G \cos(2\pi u \cos \phi - \psi) + (aa_G)^2} \right\}, \quad (5)$$

где [1] $\phi = \theta - \varphi$, $p = d/r$, $u = d/\lambda$, φ – угловая координата точки наблюдения P в полярной системе координат с началом в точке O ; θ – угловая координата точки O_1 в полярной системе координат с началом в точке O ; r – расстояние между центром базы O системы излучателей $O_1 O_2$ и началом системы координат наблюдателя O_P (рис. 1), d – размер базы (длина отрезка $O_1 O_2$) системы излучателей $O_1 O_2$, λ – длина волны.

Для конкретизации выражения (5) воспользуемся описанием ДНА в виде гауссовой кривой

$$A(\theta) = e^{-2 \ln 2 \left(\frac{\theta}{\Delta\theta} \right)^2}, \quad (6)$$

где $\Delta\theta$ – ширина ДНА по уровню $1/\sqrt{2}$, $\theta = \theta' - \theta_a$, θ' – произвольное угловое направление в фиксированной системе координат $X_P O_P Y_P$.

В результате, выражение (3) для a_G примет вид

$$a_G = \frac{A(\theta_2 - \theta_a)}{A(\theta_1 - \theta_a)} = e^{-4 \ln 2 \frac{\alpha}{\Delta\theta} \frac{\theta_0 - \theta_a}{\Delta\theta}}, \quad (7)$$

где $\alpha = \theta_2 - \theta_1$ – угловой размер базы ($\alpha > 0$ при выбранном способе отсчета углов в системе координат $X_P O_P Y_P$), видимой из точки O_P , $\theta_0 = (\theta_2 + \theta_1)/2$ – угловое положение центра базы в системе координат $X_P O_P Y_P$. В выбранной системе координат значение $\theta_0 = 0$ и выражение (7) представляется в виде:

$$a_G = e^{4 \ln 2 \frac{\alpha}{\Delta\theta} \frac{\theta_a}{\Delta\theta}}.$$

Положим, что в точке наблюдения P находится приемная антенна измерителя угловых координат, алгоритм работы которого реализует метод амплитудного мгновенного сравнения сигналов (АМС) с суммарно-разной обработкой [2].

Пусть $A_\Sigma(\theta) = A(\theta - \theta_S + \delta\theta) + A(\theta - \theta_S - \delta\theta)$ – амплитудная характеристика ДНА суммарного канала измерителя [2], $A(\theta)$ – ДНА парциальных каналов суммарного канала, $\theta_S = \theta_a$ – равнотеневое направление ДНА суммарного канала (угловое направление, определяющее направление ДНА, определяемое вектором $\vec{r}_a^P$), $\delta\theta$ – угловое рассогласование парциальных каналов.

Примем также, что фазовая характеристика ДНА суммарного канала в диапазоне углов, соответствующих ширине диаграммы направленности изменяется незначительно. В этом случае выражение (4) для корректирующего коэффициента примет вид

$$a_G^S = \frac{A_\Sigma(\theta_2 - \theta_S)}{A_\Sigma(\theta_1 - \theta_S)} = \frac{A(\theta_2 - \theta_S + \delta\theta) + A(\theta_2 - \theta_S - \delta\theta)}{A(\theta_1 - \theta_S + \delta\theta) + A(\theta_1 - \theta_S - \delta\theta)}. \quad (8)$$

Для конкретизации выражения (8) воспользуемся описанием ДНА парциальных каналов суммарного канала в виде гауссовой кривой (6). После подстановки (6) в (8) и несложных преобразований, получаем:

$$a_G^S = e^{-4 \ln 2 \frac{\alpha}{\Delta\theta} \left(\frac{\theta_0 - \theta_S}{\Delta\theta} \frac{\delta\theta}{\Delta\theta} \right)} \left[\frac{e^{8 \ln 2 \frac{\theta_2 - \theta_S}{\Delta\theta} \frac{\delta\theta}{\Delta\theta}} + 1}{e^{8 \ln 2 \frac{\theta_1 - \theta_S}{\Delta\theta} \frac{\delta\theta}{\Delta\theta}} + 1} \right]. \quad (9)$$

Выражение (9) для a_G^S после элементарных преобразований можно представить в виде $a_G^S(\theta_S) = a_{GS}(\theta_S)a_G^{\delta}(\theta_S)$, где

$$a_{GS}(\theta_S) = e^{4 \ln 2 \cdot \frac{\alpha}{\Delta \theta} \cdot \frac{\theta_S}{\Delta \theta}}, \quad (10)$$

$$a_G^{\delta}(\theta_S) = e^{4 \ln 2 \cdot \frac{\alpha}{\Delta \theta} \cdot \frac{\delta \theta}{\Delta \theta} \left(\left(e^{-8 \ln 2 \cdot \frac{\theta_1 + \theta_S}{\Delta \theta} \cdot \frac{\delta \theta}{\Delta \theta} + 1 \right) \right) / \left(e^{8 \ln 2 \cdot \frac{\theta_1 - \theta_S}{\Delta \theta} \cdot \frac{\delta \theta}{\Delta \theta} + 1 \right)} \right)}. \quad (11)$$

Теперь выражение (5), определяющее угловое положение виртуального источника излучения при наблюдении в системе координат $X_P O_P Y_P$ для суммарно-разностной схемы измерения угловых координат, с учетом (10) и (11) приобретает вид

$$\delta_P^S(\theta_S) = \arctg \left\{ \frac{p \sin \phi}{2} \cdot \frac{[aa_{GS}(\theta_S)a_G^{\delta}(\theta_S)]^2 - 1}{1 + 2[aa_{GS}(\theta_S)a_G^{\delta}(\theta_S)] \cos(2\pi u \cos \phi - \psi) + [aa_{GS}(\theta_S)a_G^{\delta}(\theta_S)]^2} \right\}. \quad (12)$$

Можно показать [2], что алгоритм измерения среднего значения угловой координаты радиолокационным угломером на основе суммарно-разностной схемы для непрерывного времени можно представить в виде

$$\frac{d\theta}{dt} = \mu A_{\Sigma}(\theta - \theta_t) A_{\Delta}(\theta - \theta_t) P_f^0, \quad (13)$$

где θ_t – угловая координата цели, P_f^0 – мощность сигнала на выходах суммарного и разностного каналов без учета ДНА, μ – некоторый коэффициент, $A_{\Delta}(\theta) = A(\theta - \theta_S + \delta\theta) - A(\theta - \theta_S - \delta\theta)$ – амплитудная характеристика ДНА разностного канала измерителя.

Поскольку в рассматриваемом случае угловая координата цели есть угловая координата виртуального источника излучения, то уравнение (13) можно переписать в виде

$$\frac{d\theta}{dt} = \mu A_{\Sigma}[\theta - \delta_P^S(\theta)] A_{\Delta}[\theta - \delta_P^S(\theta)] P_f^0, \quad (14)$$

где, как было показано выше, $\delta_P^S(\theta)$ – угловое положение виртуального источника излучения, зависящее от углового положения равносигнальной оси ДНА суммарного канала.

Измеренное значение угловой координаты (установившееся решение уравнения (14), если оно существует) определяется из условия $d\theta/dt = 0$. Из (14) получаем

$$A_{\Sigma}[\theta - \delta_P^S(\theta)] A_{\Delta}[\theta - \delta_P^S(\theta)] = 0. \quad (15)$$

Так как внутри полосы пропускания ДНА $A_{\Sigma}(\theta) \neq 0$, то искомое положение антенны $\theta = \theta_S$ (равносигнальное направление ДНА суммарного канала) определяется из нелинейного уравнения

$$A_{\Delta}[\theta_S - \delta_P^S(\theta_S)] = A[\theta_S - \delta_P^S(\theta_S) + \delta\theta] - A[\theta_S - \delta_P^S(\theta_S) - \delta\theta] = 0. \quad (16)$$

Для ДНА парциального канала в виде гауссовой кривой (6) из (16) после несложных преобразований получаем уравнение для определения равносигнального направления θ_S :

$$\theta_S - \delta_P^S(\theta_S) = 0. \quad (17)$$

Подставляя в (17) выражение (12) для $\delta_P^S(\theta_S)$, получаем

$$\theta_S - \arctg \left\{ \frac{p \sin \phi}{2} \cdot \frac{[aa_{GS}(\theta_S)a_G^{\delta}(\theta_S)]^2 - 1}{1 + 2[aa_{GS}(\theta_S)a_G^{\delta}(\theta_S)] \cos(2\pi u \cos \phi - \psi) + [aa_{GS}(\theta_S)a_G^{\delta}(\theta_S)]^2} \right\} = 0. \quad (18)$$

Рассмотрим функцию $f_S(\theta) = \theta - \delta_P^S(\theta)$. Тогда нули функции $f_S(\theta)$ и будут корнями уравнения (18).

Для примера, на рис. 2 показан график функции $f_S(\theta)$ при изменении углового положения равносигнального направления ДНА в диапазоне углов $\theta_S^\circ = -5^\circ \dots 5^\circ$ ($\theta_S^\circ / \Delta\theta^\circ = -1 \dots 1$) при значениях $\phi = 90^\circ$; $u = d/\lambda = 50$; $p = d/r = 8,7 \cdot 10^{-3}$; $\psi = 179^\circ$; $a = 0,9^\circ$; $\Delta\theta^\circ = 5^\circ$; $\alpha/\Delta\theta = 0,1$; $\theta_1 = 0,25^\circ$; $\delta\theta^\circ = 1^\circ$ ($\delta\theta/\Delta\theta = 0,2$).

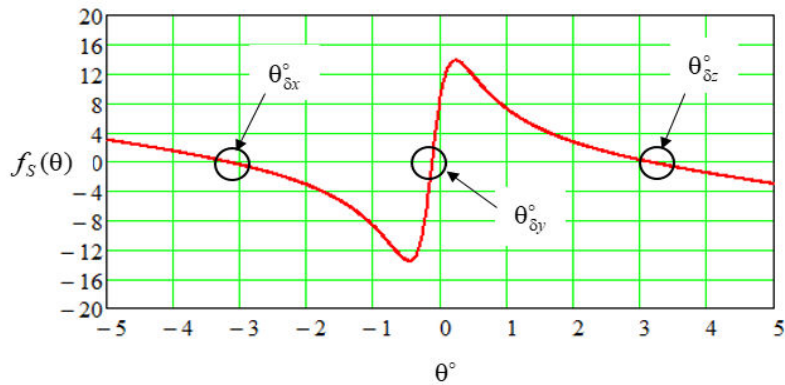


Рис. 2. Нули функции $f_S(\theta)$

Fig. 2. Zeros of function $f_S(\theta)$

Из графика следует, что рассматриваемая функция имеет три нуля (три стационарные точки уравнения (17)): $\theta_{\delta x}^\circ = -3,2^\circ$; $\theta_{\delta y}^\circ = -0,11^\circ$; $\theta_{\delta z}^\circ = 3,1^\circ$.

Для исследования поведения алгоритма наведения ДНА на источник излучения в окрестности полученных стационарных точек было выполнено математическое моделирование алгоритма его работы (14) для различных начальных угловых положений равносигнального положения ДНА.

Результаты и их обсуждение

Результаты математического моделирования представлены на рис. 3 и рис. 4. На Рис. 3. представлен график решения дифференциального уравнения (14) ($\mu = 5 \cdot 10^{-4}$; $P_f^0 = 1$), иллюстрирующий процесс наведения ДНА на источник излучения для суммарно-разностного метода измерения угловой координаты при начальном положении ДНА $\theta_{s0}^\circ = -5^\circ$. Как видно из представленной зависимости, $\theta_s^\circ \rightarrow \theta_{\delta x}^\circ$, что говорит об установлении ДНА в направлении виртуального источника с угловой координатой $\theta_{\delta x}^\circ = -3,2^\circ$.

Аналогичная зависимость показана на рис. 4, где представлен график решения дифференциального уравнения (17) ($\mu = 5 \cdot 10^{-4}$; $P_f^0 = 1$), иллюстрирующий процесс наведения ДНА на источник излучения при начальном положении ДНА $\theta_{s0}^\circ = 5^\circ$. Как видно из представленной зависимости, $\theta_s^\circ \rightarrow \theta_{\delta z}^\circ$, что говорит об установлении ДНА в направлении виртуального источника с угловой координатой $\theta_z^\circ = 3,1^\circ$.

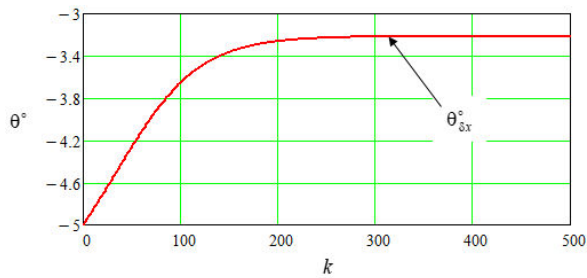


Рис. 3. Иллюстрация процесса наведения ДНА на источник излучения для $\theta_{s0} = -5^\circ$

Fig. 3. Illustration of the process of pointing the antenna pattern to a radiation source

for $\theta_{s0} = -5^\circ$

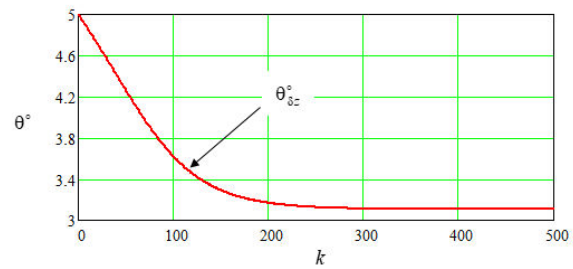


Рис. 4. Иллюстрация процесса наведения ДНА на источник излучения для $\theta_{s0} = 5^\circ$

Fig. 4. Illustration of the process of pointing the antenna pattern to a radiation source for $\theta_{s0} = 5^\circ$

Многочисленные результаты моделирования при выборе начального положения ДНА θ_{s0} в малой окрестности точки $\theta_{\delta y}^0 = -0,11^\circ$ показали, что система в процессе адаптации стремится в состояние $\theta_s^\circ \rightarrow \theta_{\delta x}^\circ$ или $\theta_s^\circ \rightarrow \theta_{\delta z}^\circ$. Это говорит о том, что стационарная точка $\theta_{\delta y}^0 = -0,11^\circ$ не является точкой локального максимума для мощности сигнала на выходе угломера и, следовательно, не может быть угловой координатой виртуального источника излучения.

Заключение

В результате проведенных исследований показано влияние параметров диаграммы направленности антенной системы радиолокационного измерителя угловых координат на результат измерения углового положения виртуального источника излучения, эквивалентного системе из двух разнесенных в пространстве когерентных излучателей электромагнитных волн.

На примере измерителя угловых координат, реализующего метод амплитудного мгновенного сравнения сигналов с суммарно – разноточной обработкой, показано, что существуют как устойчивые, так и неустойчивые стационарные состояния измерительной системы. Для рассмотренного измерителя угловых координат приведены результаты математического моделирования, иллюстрирующие переход угломерной измерительной системы в одно из устойчивых состояний (наведение на виртуальный источник излучения) в зависимости от начальных условий.

Список литературы

1. Дятко А.А., Костромицкий С.М., Шумский П.Н., Давыденко И.Н. Анализ фронта электромагнитной волны, создаваемой когерентными источниками излучения из двух точек пространства. *Доклады БГУИР*. 2018:116:5-11.
2. Охрименко А.Е. *Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба*. Москва: Воениздат; 1983.

References

1. Dyatko A.A., Kostromitski S.M., Shumski P.N., Davydenko I.N. [Analysis of the electromagnetic wave front created by coherent sources of radiation from two speeds]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2018:116:5-11. (In Russ)
2. Ohrimenko A.E. [*Basics of radar and electronic warfare*]. Moskva: Voenizdat; 1983. (In Russ)

Вклад авторов

Дятко А.А. разработал программное обеспечение для компьютерного моделирования поведения измерителя угловых координат с АМС.

Костромицкий С.М. сформулировал задачу, подлежащую решению в процессе исследования работы радиолокационной угломерной системы с АМС, а также принял участие в обсуждении и интерпретации результатов.

Шумский П.Н. выполнил теоретическое исследование зависимости, связывающей угловое положение виртуального источника излучения с параметрами диаграммы направленности антенной системы радиолокационного измерителя.

Давыденко И.Н. выполнил компьютерное моделирование работы радиолокационного измерителя угловых координат и оформил результаты расчетов.

Authors contribution

Dyatko A.A. developed software for computer simulation of the behavior of an angular coordinate meter with AMS.

Kostromitski S.M. formulated the problem to be solved in the process of studying the operation of the radar goniometer system with AMS, and also took part in the discussion and interpretation of the results.

Shumski P.N. performed a theoretical study of the relationship between the angular position of the virtual radiation source and the radiation pattern parameters of the antenna system of the radar meter.

Davydenko I.N. performed a computer simulation of the radar angular coordinate meter and designed the calculation results.

Сведения об авторах

Дятко А.А., к.т.н., доцент, доцент кафедры информатики и веб-дизайна Белорусского государственного технологического университета.

Костромицкий С.М., д.т.н., профессор, член-корреспондент Национальной академии наук Беларуси, директор республиканского научно-производственного унитарного предприятия «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси».

Шумский П.Н., к.т.н., доцент, заместитель директора по научной работе республиканского научно-производственного унитарного предприятия «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси».

Давыденко И.Н., к.т.н., доцент, ученый секретарь республиканского научно-производственного унитарного предприятия «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси».

Адрес для корреспонденции

220072, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 15/5, каб. 420,
Республиканское научно-производственное
унитарное предприятие «Центр радиотехники
Национальной академии наук Беларуси».
тел. +375-29-573-50-25;
e-mail: dyatko_a@tut.by
Дятко Александр Аркадьевич

Information about the authors

Dyatko A.A., PhD, Associate Professor, Associate Professor of Informatics and Web-design Department of Belarusian State University.

Kostromitski S.M., D.Sci., Professor, Corresponding Member of the National Academy of Sciences of Belarus, director of the Republican Science and Production Unitary Enterprise “Radio Engineering Center of NAS of Belarus”.

Shumski P.N., PhD, Associate Professor, Deputy Director for Science of the Republican Science and Production Unitary Enterprise “Radio Engineering Center of NAS of Belarus”.

Davydenko I.N., PhD, Associate Professor, Scientific Secretary of the Republican Science and Production Unitary Enterprise “Radio Engineering Center of NAS of Belarus”.

Address for correspondence

220072, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 15/5, room 420,
Republican Science and Production Unitary
Enterprise “Radio Engineering Center of NAS
of Belarus”.
tel. +375-29-573-50-25;
e-mail: dyatko_a@tut.by
Dyatko Aliaksandr Arkadievich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-30-37>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.372.51

СИНТЕЗ КВАЗИПОЛОСОВЫХ ЛЕСТНИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА

КУРОЧКИН А.Е.

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

Поступила в редакцию 15 мая 2018

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Цель работы, результаты которой представлены в рамках статьи, заключалась в разработке компьютерной математической модели лестничного фильтра для исследования на его основе особенностей синтеза согласующих цепей произвольного порядка. Для достижения поставленной цели были решены все задачи синтеза, включая выбор прототипа, транспонирование частоты, расчет полюсов передаточной функции прототипа, расчет полюсов передаточной функции фильтра, расчет коэффициента отражения фильтра, расчет входного сопротивления фильтра, реализация лестничной цепи по методу Кауэра и денормирование значений элементов лестничной цепи. Осуществлено моделирование характеристик лестничных фильтров произвольно высокого порядка с частотной характеристикой Чебышева на компьютере с 32-разрядной операционной системой. Показано, что использование стандартной математики приводит к значительному росту погрешности согласования нагрузок при повышении порядка цепи. Для повышения точности расчетов предложено применение программного обеспечения, позволяющего реализовать математические операции над переменными с произвольной длиной мантиссы. Существуют компьютерные библиотеки, где числа представляются в виде переменных строкового типа и над ними осуществляются арифметические операции по школьным правилам «в столбик». По завершении расчетов производится обратное преобразование строк в обычные числа. В статье рассматривается применение варианта библиотеки BigInteger для языка высокого уровня JavaScript. Для оценки точности расчета предложено применять свойство антисимметричности лестничной структуры. Из представленных результатов расчета следует, что для получения не менее 15 достоверных цифр после десятичной запятой для параметров фильтра n -го порядка необходимо увеличить длину мантиссы переменных до значения $2n$.

Ключевые слова: согласование сопротивлений, трансформирующий фильтр, транспонирование частоты, аппроксимация, полином Чебышева первого рода, арифметика произвольной точности.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Курочкин А.Е. Синтез квазиполосовых лестничных фильтров высокого порядка. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 30–37.

SYNTHESIS OF QUASI BAND LADDER TRANSFORMING HIGH ORDER FILTERS

ALEXANDER E. KUROCHKIN

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

Submitted 15 May 2018

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The purpose of the work, the results of which are presented in the article, was to develop a computerized mathematical model of the ladder filter to study the features of the synthesis of matching chains of any order on its basis. To achieve this goal, all the synthesis tasks were solved, including the choice of the prototype, frequency transposition, calculation of the poles of the transfer function of the prototype, calculation of the poles of the transfer function of the filter, calculation of the reflection coefficient of the filter, the calculation of the input resistance of the filter, the implementation of the ladder chain by the Cauer method and denormalization of the values of the elements of the ladder chain. Modeling of characteristics of ladder filters of any high order with frequency characteristic of Chebyshev on the computer with 32-bit operating system is carried out. It is shown that the use of standard mathematics leads to a significant increase in the error of matching of loads at increasing the order of the chain. To increase the accuracy of calculations it is proposed to use software that allows implementing mathematical operations on variables with any length of the mantissa. There are computer libraries where numbers are presented in the form of string type variables and arithmetic operations are carried out on them according to school rules “in a column”. Once the calculations are completed, the strings are converted back to normal numbers. The article considers the application of the variant of BigNumber library for high level JavaScript language. To estimate the accuracy of the calculation it is proposed to apply the property of antimetric ladder structure. From the presented results of the calculation it follows that in order to obtain not less than 15 reliable digits after the decimal point for the parameters of the n -th order filter it is necessary to increase the length of the variable mantissa to the value $2n$.

Keywords: impedance matching, transforming low pass filter, transposing of frequency, approximation, Chebyshev polynomials of the first kind, arbitrary precision arithmetic.

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

For citation. Kurochkin A.E. Synthesis of quasi band ladder transforming high order filters. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 30-37.

Введение

Процедура синтеза трансформирующих лестничных фильтров нижних частот (ФНЧ) (рис. 1) в технической литературе уделяется внимание.

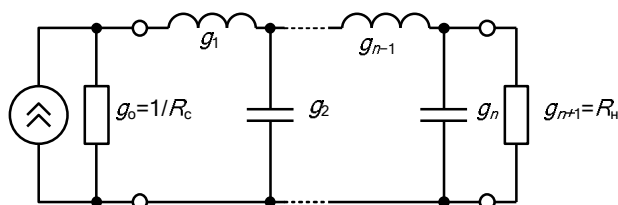


Рис. 1. Лестничный ФНЧ

Fig. 1. Low-pass ladder filter

Таблицы с нормированными параметрами элементов фильтров до 10 порядка предлагаются в [1]. Но многократное моделирование свидетельствует о недостоверности табулированных в [1] данных, начиная с 8-го порядка! В [2] предлагаются громоздкие выражения для расчета согласующих фильтров, но только до 10–14 порядков. Требуется разработка современной методики синтеза ФНЧ произвольного порядка.

Процедура синтеза согласующего ФНЧ

В случае неравных нагрузок характеристика затухания фильтра соответствует рис. 2. Такой тип ФНЧ в [3] определен как квазиполосовой ФНЧ. Основными этапами синтеза согласующего фильтра являются: 1) выбор фильтра-прототипа; 2) транспонирование частоты; 3) расчет полюсов фильтра-прототипа; 4) расчет полюсов согласующего фильтра; 5) расчет коэффициента отражения согласующего фильтра; 6) расчет входного (или выходного) сопротивления фильтра; 7) реализация лестничной цепи по методу Кауэра; 8) денормирование значений элементов лестничной цепи.

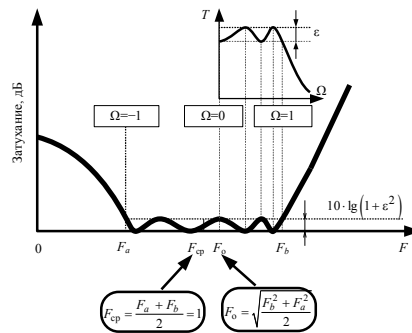


Рис. 2. Формирование характеристики затухания квазиполосового ФНЧ

Fig. 2. The formation of the attenuation characteristics of the quasi-band low-pass filter

Передаточная функция ФНЧ-прототипа описывается выражением

$$K_p = 1 / [1 + \varepsilon^2 \cdot T_n^2(\Omega)], \quad (1)$$

где ε – коэффициент неравномерности передачи в полосе пропускания, T_n – многочлен Чебышева первого рода n -го порядка, Ω – нормированная круговая частота.

Для синтеза квазиполосового фильтра следует осуществить транспонирование частоты подстановкой [1]

$$\Omega = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{(\omega_b - \omega_a) \cdot \omega_{cp}} = \frac{|\omega^2 - \omega_0^2|}{A}, \quad (2)$$

где ω_a – нижняя граница полосы пропускания, ω_b – верхняя граница полосы пропускания, ω – текущая круговая частота, $\omega_0^2 = (\omega_b^2 + \omega_a^2) / 2$, $\omega_{cp} = (\omega_a + \omega_b) / 2$.

Все значения частот нормируются относительно средней частоты полосы пропускания $\omega_{норм} = \omega_{cp}$, которая принимается равной единице: $\hat{p} = j\hat{\omega} = j(\omega / \omega_{норм})$. В [2] нормирование частот предлагается осуществлять относительно частоты $\omega_{норм} = \omega_0 = 1$. Нормированная полоса фильтра-прототипа при нормировании относительно ω_{cp} определяется при $\omega_a = 0$ и равна $w = \hat{\omega}_b - \hat{\omega}_a = \hat{\omega}_b = 2$. При нормировании относительно $\omega_0 = 1$ нормированная полоса фильтра-прототипа равна $w = \hat{\omega}_b - \hat{\omega}_a = \hat{\omega}_b = \sqrt{2}$. Коэффициент передачи на нулевой частоте определяется исходя из заданных значений сопротивлений источника сигнала R_c и нагрузки R_n :

$$K_{po} = 1 / [1 + \varepsilon^2 \cdot T_n^2(\hat{\omega} = 0)] = 1 / \left[1 + \varepsilon^2 \cdot T_n^2 \left(\Omega = -\frac{\hat{\omega}_b^2 + \hat{\omega}_a^2}{\hat{\omega}_b^2 - \hat{\omega}_a^2} \right) \right] = \frac{4R_c R_n}{(R_c + R_n)^2}, \quad (3)$$

откуда следует выражение для квадрата коэффициента неравномерности передачи прототипа в рабочей полосе:

$$\varepsilon^2 = \left[\frac{(R_c - R_n)^2}{4R_c R_n} \right] / T_n^2 \left(\Omega = -\frac{\hat{\omega}_b^2 + \hat{\omega}_a^2}{\hat{\omega}_b^2 - \hat{\omega}_a^2} \right). \quad (4)$$

Полиномы Чебышева первого рода степени n в диапазоне значений от $\Omega = -1$ до $\Omega = +1$ определяются рекуррентной формулой $T_n(\Omega) = \cos[n \cdot \arccos(\Omega)]$, а вне полосы – через гиперболические функции: $T_n(\Omega) = \text{ch}[n \cdot \text{arch}(\Omega)]$. Так как функция арка-косинуса не определена для отрицательных значений Ω , для $F < F_a(\hat{\omega} < \hat{\omega}_a)$ и $F > F_b(\hat{\omega} > \hat{\omega}_b)$ в (2) предусмотрен знак модуля разности $(\omega^2 - \omega_0^2)$.

Характеристика затухания квазиполосового фильтра имеет вид

$$L = 1 + \varepsilon^2 \text{ch}^2 \left[\frac{n}{2} \cdot \text{arch} \left(\frac{\hat{\omega}_0^2 - \hat{\omega}^2}{\hat{\omega}_0^2 - \hat{\omega}_a^2} \right) \right], \text{ а для полосы пропускания } - L = 1 + \varepsilon^2 \cos^2 \left[\frac{n}{2} \cdot \arccos \left(\frac{\hat{\omega}_0^2 - \hat{\omega}^2}{\hat{\omega}_0^2 - \hat{\omega}_a^2} \right) \right].$$

Полюсы фильтра-прототипа Чебышева $\hat{P}_k = \text{Re}(\hat{P}_k) + j \text{Im}(\hat{P}_k)$ для $k = 1, 2, \dots, n$ определяются из уравнения $1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega) = 0$ с учетом замены $\Omega = (\hat{p} / j)$:

$$\text{Re}(\hat{P}_k) = \pm \sin \left(\pi \cdot \frac{2k-1}{2n} \right) \cdot \text{sh} \left(\frac{1}{n} \cdot \text{arsh} \left[\frac{1}{\varepsilon} \right] \right); \quad \text{Im}(\hat{P}_k) = \cos \left(\pi \cdot \frac{2k-1}{2n} \right) \cdot \text{ch} \left(\frac{1}{n} \cdot \text{arsh} \left[\frac{1}{\varepsilon} \right] \right). \quad (5)$$

Для полюсов квазиполосового фильтра $\hat{p}_k = \hat{\sigma}_k + j\hat{\omega}_k$, обозначая $A = (\hat{\omega}_b - \hat{\omega}_a)$, можно записать:

$$\text{Re}(\hat{P}_k) + j\text{Im}(\hat{P}_k) = -j \frac{(\hat{\sigma}_k + j\hat{\omega}_k)^2 + \hat{\omega}_0^2}{A}, \quad (6)$$

откуда после преобразований следует:

$$(\hat{\sigma}_k + j\hat{\omega}_k) = \sqrt{-[A \cdot \text{Im}(\hat{P}_k) + \hat{\omega}_0^2] + jA \cdot \text{Re}(\hat{P}_k)} = \sqrt{x + j \cdot y}.$$

Используя формулу Муавра, окончательно определяем полюса функции передачи

$$(\hat{\sigma}_k + j\hat{\omega}_k) = \sqrt{\rho} \left[\cos \left(\frac{\varphi + 2\pi(k-1)}{2} \right) + j \sin \left(\frac{\varphi + 2\pi(k-1)}{2} \right) \right], \quad (7)$$

где

$$\rho = \sqrt{x^2 + y^2} = \sqrt{[A \cdot \text{Im}(\hat{P}_k) + \hat{\omega}_0^2]^2 + [A \cdot \text{Re}(\hat{P}_k)]^2},$$

$$\varphi = \pi + \text{arctg} \left[\frac{y}{x} \right]. \quad (8)$$

При расчете следует учесть неоднозначность определения угла φ : 1) если $x > 0$ (1-я и 4-я координатные четверти), то $\varphi = \text{arctg}(y/x)$; 2) если $x < 0$, $y > 0$ (2-я координатная четверть), то $\varphi = \pi + \text{arctg}(y/x)$; 3) если $x < 0$, $y < 0$ (3-я координатная четверть), то $\varphi = -\pi + \text{arctg}(y/x)$.

Таким образом, (8) соответствует 2-й координатной четверти. Выражения, связывающие номинальный коэффициент передачи мощности K_p , коэффициент отражения $\Gamma_{\text{вых}}$ и нормированное выходное сопротивление цепи $\hat{Z}_{\text{вых}} = Z_{\text{вых}} / R_n$, имеют следующий вид:

$$K_p = 1 - |\Gamma_{\text{вых}}|^2, \quad \Gamma_{\text{вых}} = (Z_{\text{вых}} - R_n) / (Z_{\text{вых}} + R_n) = (\hat{Z}_{\text{вых}} - 1) / (\hat{Z}_{\text{вых}} + 1), \quad (9)$$

откуда с учетом (1) и (2) следует:

$$|\Gamma_{\text{вых}}|^2 = 1 - K_p = \left[\varepsilon^2 \cdot T_n^2 \left(\Omega = \frac{|\hat{\omega}^2 - \hat{\omega}_0^2|}{\hat{\omega}_b - \hat{\omega}_a} \right) \right] / \left[1 + \varepsilon^2 \cdot T_n^2 \left(\Omega = \frac{|\hat{\omega}^2 - \hat{\omega}_0^2|}{\hat{\omega}_b - \hat{\omega}_a} \right) \right]. \quad (10)$$

Нули полинома числителя коэффициента отражения для фильтра-прототипа определяются нулями соответствующего многочлена Чебышева и рассчитываются в соответствии с выражением

$$\hat{Z}_k = \cos\left(\pi \cdot \frac{2k+1}{2n}\right), \quad k = 0, 1, \dots, n-1. \quad (11)$$

Нули будут чисто мнимыми и сопряженными $\hat{Z}_k = \pm j \operatorname{Im} \hat{Z}_k$. После применения подстановки (2) нули полинома числителя коэффициента отражения для квазиполосового фильтра в соответствии с (6) определяются выражением $j\hat{\omega}_{zk} = j\sqrt{A \cdot \operatorname{Im}(\hat{Z}_k) + \hat{\omega}_0^2}$.

Для составления полинома знаменателя коэффициента отражения используем из (5) полюсы, расположенные в левой полуплоскости (для $k=2$). Для упрощения вначале формируем трехчлены из пар комплексно-сопряженных полюсов:

$$\begin{aligned} [p - (\operatorname{Re} p_k + j \operatorname{Im} p_k)] \cdot [p - (\operatorname{Re} p_k - j \operatorname{Im} p_k)] &= [(p - \operatorname{Re} p_k) - j \operatorname{Im} p_k] \cdot [(p - \operatorname{Re} p_k) + j \operatorname{Im} p_k] = \\ &= (p - \operatorname{Re} p_k)^2 + (\operatorname{Im} p_k)^2 = p^2 - 2p \cdot \operatorname{Re} p_k + [(\operatorname{Re} p_k)^2 + (\operatorname{Im} p_k)^2]. \end{aligned}$$

Аналогичным образом формируем полином числителя коэффициента отражения, предварительно сформировав соответствующие трехчлены:

$$\begin{aligned} [p - (\operatorname{Re} z_k + j \operatorname{Im} z_k)] \cdot [p - (\operatorname{Re} z_k - j \operatorname{Im} z_k)] &= [(p - \operatorname{Re} z_k) - j \operatorname{Im} z_k] \cdot [(p - \operatorname{Re} z_k) + j \operatorname{Im} z_k] = \\ &= (p - \operatorname{Re} z_k)^2 + (\operatorname{Im} z_k)^2 = p^2 - 2p \cdot \operatorname{Re} z_k + [(\operatorname{Re} z_k)^2 + (\operatorname{Im} z_k)^2]. \end{aligned}$$

В результате получаем для коэффициента отражения

$$\begin{aligned} \Gamma_{\text{вых}} &= \frac{(\hat{p} - z_1)(\hat{p} - z_2) \cdot \dots \cdot (\hat{p} - z_n)}{(\hat{p} - p_1)(\hat{p} - p_2) \cdot \dots \cdot (\hat{p} - p_n)} = \frac{\prod_{k=1}^{n/2} [p^2 - 2p \cdot \operatorname{Im} z_k + (\operatorname{Re} z_k)^2 + (\operatorname{Im} z_k)^2]}{\prod_{k=1}^{n/2} [p^2 - 2p \cdot \operatorname{Re} p_k + (\operatorname{Re} p_k)^2 + (\operatorname{Im} p_k)^2]} = \\ &= \frac{a_n \hat{p}^n + a_{n-1} \hat{p}^{n-1} + \dots + a_1 \hat{p} + a_0}{b_n \hat{p}^n + b_{n-1} \hat{p}^{n-1} + \dots + b_1 \hat{p} + b_0}. \end{aligned} \quad (12)$$

Коэффициенты полиномов определяем по правилам перемножения многочленов в соответствии с выражением $a_k = \sum_{i=0}^k a_i b_{k-i}$; $k = 0, 1, 2, \dots, (l+m)$, где l и m – степени перемножаемых полиномов, a и b – их коэффициенты.

В (12) значения старших коэффициентов полиномов равны единице, т. е. $a_n = 1$ и $b_n = 1$. На последнем этапе находим выражение для выходного сопротивления в соответствии с (9):

$$\hat{Z}_{\text{вых}} = \frac{\left(1 + \frac{\hat{p}^n + a_{n-1} \hat{p}^{n-1} + \dots + a_1 \hat{p} + a_0}{\hat{p}^n + b_{n-1} \hat{p}^{n-1} + \dots + b_1 \hat{p} + b_0}\right)}{\left(1 - \frac{\hat{p}^n + a_{n-1} \hat{p}^{n-1} + \dots + a_1 \hat{p} + a_0}{\hat{p}^n + b_{n-1} \hat{p}^{n-1} + \dots + b_1 \hat{p} + b_0}\right)} = \frac{2\hat{p}^n + \hat{p}^{n-1}(b_{n-1} + a_{n-1}) + \dots + \hat{p}(b_1 + a_1) + (b_0 + a_0)}{\hat{p}^{n-1}(b_{n-1} - a_{n-1}) + \dots + \hat{p}(b_1 - a_1) + (b_0 - a_0)}. \quad (13)$$

Реализация двухполюсников методом Кауэра производится путем представления операторной функции выходного сопротивления $\hat{Z}_{\text{вых}}(\hat{p})$ в виде цепной дроби вида

$$\hat{Z}_{\text{вых}}(\hat{p}) = g_1 \hat{p} + \frac{1}{g_2 \hat{p} + \dots + \frac{1}{g_{n-1} \hat{p} + \frac{1}{g_n \hat{p} + g_{n+1}}}} = \hat{p} \hat{L}_1 + \frac{1}{\hat{p} \hat{C}_2 + \dots + \frac{1}{\hat{p} \hat{L}_{2k-1} + \frac{1}{\hat{p} \hat{C}_{2k} + \frac{1}{r}}}}, \quad (14)$$

где g_n , $\hat{L}_1, \hat{L}_3, \dots, \hat{L}_{2k-1}$ и $\hat{C}_2, \hat{C}_4, \dots, \hat{C}_{2k}$ – нормированные значения индуктивностей катушек и емкостей конденсаторов для $k = 1, \dots, n/2$: $\hat{L}_{2k-1} = g_{2k-1}$, $\hat{C}_{2k} = g_{2k}$.

Окончательный расчет параметров элементов цепи производится путем денормирования с учетом реальных значений сопротивления нагрузки R_n и нормирующей частоты фильтра-прототипа $f_{\text{норм}}$:

$$L_{2k-1} = g_{2k-1} \cdot \frac{R_n}{2\pi f_{\text{норм}}}; \quad C_{2k} = g_{2k} \cdot \frac{1}{2\pi f_{\text{норм}} R_n}. \quad (15)$$

Формулы (1)–(15) представляют собой математическую модель для решения задачи синтеза ФНЧ с помощью компьютерной программы.

Анализ результатов расчета с помощью стандартной математики

Использование процесса разложения функции входного сопротивления в виде непрерывной дроби приводит к постепенной потере точности в процессе разложения. Причина в том, что при использовании чисел с плавающей запятой в формате *double* длина мантиссы составляет 52 двоичных разряда, что соответствует 16-ти верным цифрам мантиссы после десятичной запятой. Наибольшие погрешности вызывает вычитание соизмеримых чисел. Последняя цифра, как правило, не является точной. В табл. 2 представлены результаты расчета параметров g_n фильтра 20-го порядка для $w = 0,3$ и $r = R_n/R_c = 5$ в зависимости от числа знаков в мантиссе переменной с плавающей запятой. Достоверными считаются знаки, повторяющиеся во всех мантиссах различной длины и выделенные жирным шрифтом.

Таблица 2. Значения нормированных параметров лестничной структуры $n = 20$
Table 2. Values of the normalized parameters of the ladder structure $n = 20$

g_n	Длина мантиссы m , знаков Mantissa length m , characters				
	18	16	14	12	10
g_1	0,2954195543744352	0,2954195543744352	0,29541955437444	0,295419554374	0,2954195544
g_2	0,713461109564948	0,7134611095649473	0,71346110956499	0,713461109561	0,7134611098
g_3	1,0058241561838035	1,0058241561837966	1,00582415618413	1,005824156152	1,0058241581
g_4	1,0778527135007734	1,077852713500736	1,07785271350291	1,077852713286	1,0778527266
g_5	1,3444551271939031	1,3444551271936078	1,34445512721384	1,344455125133	1,3444552542
g_6	1,1116842558930766	1,111684255891377	1,11168425601542	1,111684243014	1,1116850547
g_7	1,7143743392518236	1,7143743392240474	1,71437434115213	1,714374137835	1,7143868615
g_8	0,9418886559187652	0,9418886557877248	0,94188866449494	0,941887744902	0,9419453415
g_9	2,3632836433824114	2,363283639323256	2,36328390591041	2,363255746937	2,3650210613
g_{10}	0,686285986518519	0,6862859767247607	0,68628661828577	0,686218857231	0,6904969103
g_{11}	3,43143008776028	3,431429449037259	3,43147128394913	3,427058873063	3,7323116007
g_{12}	0,4726569204179655	0,4726561909475649	0,47270397320746	0,467724626061	2,4216582208
g_{13}	4,709466618031227	4,709377926992177	4,71519519287878	4,183521806709	–0,0157276474
g_{14}	0,342888872823455	0,3428356584472274	0,34636667160111	0,19113105171	–1,8857040979
g_{15}	5,560720624648062	5,5519951966932135	6,20632346322519	1,869831540234	5,4401419765
g_{16}	0,269723387652699	0,266596319236514	92,8313518646038	0,219631316503	0,3362139249
g_{17}	5,5117714667155475	5,082558302126313	–0,00000492164538	5,527060239925	5,8435977804
g_{18}	0,22648594961061003	0,1610284249850325	–92,50550539104933	0,270098171961	0,272047304
g_{19}	5,54123352930229	2,776428788285468	6,44373312115062	5,803602803799	5,8088384512
g_{20}	0,032916230753412865	0,1015547775683366	0,19975360242714	0,196154248425	0,196187588

Как видно из табл. 2, одна итерация увеличивает число ненадежных знаков примерно на одну единицу. В результате для 16 знаков мантиссы (стандартная компьютерная математика) синтез структуры с $n = 20$ оказывается невозможным. Левая колонка табл. 2 (для $m = 18$), начиная с g_{16} и далее, скорее всего, содержит ошибочные цифры. Свойство антисимметричности лестничной структуры, при котором для нечетных элементов выполняется

соотношение $g_{n+1-k} = g_k / r$, а для четных – $g_{n+1-k} = g_k r$, позволяет оценить точность разложения входного сопротивления в цепную дробь. Из табл. 2 для $n = 18$ следует, что $g_{20} = g_1/5 = 0,2954195543744352/5 = 0,05908391087488704$, $g_{19} = g_2 \cdot 5 = 0,713461109564948 \cdot 5 = 3,56730554782474$, что не совпадает с полученными в результате разложения значениями $g_{20} = 0,032916230753412865$ и $g_{19} = 5,54123352930229$. О потере точности расчетов говорит и появление в процессе разложения коэффициентов с отрицательными значениями (например: g_{13} , g_{14} для $m = 10$; g_{17} , g_{18} для $m = 14$).

Таким образом, синтез лестничных структур высокого порядка методами Кауэра ограничен спецификой компьютерного представления данных. Преодолеть ограничения позволяет программное обеспечение, реализующее математические операции над переменными с произвольной длиной мантииссы – математику произвольной или многократной точности (multiple precision). К нему относятся библиотеки GNU Multiple Precision Arithmetic Library (GMP), BCMath (Mathematical Binary Calculator) и BigInteger, где числа представляются в виде переменных строкового типа. Над ними осуществляются арифметические операции по школьным правилам «в столбик». Было решено остановиться на библиотеке BigInteger для JavaScript. Следует отметить, что все библиотеки не предусматривают расчеты тригонометрических, гиперболических и логарифмических функций. В разработанной программе реализации этих функций основаны на вычислении рядов Маклорена, включая расчет таких констант, как π , e , $\ln 10$, $\ln 2$ и т. д.

Анализ результатов расчета для арифметики произвольной точности

В табл. 3 представлены результаты расчета значений g_n в зависимости от числа знаков в мантииссе для отношения согласуемых сопротивлений $r = 5$ в нормированной полосе 0,3. Достоверные знаки выделены жирным шрифтом. Значения нормированных параметров для $m = 35$ сравнивались с результатами для $m = 45$.

Таблица 3. Значения нормированных параметров лестничной структуры $n = 20$
Table 3. Values of the normalized parameters of the ladder structure $n = 20$

g_n	Число знаков мантииссы, m The number of mantissa characters, m		
	35	25	20
g_1	0,29541955437443521234270754113370597	0,2954195543744352124083667	0,29541955437441918125
g_2	0,71346110956494770514221366391859639	0,713461109564947705232662	0,71346110956492562165
g_3	1,00582415618379906860783798845944071	1,0058241561837990687468833	1,00582415618376512004
g_4	1,07785271350076178568663714200750203	1,0778527135007617857002412	1,07785271350075846525
g_5	1,34445512719388538671280141702242219	1,3444551271938853869693529	1,3444551271938227563
g_6	1,11168425589288948820596037242747494	1,1116842558928894880257848	1,11168425589293352591
g_7	1,71437433924616586808365116126544162	1,7143743392461658687912393	1,71437433924599381954
g_8	0,94188865588618165813373786619549812	0,9418886558861816576579313	0,94188865588630104095
g_9	2,36328364232728559753138888157461324	2,3632836423272855992086425	2,36328364232697440206
g_{10}	0,68628598394432447400787491979955783	0,6862859839443244726151504	0,68628598394490111828
g_{11}	3,43142991972162246337327736981691306	3,4314299197216224214887443	3,43142991974727706806
g_{12}	0,47265672846545710665015125692951756	0,4726567284654570527166397	0,47265672849624487801
g_{13}	4,70944327943090841876418474018773942	4,7094432794309019577735978	4,70944328315065456257
g_{14}	0,34287486784923316429063186125006768	0,3428748678492292814490132	0,34287487008270803596
g_{15}	5,5584212794644475922170926162725545	5,5584212794638105226958762	5,55842164595773737713
g_{16}	0,26889102543877707002874336014120063	0,2688910254385472780322545	0,26889115763191673432
g_{17}	5,38926356750380907501118635766229738	5,3892635674708735888869745	5,38928251451168597175
g_{18}	0,20116483123675980824844619535676139	0,2011648312309020996803515	0,20116820111059881736
g_{19}	3,56730554782473862267980868539358304	3,5673055475861367207881386	3,56744282237718140891
g_{20}	0,05908391087488704086303198313051947	0,0590839108809784763816973	0,0590804065438504839

Согласно свойству антисимметричности лестничной структуры $g_{20} = g_1/5 = 0,29541955437443521234270754113370597/5 = 0,0590839108748870424685415082266$, $g_{19} = g_2 \cdot 5 = 0,71346110956494770514221366391859639 \cdot 5 = 3,56730554782473852571106831959$, что совпадает с полученными в результате разложения данными табл. 3 до 15-го знака. Экспериментальным путем установлено, что для получения не менее 15 достоверных цифр после десятичной запятой для параметров фильтра g_n необходимо увеличить длину мантиссы переменных до значения $2n$. Для фильтра 60-го порядка потребовалась длина мантиссы переменной g_n 120 знаков. Расчеты производились на компьютере с двухъядерным процессором Intel(R) Core(TM) i3–2100 CPU @3.10GHz, ОЗУ 3,41 ГБ и 32-разрядной операционной системой Windows XP Professional. С увеличением порядка фильтра продолжительность расчета возрастает практически в геометрической прогрессии. Продолжительность расчета фильтра 60-го порядка при 800 точках на графиках составила до 10 минут, а расчет фильтра 20-го порядка занял 60 секунд. При 200 точках на графиках время расчета для $n = 20$ и $n = 60$ составило 20 секунд и 3 минуты соответственно.

Заключение

Рассмотрены особенности синтеза лестничных трансформирующих ФНЧ высокого порядка по методу Кауэра с частотной характеристикой Чебышева. Разработана JavaScript программа, позволяющая производить оценку результатов синтеза и расчета элементов. Показано, что для получения достоверных результатов число знаков в мантиссе переменных не может быть меньше порядка лестничной цепи. Для повышения точности расчетов рекомендуется применение арифметики произвольной или многократной точности.

Список литературы

1. Matthaei G.L. Tables of Chebyshev Impedance Transforming Networks of Low-Pass Filter Form. *Proceedings of the IEEE*. 1964;52:939-63.
2. Zhu Y.S., Chen W.K. *Computer Aided Design Of Communication Networks*. Singapore: World Scientific; 2000.
3. Богачев В.М. *Синтез цепей связи для широкополосных усилителей*. Москва: МЭИ; 1980.

References

1. Matthaei G.L. Tables of Chebyshev Impedance Transforming Networks of Low-Pass Filter Form. *Proceedings of the IEEE*. 1964; 52:939-63.
2. Zhu Y.S., Chen W.K. *Computer Aided Design Of Communication Networks*. Singapore: World Scientific; 2000.
3. Bogachev V.M. [Synthesis of communication circuits for broadband amplifiers]. Moscow: MPEI; 1980. (In Russ.)

Сведения об авторе

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

Information about the author

Kurochkin A.E., PhD, Associate Professor, Associate Professor of Information Radioengineering Department of Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-29-667-75-68;
e-mail: kurochkin@bsuir.by
Курочкин Александр Евдокимович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarussian State University
of Informatics and Radioelectronics
tel. +375-29-667-75-68;
e-mail: kurochkin@bsuir.by
Kurochkin Alexander Evdokimovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-38-42>

Оригинальная статья
Original paper

SPECTRUMS OF SUPERCONDUCTING STATES AND TRIPLET EFFECTS IN SUPERCONDUCTOR/FERROMAGNET MULTILAYERS

VASILIIY N. KUSHNIR^{1, 2}

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

²Belarusian State University, Minsk, Republic of Belarus

Submitted 3 May 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. We report the results of studies of triplet superconductivity in structures with alternating superconductor and ferromagnet layers, as a part of the general problem of the properties of the spectra of superconductivity states depending on the magnetic state of the multilayer structure. Ferromagnetic layers are assumed monodomain and possessing inplane magnetic moments. In numerical examples, we used the parameters of the well-studied Nb/PdNi system. The critical temperatures and distributions of singlet and triplet currents depending on the relative orientation of the magnetic moments of the ferromagnetic layers are calculated in the formalism of the Usadel equations for 5- and 3-layer irregular structures. The following results are obtained. (1) The channeling effect of triplet pairs by a narrow central layer of a superconductor with complete suppression of the singlet component in it was confirmed. (2) The “0–1”-transition between the phases of a superconducting condensate of opposite symmetry induced by the transport current is predicted. (3) The effect of a double crossover of states on the dependence of the critical temperature, T_c , versus the angle θ between the magnetic moments of the ferromagnetic layers adjacent to the central layer of the superconductor in a 3-layer structure is predicted. The crossovers are reflected by a sharp turns in the $T_c(\theta)$ curve, while the infinitely small asymmetry of the structure eliminates the non-analyticity of this characteristic.

Keywords: Odd-frequency triplet superconductivity, Usadel equations.

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

Gratitude. The author gratefully acknowledges to Sidorenko A.S and Prischepa S.L for useful discussions.

For citation. Kushnir V.N. Spectrums of superconducting states and triplet effects in superconductor/ferromagnet multilayers. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 38–42.

Introduction

In layered superconductor(*S*)/ferromagnet (*F*) structures, the superconducting order parameter is characterized by two properties due to the exchange interaction in the *F*-layers, namely, it has an oscillating character and includes triplet components in the case of nonuniform magnetization of the ferromagnetic subsystem [1, 2]. The devices of two types are based on these properties: the π -contact elements of logical circuits for nanoelectronics, and the spin valves in spintronics [1–5]. In the *S/F* multilayers, the oscillations of the order parameter result in the possibility of a realization of *spectra* of superconductivity states, as was proved in [5–8]. In the previous works [5–10], it was shown how to realize experimentally a given superconductivity state. Here, we report some of the triplet effects that occur near the transition between states in the structures $n[F/S]/F1/S0/F2/n[S/F]$ ($n = 1, 2, \dots$) with the thin *S0*-layer and in-plane magnetized *F*-layers [10]. The calculations have carried out within the framework of Usadel equations formalism [11], and the structure’s material parameters, applied in the simulations, are close to that of Nb/PdNi system [7, 8].

The thin Nb layer as a channel for the triplet components of the superconducting condensate

A thin layer of superconductor, S0, which is used as a “passive” buffer in the trilayer spin valve S/F1/S0/F2, has an appreciable effect on the distribution of supercurrents in the multilayer structures [9, 10]. Indeed, let the structure F/n[S/F]/S0/n[F/S]/F be in the superconducting “1-state” (the state with the antisymmetric eigenfunction with one node), when all magnetic moments of the *F*-layers are parallel to a given direction in the plane of layers (*XOY*). Further, let the mutual rotation of the magnetizations of *F*-layers contacting with S0-layer implies the transition of the superconducting condensate to the “0-state” (described by eigenfunction without nodes) at some value θ_{cr} of the angle θ between magnetizations [10]. Then, the left neighborhood of the θ_{cr} value corresponds to the almost full suppression of the singlet component (s_0) and the most intensive triplet ones in the whole S0-layer. Moreover, there exist configurations of the orientations of magnetizations, when the triplet components (s_{11}) with spin’s ± 1 projections are practically the only filling S0-layer. Thus, the singlet superconductor becomes a channel only for a triplet supercurrent. This effect calculated for the structure 2[F/S]/F/S0/F/2[S/F] with the spiral configuration of magnetic moments $\mathbf{m}_i$ ($i = 1 \dots 6$) has demonstrated in Fig. 1.

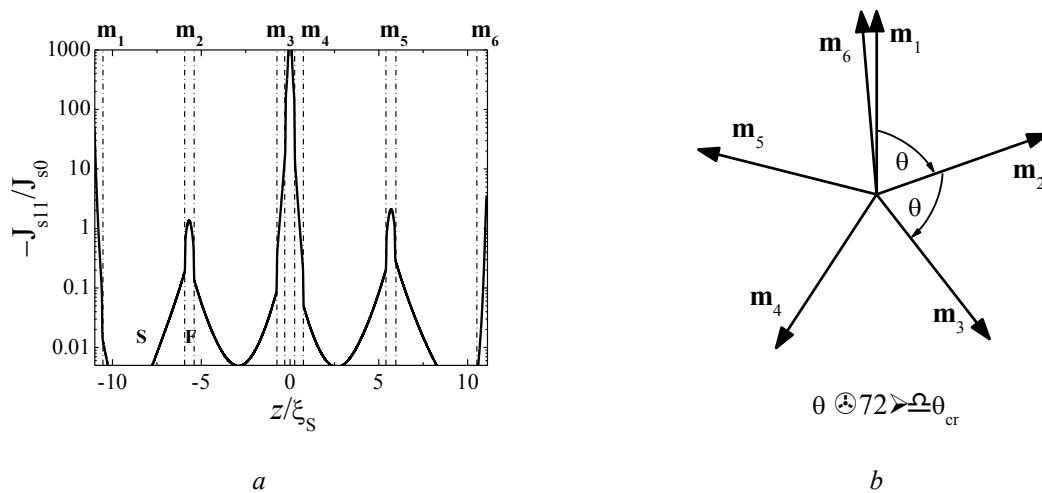


Fig. 1. The distribution of the triplet component of the supercurrent in *S/F* structure under consideration, taken in relation to the singlet one (a); the magnetic moments configuration for which this distribution has been calculated (b)

The induction of «0–1» transition and the peak of the triplet supercurrent

The transport current can induce the nontrivial redistribution of singlet and triplet components of the superconducting condensate. Indeed, let the described above structure 2[F/S]/F/S0/F/2[S/F] be in the “0-state” reached from the “1-state” by the synchronous rotation of the magnetic moments of the even *F*-layers at an angle θ belonging to the small right vicinity of the θ_{cr} value. Then, when the transport current increases, the superconducting condensate can either (A) keep the “0-state” or (B) cross to the “1-state” at some point J_{cr} . The case (B) manifests itself on the temperature dependence of the critical current density by the weak jump down at the crossover point T_{cr} and by the peak of the triplet components at a point $T_{peak} < T_{cr}$, as we see from Fig. 2, where there are shown the curves $J_c(T)$ estimated for the center of S0-layer.

The same but smoothed curves characterize the current densities averaged over the S0 region.

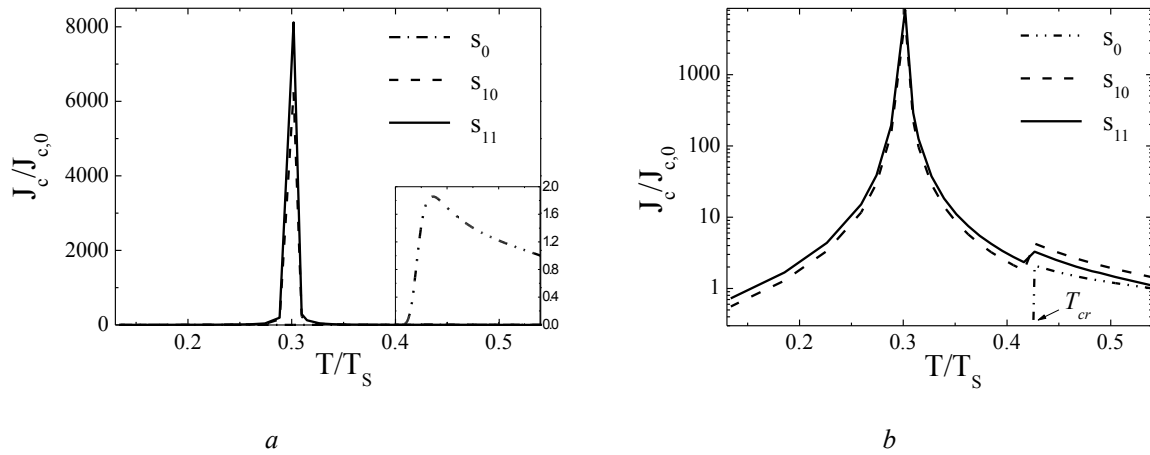


Fig. 2. The temperature dependencies of the singlet and triplet components of the critical current density at the symmetry axis of the F/2[S/F]/S0/F/2[S/F] structure, calculated for the angle $82,5^\circ$ between the magnetic moments of even and odd F -layers; inset: singlet component, scaled-up (a); the same on the logarithmic scale (b)

Repeated crossover in the symmetric and asymmetric 3-bilayers

In this section, we investigate the evolution of the superconducting critical state of the “minimal” structure F/S/F1(θ)/S0/F2($-\theta$)/S/F at the symmetrical rotation of the magnetic moments ($\mathbf{m}_1$ and $\mathbf{m}_2$) of inner F -layers ($F1$ and $F2$) in opposite planar directions θ from the initial state for which all magnetizations are parallel to a given vector $\mathbf{m}$. We assume that the superconducting condensate is initially in 1-state, as stipulated above. Fig. 3 shows the dependences of the critical temperature T_c versus the angle θ calculated for one of the values of the exchange energy (E_{ex}) of a ferromagnetic material (allowed by the diffusive limit of the theory of superconductivity) and for the different deviations ΔE of exchange energies of the $F1$ and $F2$ layers (E_{ex1} and E_{ex2}) from the E_{ex} .

As can be seen in Fig 3, the dependencies $T_c(\theta)$ reveal the complex oscillatory effect, which is well pronounced if the values of exchange energies of F -layers are equal to each other. Namely, the function $T_c(\theta)$ consists of three branches that correspond to the alternating “1”, “0” and “1” states and are parted by the crossover points θ_{cr1} ($\sim 36^\circ$) and θ_{cr2} ($\sim 147^\circ$). Actually, first and third branches are the parts of a continuously differentiable function $T^{(1)}(\theta)$, as well as the segment of $T_c(\theta)$ between two crossover points is a part of the smooth function $T^{(0)}(\theta)$, where $T^{(0)}$ and $T^{(1)}$ are two of the eigenvalues of T_c for the structure under consideration. The branch $T^{(0)}$ includes the absolute maximum of the function $T_c(\theta)$ at the point $\theta = \pi/2$, that is, at antiparallel vectors $\mathbf{m}_1$ and $\mathbf{m}_2$ which, in turn, are orthogonal to the vector $\mathbf{m}$. It is worth noting that in this state, the triplet component s_{11} disappears only in the S0, but it is quite intensive in the $F1$ and $F2$ layers; note also that the existence of two local maximums (at $\theta = 0^\circ$ and $\theta = 180^\circ$) is the expected effect of the vanishing of the triplet s_{11} pairs. Again, pay attention to the vicinities of the crossover points, $\theta_{cr1} - 0$ and $\theta_{cr2} + 0$ (which corresponds to the “1-state”), where the effect of the triplet component channeling by S0-layer should be observed.

The described behaviour of the $T_c(\theta)$ curve holds for the arbitrary values of $E_{ex1} = E_{ex2} = E_{ex}$ but, the even weak asymmetry ΔE in the exchange energies of the F -layers ($E_{ex1} = E_{ex} + \Delta E$, $E_{ex2} = E_{ex} - \Delta E$) results in the qualitative change of this characteristic. Namely, the points of the derivative discontinuity disappear on the curve $T_c(\theta)$ (see Fig. 3), and, simultaneously, the distribution of the singlet component loses its symmetry; moreover, the increasing in ΔE implies the full loss of the superconducting condensate in the half of the structure (which contains the more strong ferromagnet).

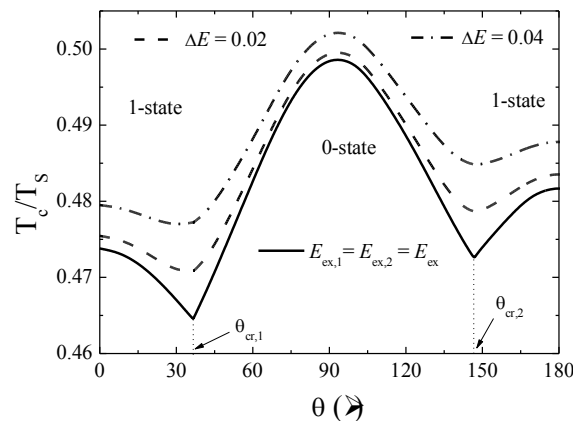


Fig. 3. The dependences of the critical temperature of the structure $F/S/F_1(\theta)/S_0/F_2(-\theta)/S/F$ on the angle θ at the different “asymmetry” of F -layers in the exchange energy (see the main text for explanations)

Conclusions

In this paper, we reported three results of projects implemented in the framework of the State Program of the Scientific Research “Nanotech” (2016–2018) and “Energy-Effectiveness” (2014–2015). The following results are obtained. (1) The channeling effect of triplet pairs by a narrow central layer of a superconductor with complete suppression of the singlet component in it was confirmed. (2) The “0–1”-transition between the phases of a superconducting condensate of opposite symmetry induced by the transport current is predicted. (3) The effect of a double crossover of states on the dependence of the critical temperature, T_c , versus the angle θ between the magnetic moments of the ferromagnetic layers adjacent to the central layer of the superconductor in a 3-layer structure is predicted. The crossovers are reflected by a sharp turns in the $T_c(\theta)$ curve, while the infinitely small asymmetry of the structure eliminates the non-analyticity of this characteristic.

References

1. Buzdin A.I. Proximity effects in superconductor-ferromagnet heterostructures. *Rev. Mod. Phys.* 2005;77:935-976. DOI: 10.1103/RevModPhys.77.935
2. Bergeret F.S., Volkov A.F., Efetov K.B. Odd triplet superconductivity and related phenomena in superconductor-ferromagnet structures. *Rev. Mod. Phys.* 2005;77:1321-1373. DOI: 10.1103/RevModPhys.77.1321
3. Kushnir V.N., Sidorenko Anatolie, Tagirov L.R., Kupriyanov M.Yu. Basic superconducting spin valves. In: Sidorenko A. (ed.) *Functional nanostructures and metamaterials for superconducting spintronics*. Cham, Switzerland: Springer Int. Pub. AG, part of Springer Nature; 2018;1-29. DOI: 10.1007/978-3-319-90481-8_1
4. Tagirov L.R., Kupriyanov M.Yu., Kushnir V.N., Sidorenko Anatolie. Superconducting triplet proximity and Josephson spin valves. In: Sidorenko A. (ed.) *Functional nanostructures and metamaterials for superconducting spintronics*. Cham, Switzerland: Springer Int. Pub. AG, part of Springer Nature; 2018;31-47. DOI: 10.1007/978-3-319-90481-8_2
5. Kushnir V.N. [*Superconductivity of layered structures*]. Minsk: BNTU; 2010. (In Russ.)
6. Kushnir V.N. [Multimode phase transition to superconductivity in superconductor/ferromagnet multilayers]. *Doklady NAN Belarusi = Reports of the Academy of sciences of Belarus*. 2008;52(2):39-42. (In Russ.)
7. Kushnir V.N., Kupriyanov M.Yu. Critical states of superconductivity and their crossover in multilayer Superconductor/Ferromagnet structures. *JETP Letters*. 2011;93:539-544. DOI: 10.1134/S0021.364011090086
8. Kushnir V.N., Prischepa S.L., Cirillo C., Vecchione A., Attanasio C., Kupriyanov M.Yu., Aarts J. Multiple order parameter configurations in superconductor/ferromagnet multilayers. *Phys. Rev. B*. 2011;84:214512(1-10). DOI: 10.1103/PhysRevB.84.214512
9. Kushnir V.N. [States of the spin switches on the base of superconductor/ferromagnet multilayered structures]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2013;78:40-46. (In Russ.)
10. Kushnir V.N. [Triplet effect and the superconductivity states in the multilayered superconductor/ferromagnet structures]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2016;97:18-23. (In Russ.)
11. Usadel K. Generalized diffusion equation for superconducting alloy. *Phys. Rev. Lett.* 1970;25:507-509. DOI: 10.1103/PhysRevLett.25.507

Information about the author

Kushnir V.N., D.Sci., Professor of the Department of Theoretical Physics and Astrophysics of Belarusian State University.

Address for correspondence

220030, Republic of Belarus,
Minsk, Nezalejnasci av., 4,
Belarusian State University
tel. +375-29-773-98-00;
e-mail: vnkushnir@gmail.com
Kushnir Vasiliy Nikolayevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-43-49>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.372

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР ДЛЯ СОГЛАСОВАНИЯ НИЗКООМНЫХ НАГРУЗОК В ДИАПАЗОНЕ МЕТРОВЫХ ДЛИН ВОЛН

НАУМОВИЧ Н.М., ЮБКО А.П., ДАВЫДОВ М.В., МАЛЫЦЕВ О.С.

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

Поступила в редакцию 24 мая 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. В работе представлены результаты предварительных исследований возможности разработки широкополосного трансформатора для согласования низкоомных комплексных нагрузок в диапазоне метровых длин волн с использованием связанной линии передачи мощности. Линия передачи выполнена на основе полиимида в виде гибкой печатной платы. Такой подход позволит выполнять широкополосное согласование каскадов с нестандартными величинами входного и выходного импеданса в широком диапазоне длин волн и мощностей за счет возможности определять импеданс проектируемой линии передачи с учетом характера нагрузки. На первом этапе было выполнено компьютерное моделирование трансформатора с коэффициентом трансформации импеданса 4:1 в диапазоне (40–240 МГц) для предельных входного и выходного сопротивлений 50 и 12,5 Ом соответственно. Это позволило определить конструктивные параметры линии передачи. Также была предложена методика измерений величины вносимых потерь, необходимость разработки которой связана с невозможностью применения стандартных методов с использованием векторного анализатора цепей. Было проведено макетирование устройства и получены значения коэффициента стоячей волны относительно входа устройства и величины вносимых потерь для различных уровней входной мощности. Результаты макетирования показали, что изготовленный трансформатор обеспечивает коэффициент стоячей волны не хуже 2 во всем заданном частотном диапазоне. Вносимые потери составили от 0,02 до 1,54 дБ в зависимости от уровня входной мощности (1–1000 мВт). Полученные результаты дают основания продолжить разработку широкополосных трансформаторов с произвольным входным/выходным сопротивлением для согласования комплексных низкоомных нагрузок.

Ключевые слова: широкополосные согласующие цепи, комплексный импеданс, низкоомная нагрузка.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Наумович Н.М., Юбко А.П., Давыдов М.В., Малыцев О.С. Широкополосный трансформатор для согласования низкоомных нагрузок в диапазоне метровых длин волн. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 43-49.

WIDEBAND TRANSFORMER FOR MATCHING OF LOW-IMPEDANCE LOADS IN VERY HIGH FREQUENCY RANGE

NICOLAI M. NAUMOVICH, ALEXSANDR P. JOUBKO, MAXIM V. DAVYDOV,
OLEG S. MALTSEV

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

Submitted 24 May 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract The article presents the results of preliminary research in the wideband transformer development for matching low-ohms loads in the very high frequency band with the use of a coupled transmission lines. The transmission line was produced with the using of a polyimide in the form of flexible printed circuit board. This way may be useful for wideband matching different cascades with custom values of input and output impedance in the wide band of frequencies and powers with use of a defining impedance capability with a load character in mind. On the first stage, the computer simulation of transformer with a transformer ratio 4:1 in the band (40–240 MHz) was completed for limiting values of input and output resistances – 50 and 12,5 Ohms respectively. Results of simulation give us the data about constructive parameters of the transmission line. The measurement technique for insertion loss was worked out. The reason of that is an impossibility of appliance standard methods with using a network vector analyzer. The prototyping was done and values of the standing wave ratio and inserting losses were obtained for different levels of the input power. According to received data, it can be affirmed, that the manufactured transformer provides the standing wave ratio better (lower) than two. Inserting losses vary from 0,02 to 1,54 dB depending from a input power level (1–1000 mW). The obtained results afford ground for working continuation in this field – a development of wideband transformers for matching of low-ohms loads.

Keywords: wideband matching networks, complex impedance, low-impedance load

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

For citation. Naumovich N.M., Joubko A.P., Davydov M.V., Maltsev O.S. Wideband transformer for matching of low-impedance loads in very high frequency range. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 43-49.

Введение

В настоящее время актуальной тенденцией при разработке новых радиотехнических систем является увеличение рабочей полосы частот. Это позволяет достичь большей универсальности, расширить функционал и, в конечном итоге, повысить эффективность работы устройств. Существует множество методов, позволяющих обеспечить требуемое качество согласования источника сигнала и полезной нагрузки в широкой полосе частот. Их выбор зависит от ряда критериев: диапазон частот, ширина полосы согласования, предельный КСВ в данной полосе. В то же время количество исследований, посвященных широкополосному согласованию низкоомных нагрузок, ограничено. При этом разработка ряда функциональных устройств, например, акустооптических, зачастую требует решения задачи широкополосного согласования низкоомных нагрузок. Расширение полосы рабочих частот до нескольких октав достигается применением цепей со рассредоточенными параметрами [1], но для работы в VHF диапазоне геометрические размеры таких цепей не позволяют воспользоваться преимуществами данного подхода в полной мере. Однако возможна разработка согласующих цепей, которые сочетают достоинства этих двух подходов.

Цель настоящей работы – предложить решение задачи обеспечения согласования низкоомной активной нагрузки в VHF диапазоне, при этом обеспечить минимизацию размеров согласующей цепи и широкий диапазон рабочих мощностей.

Теоретический анализ

Рассмотрим задачу широкополосного согласования стандартного выхода источника сигнала (50Ω) и низкоомной полезной нагрузки (антенна или пьезопреобразователь). На практике эти нагрузки характеризуются комплексным импедансом, поэтому на данном этапе примем упрощение, что полезная нагрузка представляет собой активную нагрузку, а мнимой частью допустимо пренебречь.

Одним из путей решения этой задачи является использование трансформаторов импеданса с требуемым коэффициентом трансформации по сопротивлению. В настоящее время широко применяются трансформаторы, в основе которых лежит схема трансформатора Гуанелла [2] с использованием двух связанных линий передачи мощности. В качестве связанных линий передачи могут применяться n -филярная катушка или коаксиальные кабели. На рабочую полосу такого трансформатора накладываются низкочастотный и высокочастотный пределы [3]. Низкочастотный предел – это нижняя рабочая полоса АЧХ трансформатора по уровню -3 дБ:

$$f_{\min} \geq \frac{Z_{\text{вх}}}{4\pi L_m}, \quad (1)$$

где $Z_{\text{вх}}$ – сопротивление источника сигнала, а L_m – индуктивность намагничивания, которая определяется длиной линии передачи. Для коаксиального кабеля индуктивность намагничивания [2] имеет вид

$$L_m = 2l \left[\ln \left(\frac{2l}{r} \right) - 1 \right], \quad (2)$$

где r – диаметр внешнего проводника, относительно его внешней поверхности, а l – длина кабеля. Также трансформатор может иметь в своем составе феррит, характеризующийся низкими потерями и высокой магнитной проницаемостью для увеличения индуктивности намагничивания (L_m), что позволяет расширить рабочую полосу в области низких частот [4, 5] и уменьшить общую длину линии передачи. Зачастую это трансформаторы для малых сигналов, а для увеличения мощности необходимо использовать ферритовые материалы большего размера [6]. Однако применение таких материалов может накладывать ограничения на конструкцию в связи с размерами ферритового сердечника, а также неравномерностью зависимости магнитной проницаемости материала от частоты.

С другой стороны, во избежание возникновения резонансных явлений, как правило, на длину кабеля или иной линии передачи накладывается ограничение [4] – высокочастотный предел:

$$l \leq \frac{\lambda_{\min}}{8}. \quad (3)$$

Кроме того, для максимального расширения полосы рабочих частот характеристический импеданс линий передачи следует выбирать соответствующим среднему геометрическому импедансов источника сигнала и полезной нагрузки [4]:

$$Z_{\text{ЛП}} = \sqrt{Z_{\text{вх}} Z_{\text{вых}}}. \quad (4)$$

Из формулы (4) видно, что реализация широкополосного трансформатора для работы с низкоомными нагрузками с использованием коаксиального кабеля представляется возможной в узком диапазоне частот. Это связано с тем, что его характеристический импеданс имеет ряд строго определенных значений и наиболее используемые: $50, 75 \Omega$, а для рассматриваемого случая согласования $50\text{--}12,5 \Omega$ требуемое значение импеданса линии передачи составит 25Ω .

В ряде работ, посвященных широкополосному согласованию на частотах свыше 100 МГц, используются связанные полосковые линии. Зачастую такие трансформаторы реализуются за счет топологии на печатной плате [7]. Однако существует возможность рассчитать и изготовить «гибридную» реализацию подобного трансформатора

для VHF диапазона, где линией передачи мощности является участок коаксиального кабеля [8]. В качестве альтернативы коаксиальному кабелю предлагается использовать связанные отрезки полосковых линий типа «Broadside coupled lines». В этом случае используется двусторонняя печатная плата с минимально возможной толщиной диэлектрика.

Необходимыми конструктивными и электромагнитными свойствами обладает гибкая печатная плата (ГПП) на базе полиимида (рис. 1). Свойство гибкости ГПП дополнительно позволяет решать также задачи оптимизации конструкции.



Рис. 1. Общий вид конструкции (трансформатор 4:1 (50–12,5 Ом))
Fig. 1. Construction Overview (transformer 4:1 (50–12,5 Ohm))

Моделирование

Моделирование трансформатора со связанными полосковыми линиями с коэффициентом трансформации 4:1 (50–12,5 Ом) было проведено в пакете моделирования СВЧ устройств CST Studio с учетом топологии печатной платы в диапазоне частот 30–300 МГц. Была собрана схема электрическая (рис. 2, а), где моделируемый ТК (50–12,5 Ом) представлен четырехполюсником TV1, порт 1 имеет сопротивление 50 Ом, порт 2–12,5.

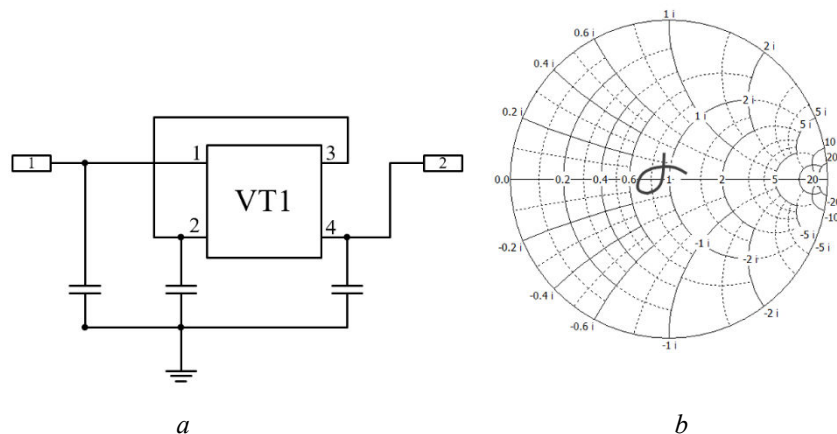


Рис. 2. Результаты моделирования: а – схема электрическая; б – импеданс модели на диаграмме Смита
Fig. 2. Simulation results: а – circuit schematic; б – Smith plot for the model

Конденсаторы C1–C3 введены для коррекции высокочастотного и низкочастотного участков характеристики результирующего импеданса. Из рис. 2, б видно, что КСВ во всей расчетной полосе не превышает 2.

Моделированием была подтверждена возможность реализации такого устройства, а также были сформированы требования к гибким печатным платам, выступающим в качестве линий передачи, к общей печатной плате, где размещены все элементы схемы.

Методика измерений параметров широкополосных трансформаторов для согласования низкоомных нагрузок

В общем трансформатор импеданса характеризуется следующими параметрами: рабочий диапазон частот, предельный КСВ в диапазоне частот, предельные значения входного и выходного сопротивления, вносимые потери.

Для измерения КСВ в диапазоне частот необходимо:

1. Задать расчетный диапазон рабочих частот и дискретность частоты для векторного анализатора цепей (ВАЦ).

2. Выполнить калибровку ВАЦ в этом диапазоне для измерения коэффициента отражения от входа исследуемой цепи.

3. Подключив к выходу трансформатора полезную нагрузку (R_n), а ко входу – векторный анализатор, измерить коэффициент отражения и сохранить данные в формате touchstone.

Для определения вносимых потерь необходимо выполнить следующую последовательность действий:

1. Установить величину входной мощности $P_{вх}$ (1; 10; 100; 1000 мВт).

2. Выполнить измерения среднеквадратического напряжения ($V_{скв}$) на входе полезной нагрузки для различных частот в пределах исследуемого частотного диапазона. Рекомендованное число наблюдений при измерении значения параметра $N = 10$. Числовые значения результатов наблюдений регистрируются без округления, а затем усредняются для каждого значения частоты.

3. При известной величине коэффициента отражения от входа схемы рассчитать величину отраженной мощности: $P_{отр} = P_{вх} \left[-20 \lg \left(\frac{КСВ - 1}{КСВ + 1} \right) \right]$.

4. Для известной величины мощности на выходе источника сигнала и значения коэффициента отражения от входа для исследуемого ТК рассчитать величину мощности, поступившей в нагрузку (P_n): $P_n = P_{вх} - P_{отр}$.

5. Вычислить величины рассеиваемой на полезной нагрузке мощности для каждой частотной точки по формуле $P_{расс} = \frac{V_{скв}^2}{R_n}$.

6. Рассчитать величину потерь, вносимых трансформатором, для каждой частотной точки по формуле $Loss_{ins} = 10 \lg_{10} (P_{расс} / P_{вх})$.

Для определения рабочего частотного диапазона необходимо рассчитать полосу частот, в которой КСВ меньше либо равен двум, а вносимые потери находятся в пределах уровня –3 дБ.

Экспериментальные исследования

Экспериментальная часть состоит из трех этапов. На первом этапе изготавливается плата печатная и собирается трансформатор. На втором этапе проводятся измерения согласно представленной выше методике, а на третьем – выполняется обработка полученных данных, графики характеристик представлены на рис. 3–5.

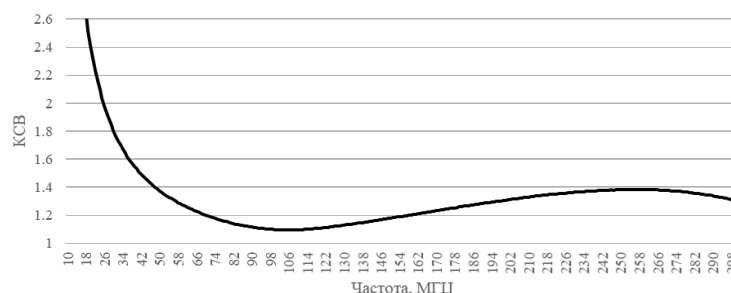


Рис. 3. Коэффициент стоячей волны относительно входа трансформатора
Fig. 3. SWR relatively the transformer input

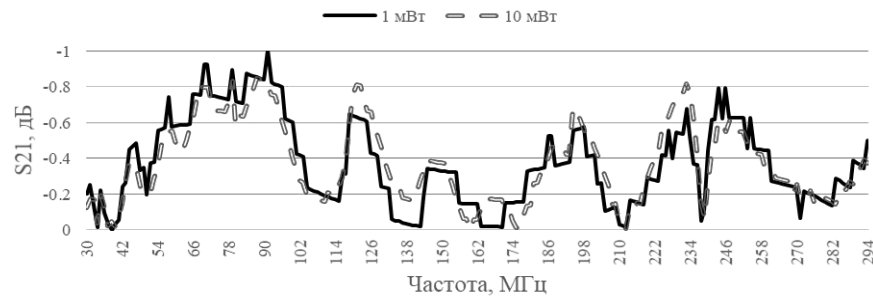


Рис. 4. Вносимые потери при уровнях входной мощности 1 и 10 мВт
Fig. 4. Insertion losses with the level of input power 1 and 10 mW

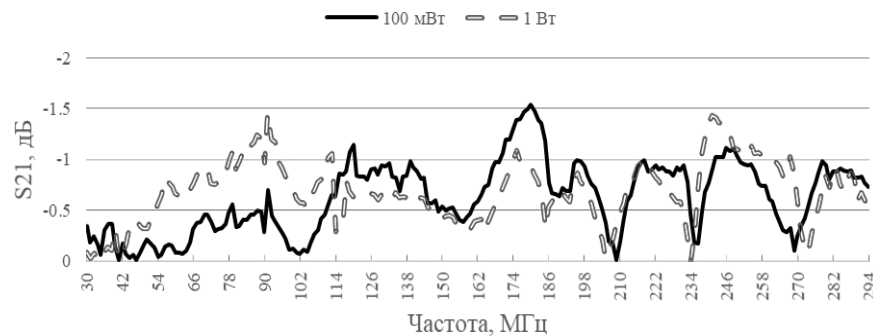


Рис. 5. Вносимые потери при уровнях входной мощности 100 и 1 Вт
Fig. 5. Insertion losses with the level of input power 100 and 1 W

Результаты и их обсуждение

На основании предложенного подхода к разработке и изготовлению широкополосных трансформаторов разработан образец со следующими характеристиками:

- 1) коэффициент трансформации импеданса – 4:1;
- 2) предельное входное сопротивление: 5 Ω , предельное выходное сопротивление – 12,5 Ω ;
- 3) полоса рабочих частот при предельном КСВ = 2 – 30–300 МГц (рис. 3);
- 4) вносимые потери имеют зависимость от уровня входной мощности. При работе с малыми уровнями мощности (1–10 мВт) диапазон величин вносимых потерь от –0,02 до –1 дБ (рис. 4). При работе с уровнями мощности 0,1–1 Вт – от –0,015 до –1,54 дБ (рис. 5).

Результаты исследований согласуются с теоретическими и практическими результатами иных исследований [9].

Предложенная методика оценки параметров разработанных устройств позволяет автоматизировать процесс снятия характеристик и расчета значений параметров. Экспериментально обоснована возможность улучшения эффективности широкополосного согласования для различных величин подводимой мощности (до 1 Вт).

Опыт практического применения позволяет утверждать о возможности создания более сложных широкополосных систем для согласования низкоомных нагрузок, имеющих комплексный характер.

Список литературы/ References

1. Ranzani L., Spietz L., Popovic Z., Aumentado J. *Transmission-Line Impedance Transformer for Broadband Superconducting Circuits*. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2012;22(5):1500606. DOI: 10.1109/TASC.2012.2202116.
2. Guanella G., *New method of impedance matching in radio-frequency circuits*. *The Brown Boveri Review*. 1944;31:327-329.
3. Grebennikov A. *RF and Microwave Transmitter Design*. John Wiley & Sons, Inc. 2011.
4. Grebennikov A. *Power Combiners, Impedance Transformers and Directional Couplers*. *High Frequency Electronics*. 2007;6(12):20-38.
5. Trask C. *Transmission Line Transformers: Theory, Design and Applications – Part 2*. *High Frequency Electronics*. 2006;5(1):26-32.

6. Trask C. *Designing Wide-band Transformers for HF and VHF Power Amplifiers*. QEX.2005;2:3-15.
7. Fang Z., Wei H., Ji-Xin C. Ke W. *Ultra-Wideband Single and Dual Baluns Based on Substrate Integrated Coaxial Line Technology*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2012;60(10):3062-3070; DOI: 10.1109/TMTT.2012.2209448
8. Smith R. M., Lees J., Tasker P. J., Benedikt J., Cripps S.C. *A 40W Push-Pull Power Amplifier for High Efficiency, Decade Bandwidth Applications at Microwave Frequencies*. IEEE/MTT-S International Microwave Symposium digest (MTT), Montreal, 2012.
9. Sevvick J. *Transmission Line Transformers*, 4ed. Atlanta: Nobel Publishing Corporation; 2001.

Вклад авторов

Наумович Н.М. провел поиск технологических решений при изготовлении и применении гибких печатных плат.

Юбко А.П., Мальцев О.С. выполнили моделирование и расчет параметров схемы, макетирование, провели измерения и обработали их результаты.

Давыдов М.В. разработал методики измерения и структуру измерительного стенда.

Authors contribution

Naumovich N.M. conducted a search for technological solutions in the manufacture and use of flexible printed circuit boards.

Joubko A.P., Maltsev O.S. performed modeling and calculation of circuit parameters, prototyping, carried out measurements and processed their results.

Davydov M.V. developed measurement methods and the structure of the measuring stand.

Сведения об авторах

Наумович Н.М., к.т.н, начальник Научно-конструкторского центра перспективных радиоэлектронных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Юбко А.П., заместитель начальника Научно-конструкторского центра перспективных радиоэлектронных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Давыдов М.В., к.т.н, проректор по учебной работе Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Мальцев О.С., м.н.с Научно-конструкторского центра перспективных радиоэлектронных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Naumovich N.M., PhD, Head of the Scientific and Design Center of Centimeter and Millimeter Wavelengths Prospective Electronic Systems of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Joubko A.P., Deputy Head of the Scientific and Design Center of Centimeter and Millimeter Wavelengths Prospective Electronic Systems of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Davydov M.V., PhD, Vice-Rector for education of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Maltsev O.S., junior associate researcher the Scientific and Design Center of Centimeter and Millimeter Wavelengths Prospective Electronic Systems of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники
тел. +375-33-358-08-57;
e-mail: maltsev@bsuir.by
Мальцев Олег Сергеевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
tel. +375-33-358-08-57;
e-mail: maltsev@bsuir.by
Maltsev Oleg Sergeevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-50-57>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 629.7

ФОРМИРОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИИ ПРОЛЕТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ЧЕРЕЗ ЗАДАННЫЕ ТОЧКИ ПРОСТРАНСТВА

ЛОБАТЫЙ А.А., БУМАЙ А.Ю., ДУ ЦЗЮНЬ

Белорусский национальный технический университет, г. Минск, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 30 мая 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Цель проведения исследований, результаты которых представлены в статье, заключается в аналитическом синтезе закона управления для беспилотного летательного аппарата в случае, когда происходит наведение его по траектории, которая задана опорными точками пространства в инерциальной системе отсчета. Проводится анализ существующих различных подходов к формированию заданной траектории полета беспилотного летательного аппарата, основанных на различной математической постановке задачи. Для достижения поставленной цели траектория полета рассматривается состоящей из отдельных интервалов, на каждом из которых решается задача оптимизации управления. Обоснован критерий оптимизации в общем виде и представление его в форме минимизируемого квадратичного функционала качества, удобного для аналитического синтеза управления. В качестве составляющих функционала рассматриваются параметры отклонения траектории полета летательного аппарата от заданных точек пространства, а также прогнозируемые параметры вектора скорости и управляющее нормальное ускорение. При этом в каждой заданной точке пространства учитывается направление траектории на последующую точку, что обеспечивает оптимальную кривизну траектории при заданной скорости полета летательного аппарата. В результате аналитического синтеза получены математические зависимости для определения управляющего ускорения, которые позволяют на борту беспилотного летательного аппарата получить заданный оптимальный закон управления, обеспечивающий в конечном итоге минимальные затраты энергии. Обоснованность предложенных теоретических положений подтверждается наглядным примером, в котором для упрощенной математической постановки задачи путем компьютерного моделирования рассчитаны оптимальные законы изменения управляющего ускорения и параметры траектории беспилотного летательного аппарата.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, траектория полета, минимизируемый функционал, управление, интервал оптимизации.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Лобатый А.А., Бумай А.Ю., Ду Цзюнь. Формирование оптимальных параметров траектории пролета беспилотного летательного аппарата через заданные точки пространства. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 50–57.

FORMATION OF OPTIMAL PARAMETERS OF THE TRAJECTORY OF THE OVERFLIGHT OF UNMANNED AERIAL VEHICLE THROUGH THE SPECIFIED POINTS OF SPACE

ALEXANDR A. LOBATY, ANDREI Y. BUMAI, JUN DU

Belarussian National Technical University, Minsk, Republic of Belarus

Submitted 30 May 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The purpose of the scientific research, results are determined in the article, is to analytically synthesize the control law of an unmanned aerial vehicle while guiding one along the trajectory that specified by the reference points of space in an inertial coordinate system. The analysis of various existing approaches of the formation of a given flight path of an unmanned aerial vehicle based on various mathematical formulations of the problem is carried out. To achieve the goal, the flight path is considered as separate intervals, where the control optimization problem is solved. The optimization criterion in general form is substantiated and its presentation in the form of a minimized quadratic quality functional is convenient for analytical control synthesis. As components of the functional, the parameters of the deviation of the flight path of the aircraft from the specified points of space are considered, as well as the predicted parameters of the velocity vector and the control normal acceleration. Moreover, at each specified point in space, the direction of the trajectory to the subsequent point is taken into account, that ensures optimal curvature of the trajectory by specified flight speed of the unmanned aerial vehicle. As a result of analytical synthesis, mathematical dependences are obtained to determine control acceleration, which allow us to get a specified optimal control law on board an unmanned aerial vehicle, which ultimately ensures minimum energy consumption. The validity of the proposed theoretical provisions is confirmed by a clear example, where for a simplified mathematical problem statement the optimal laws of change in control acceleration and the trajectory parameters of an unmanned aerial vehicle are calculated by computer simulation.

Keywords: unmanned aerial vehicle, flight trajectory, minimized functional, control, optimization interval.

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

For citation. Lobaty A.A., Bumai A.Y., Jun Du. Formation of optimal parameters the trajectory of the overflight of unmanned aerial vehicle through the specified points of space. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 50–57.

Введение

Всё большее распространение в различных областях имеют беспилотные летательные аппараты (БЛА), позволяющие решать широкий спектр задач. Функциональное устройство основных элементов систем управления (СУ) БЛА, а также их структурная компоновка определяются в соответствии с предназначением БЛА. Спектр задач вывода БЛА в определенную точку в пространстве лучше рассматривать подобно задачам аналитического синтеза системы самонаведения БЛА на определенную цель [1].

Обратим внимание на задачу полета БЛА по заранее определенной траектории. Маршрут полета БЛА состоит из трех следующих друг за другом интервалов: $R_1(t_0, t_1)$, $R_2(t_1, t_2)$, $R_3(t_2, t_3)$. R_1 – отправной интервал, R_2 – интервал основной задачи, R_3 – интервал возврата, t_0 и t_k время начала и окончания полета.

Методы аналитического синтеза и оптимизации СУ БЛА могут отличаться постановкой задачи [2, 3]. Но большинство не удовлетворяют реальным условиям применения БЛА.

Общепринято задать первоначальную математическую модель траектории полета БЛА. Например, в источнике [2] применена аппроксимация полиномом

$$R(t) = \sum_{i=0}^n C_i t^i, \quad (1)$$

где $R(t)$ – процесс изменения пространственной координаты, t – время полета, $(C_i (i = \overline{1, n})$ – коэффициенты.

Проекции траектории движения БЛА на каждую из осей инерциальной системы отсчета описываются полиномом следующего вида [2]:

$$A_3(t) = C_0 + C_1 t + C_2 t^2 + C_3 t^3 + C_4 t^4 + C_5 t^5. \quad (2)$$

Продифференцировав формулу (2) дважды по времени, получим:

$$\dot{A}_3(t) = C_1 + 2C_2 t + 3C_3 t^2 + 4C_4 t^3 + 5C_5 t^4, \quad (3)$$

$$\ddot{A}_3(t) = 2C_2 + 6C_3 t + 12C_4 t^2 + 20C_5 t^3. \quad (4)$$

Формулы (3) и (4) – выражения скорости и ускорения. Параметры C_3, C_4, C_5 определяются путем решения системы уравнений для полинома $A_3(t)$ и его производных $\dot{A}_3(t)$, $\ddot{A}_3(t)$ в момент окончания наведения. Преимущество вышеописанного подхода – реализуемость заданной траектории на борту БЛА.

Достаточно распространенной задачей является полет БЛА по траектории, проходящей через опорные точки пространства с определенными координатами $(X^{(k)} Y^{(k)} Z^{(k)})$ в инерциальной системе отсчета $(OXYZ)$, k – номер точки, через которую необходимо проложить траекторию.

Задача интервальной оптимизации

С учетом приведенного выше рассмотрим задачу формирования траектории, представляющей собой отдельные интервалы, на каждом из которых обеспечивается наведение БЛА оптимальным образом и выполняются основные требования к СУ. Необходимо обеспечить заданную точность приближения траектории полета к заданным точкам, а также минимизировать интегральные потери, обусловленные маневрированием и изменениями управляющей перегрузки. Из поставленной задачи следует необходимость формировать критерий оптимизации, который включает в себя как составляющую, характеризующую точность достижения поставленной цели, так и составляющую, характеризующую интегральные потери в течение времени управления процессом полета. Вышесказанному соответствует классическая задача Больца минимизации функционала вида [4]

$$J = \varphi(X_k, t_k) + \int_{t_0}^{t_k} F(X, t) dt. \quad (5)$$

В выражении (5) первое слагаемое $\varphi(X_k, t_k)$ характеризует конечную цель изменения вектора состояния $X(t)$ на интервале $[t_0, t_k]$, второе – указанные интегральные потери в процессе управления. Особенностью данной задачи является то, что функция $\varphi(X_k, t_k)$ является конечной целью для интервала полета БЛА между заданными k -1-й и k -й точками маршрута и промежуточным пунктом для всей траектории движения БЛА. Следовательно, $\varphi(X_k, t_k)$ характеризует минимальное отклонение траектории полета БЛА от точки X_k при $k = \overline{1, N}$, N – количество заданных точек маршрута полета БЛА.

При исследовании траектории полета БЛА рассматривается задача «кинematики твердого тела» движения точки центра масс, следовательно, функционал (5), как правило, приводится к виду квадратичного функционала Летова–Калмана [3, 4]:

$$J = X_k^T R X_k + \int_{t_0}^{t_k} [X(t)^T Q(t) X(t) + U(t)^T S(t) U(t)] dt. \quad (6)$$

В выражении (6) $X_k = [\Delta x_k, \Delta y_k, \Delta z_k]^T$ – вектор, включающий минимальные отклонения относительно промежуточной k -й точки маршрута; $X(t) = [x(t), y(t), z(t)]^T$ – вектор координат центра масс БЛА; $U(t) = [a_x(t), a_y(t), a_z(t)]^T$ – вектор управлений, состоящий из нормальных ускорений центра масс.

Представляет определенную трудность задача выбора матриц коэффициентов R , $Q(t)$, $S(t)$. Так как в функционал (6) входят переменные слагаемые различной физической природы и размерности X_k , $X(t)$, $U(t)$, то целесообразно преобразовать их к относительным безразмерным величинам путем нормировки с помощью матриц R , $Q(t)$, $S(t)$. В качестве нормировочных коэффициентов в работе [5] берутся максимально допустимые значения входящих в функционал (6) переменных X_k , $X(t)$, $U(t)$.

Изменение параметров полета БЛА в пространстве состояний в общем случае описывается векторным уравнением вида [2, 3]

$$\dot{X}(t) = f(X, t), \quad X(t_0) = X_0, \quad (7)$$

где $f(X, t)$ – в общем случае нелинейная векторная функция. Задача существенно упрощается, если уравнение движения (7) является линейным вида

$$\dot{X}(t) = A(t)X(t) + B(t)U(t), \quad X(t_0) = X_0, \quad (8)$$

где $A(t)$, $B(t)$ – матрицы коэффициентов. В данном варианте применима так называемая задача аналитического конструирования оптимального регулятора (АКОР), в которой искомый вектор оптимального управления определяется выражением [4]

$$U^*(t) = -S^{-1}(t)B^T K(t)X(t), \quad (9)$$

где $K(t)$ – матрица коэффициентов, вычисляемая путем решения векторного дифференциального уравнения типа Риккати вида

$$\dot{K}(t) = -A^T(t)K(t) - K(t)A(t) + K(t)B(t)S^{-1}(t)B^T(t)K(t) - Q(t), \quad K(t_k) = R. \quad (10)$$

Основная проблема, возникающая при определении оптимального управления $U^*(t)$, заключается в решении «двухточечной краевой задачи», которая предполагает одновременное решение системы дифференциальных уравнений (8) и (10). При этом у системы (8) заданы начальные условия, а у системы (10) – конечные условия. В основном задача решается методом «прогонки», при котором на начальном этапе задаются приближенные крайние значения для одной из систем (8) или (10), а затем многократно интегрируются системы (8) и (10) в «прямом и обратном времени» до достижения необходимой точности получения результата.

Решение задачи оптимизации

Кинематическая схема процесса наведения летательного аппарата отражена на рис. 1 для указанной $(O^{(k)} X^{(k)} Y^{(k)} Z^{(k)})$ инерциальной системы отсчета, где k – порядковый номер точки пространства, через которую будет перемещаться летательный аппарат [6].

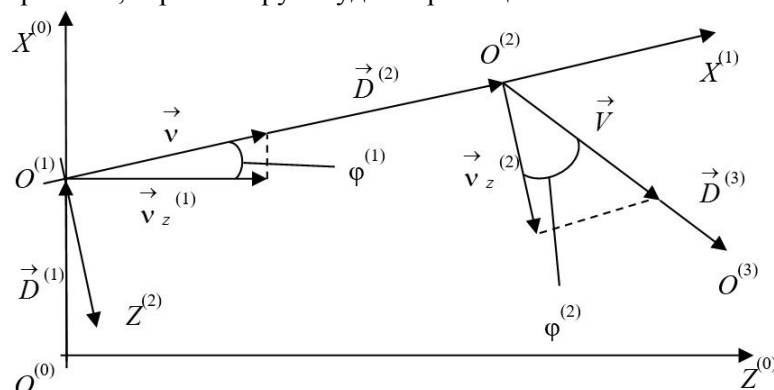


Рис. 1. Кинематическая схема наведения БЛА

Fig. 1. Kinematic guidance scheme of UAV

Для удобства исследуем наведение летательного аппарата в горизонтальной плоскости. Пространственная модель при данной постановке задачи кардинальных отличий не имеет. На рис. 1 имеются следующие обозначения: $\vec{v}$ – вектор скорости БЛА. С учетом работы БЛА

в реальных условиях допустим, что $|\vec{v}| = \text{const}$. $\varphi^{(k)}$ – угол ориентации вектора скорости летательного аппарата в k -й точке. $\vec{D}^{(k)}$ – вектор расстояния между начальной ($k-1$ -й) и конечной (k -й) точками k -го участка траектории. $O^{(k)}$ – исходная точка указанной инерциальной системы отсчета на k -м участке траектории летательного аппарата. Общепринято $k = \overline{0, N}$.

В представленной постановке задачи отлительно то, что задается новая инерциальная система отсчета $(O^{(k)} X^{(k)} Y^{(k)} Z^{(k)})$ для каждого последующего интервала. В указанном случае начало системы отсчета $O^{(k)}$ на каждом следующем k -м интервале совпадает с предыдущей указанной точкой траектории полета.

Исследуя модель траектории в пространстве в указанном случае, определим, что ось $O^{(k)} X^{(k)}$ направлена, соответственно, на следующую $k+1$ -ю точку пути, ось $O^{(k)} Y^{(k)}$ направлена, соответственно, вертикально вверх, в свою очередь, ось $O^{(k)} Z^{(k)}$ составляет с осями $O^{(k)} X^{(k)}$ и $O^{(k)} Y^{(k)}$ правую систему отсчета.

Для конкретности исследуем следование БЛА относительно заданной системы отсчета на k -м участке траектории полета в горизонтальной плоскости. Это движение описывается приведенной далее системой дифференциальных уравнений [3]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}^{(k)} &= v_x^{(k)}, & x^{(k)}(0) &= x_0^{(k)}, \\ \dot{z}^{(k)} &= v_z^{(k)}, & z^{(k)}(0) &= z_0^{(k)}, \\ \dot{v}_x^{(k)} &= a_x^{(k)}, & v_x^{(k)}(0) &= v_{x0}^{(k)}, \\ \dot{v}_z^{(k)} &= a_z^{(k)}, & v_z^{(k)}(0) &= v_{z0}^{(k)}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

В системе линейных дифференциальных уравнений (11) применены следующие обозначения: $x^{(k)}, z^{(k)}$ – координаты центра масс БЛА в заданной k -й системе отсчета; $v_x^{(k)}, v_z^{(k)}$ – проекции вектора скорости $\vec{v}$ летательного аппарата на оси k -й системы отсчета; $a_x^{(k)}, a_z^{(k)}$ – ускорения центра масс БЛА в k -й системе отсчета. В качестве параметра управления БЛА в данном случае будем рассматривать боковое ускорение БЛА $a_z^{(k)}(t)$. В реальных условиях, когда БЛА выполняет свою непосредственную задачу, а именно мониторинг поверхности, скорость его полета в общем случае постоянна. В связи с предыдущим допущением систему уравнений (11) можно представить в виде $v_x^{(k)} = \sqrt{v^2 - (v_z^{(k)})^2}$, соответственно, $v = |\vec{v}|$.

Вычислим необходимое оптимальное управление летательного аппарата, а именно его ускорение $a_z^{(k)}(t)$ на k -м участке траектории. Для данной постановки задачи определим следующий критерий оптимальности – квадратичный функционал, который имеет вид [2, 6]

$$J = \frac{1}{2} \left[c_1 (v_z^{(k)} - v_{\text{зад}}^{(k)})^2 + c_2 (z^{(k)} - z_{\text{зад}}^{(k)})^2 \right]_{t=t_k} + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_k} c_3 (a_z^{(k)})^2 dt, \quad (12)$$

где t_k – момент времени достижения летательным аппаратом определенной k -й точки пространства; $v_{\text{зад}}^{(k)}$ – указанная величина проекции скорости летательного аппарата на ось $O^{(k)} Z^{(k)}$ для инерциальной системы отсчета на k -м участке в момент t_k ; $z_{\text{зад}}^{(k)}$ – боковая координата определенной k -й точки траектории полета летательного аппарата в момент времени t_k ; c_1, c_2, c_3 – коэффициенты, которые задаются с учетом размерности параметров функционала (12).

Для того чтобы решить поставленную задачу, где необходимо определить оптимальное боковое ускорение $a_z^{(k)}$, которое, в свою очередь, минимизирует функционал (12), применяются разнообразные методы аналитического конструирования [2]. Например, в работе [5], используя методы вариационного исчисления, определено решение сходной задачи. Применительно к вышеописанной постановке задачи для каждого участка оптимизации решение примет следующую форму [6]:

$$a_z(v_z, z, t) = -\Lambda_v(t) [v_z(t) - v_{\text{зад}}] - \Lambda_z(t) [z(t) - z_{\text{зад}}], \quad (13)$$

$$\text{где } \Lambda_v(t) = \frac{(1/c_2) + (1/c_1)(t_k - t)^2 + 1/3(t_k - t)^3}{D(t_k - t)}, \quad (14)$$

$$\Lambda_z(t) = \frac{(1/c_1)(t_k - t) + 1/2(t_k - t)^2}{D(t_k - t)}, \quad (15)$$

$$D(t_f - t) = \left[\frac{1}{c_2} + \frac{1}{3}(t_k - t)^3 \right] \left[\frac{1}{c_1} + t_k - t \right] - \frac{1}{4}(t_k - t)^4. \quad (16)$$

В формулах (13)–(16) соответственно $v_{\text{зад}} = v_{\text{зад}}^{(k)} = v_z^{(k)}(t_k) \sin \varphi_{\text{зад}}^{(k)}$ [6], где $v_z^{(k)}(t_k)$ – значение проекции скорости летательного аппарата на ось $O^{(k)}Z^{(k)}$ в момент завершения наведения t_k на k -м участке; $\varphi_{\text{зад}}^{(k)}$ – заданный угол подлета летательного аппарата к последующей точке $O^{(k)}$. Угол подлета задается исходя из ориентации вектора $\vec{v}$ относительно системы отсчета $(O^{(k)}X^{(k)}Z^{(k)})$, как изображено на рис. 1. $t_k - t = t_{\text{ост}}$ – время, которое необходимо для достижения летательным аппаратом последующей указанной k -й точки пространства.

$$t_{\text{ост}} = t_{\text{ост}}^{(k)} = \frac{D^{(k)}}{|\dot{D}|^{(k)}}, \quad (17)$$

где $D^{(k)}$ – дальность от центра масс до точки $O^{(k)}$ на k -м участке наведения, $|\dot{D}|^{(k)}$ – модуль скорости сближения летательного аппарата с точкой $O^{(k)}$.

При определенных условиях интегральное слагаемое функционала (12) можно проигнорировать. Предложенный прием верен в том случае, когда у летательного аппарата имеется достаточный запас топлива на всем маршруте следования, а скорость полета равномерная и низкая [7].

Необходимо отметить, что формулы (13)–(16) верны в определенных случаях и для соответствующей пространственной задачи по наведению летательного аппарата. В приведенном случае двумерные векторы координат, скоростей и ускорений БЛА возможно заменить аналогичными трехмерными векторами [8].

В качестве примера рассмотрим изменение траектории полета БЛА в горизонтальной плоскости при пролете БЛА через заданные точки пространства со следующими координатами: $x^{(0)} = z^{(0)} = 0$; $x^{(1)} = 1000$ м, $z^{(1)} = 0$; $x^{(2)} = 1500$ м, $z^{(2)} = 1000$ м; $x^{(3)} = 2500$ м, $z^{(3)} = 1500$ м (рис. 2, а) и $x^{(0)} = z^{(0)} = 0$; $x^{(1)} = 1000$ м, $z^{(1)} = 0$; $x^{(2)} = 1500$ м, $z^{(2)} = 1000$ м; $x^{(3)} = 1600$ м, $z^{(3)} = 2200$ м (рис. 2, б). Представленные результаты рассчитаны в компьютерной среде Mathcad для математической модели траектории БЛА.

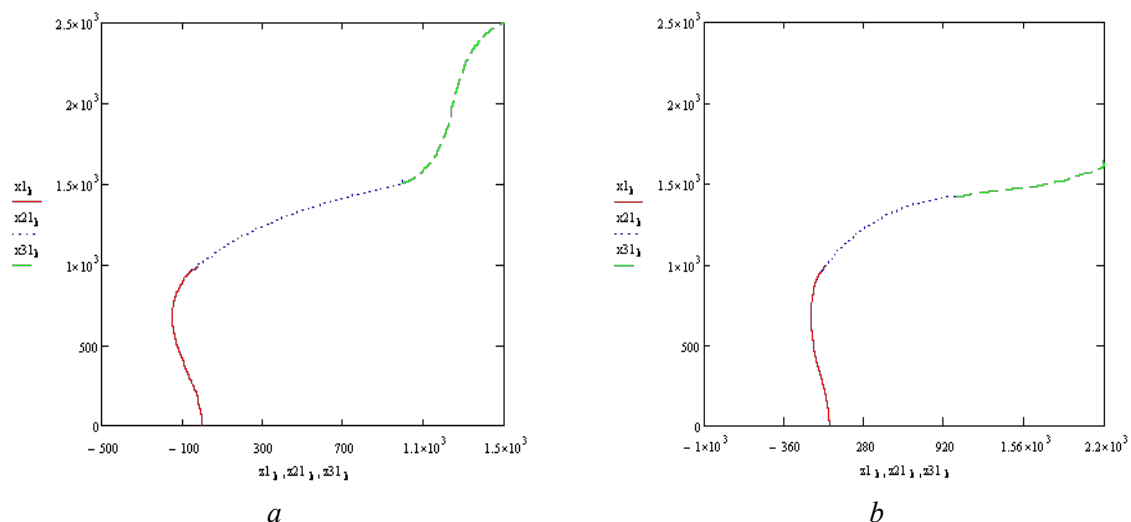


Рис. 1. Траектории полета БЛА: а – траектория, вариант 1; б – траектория, вариант 2
Fig. 1. Flight path: а – trajectory option 1; б – trajectory option 2

Величины отклонений траектории от заданных промежуточных точек пространства составили от 7 до 20 м, такой результат допустим для мониторинга поверхности.

Заключение

Представлен метод для аналитического синтеза закона управления БЛА и на основе этого метода сформирована траектория полета БЛА, проходящая через определенные точки пространства. Данный метод дает возможность на стадии предварительного обоснования общего вида системы управления БЛА получить закон управления, являющийся оптимальным для математически определенного критерия качества управления. Дальнейшее техническое и практическое применение определенного закона управления для БЛА представляет собой отдельную задачу, определяемую необходимыми техническими и экономическими характеристиками БЛА.

Список литературы

1. Лобатый, А.А., Икуас Ю.Ф. Оптимальное программное управление беспилотным летательным аппаратом. *Наука и техника*. 2012;3:17-20.
2. Красильщиков М.Н., Серябряков Г.Г. *Современные информационные технологии в задачах навигации и наведения беспилотных маневренных летательных аппаратов*. Москва: Физматлит; 2009.
3. Моисеев В.С. *Прикладная теория управления беспилотными летательными аппаратами*. Казань: ГБУ РЦМКО; 2013.
4. Пупков К.А., Егупов Н.Д. *Методы классической и современной теории автоматического управления*. Москва: МГТУ им. Н.Э. Баумана; 2004.
5. Брайсон А., Хо Ю. *Прикладная теория оптимального управления*. Москва: Мир; 1972.
6. Лобатый А.А., Аль-Машхадани М.А. Интервально-оптимальное программное управление летательным аппаратом. *Вестник БНТУ*. 2014;1:25-29.
7. He S., Shin H.-S., Tsourdos A. Trajectory optimization for target localization with bearing-only measurement. *IEEE Transactions on Robotics*. 2019;35:635-668. DOI: <https://doi.org/10.1109/TRO.2019.2896436>.
8. He S., Shin H.-S., Tsourdos A. Trajectory optimization for multitarget tracking using joint probabilistic data association filter. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*. 2019;01:01-09 DOI: <https://doi.org/10.2514/1.G004249>.

References

1. Lobaty A.A., Ikuas Y.F. [Optimal unmanned aerial vehicle control]. *Nauka i tekhnika=Science and Technology*. 2012;3:17-20 (in Russ.)
2. Krasilshchikova M.N., Serebryakova G.G. [Modern information technologies in the problems of navigation and guidance of unmanned maneuverable aircraft]. Moskva: Fizmatlit; 2009. (in Russ.)
3. Moiseev, V.S. [Applied control theory of unmanned aerial vehicles]. Kazan: GBU RCMKO; 2013. (in Russ.)
4. Pupkova K.A., Egupova N.D. [Methods of the classical and modern theory of automatic control]. Moskva: MGTU im. N.E. Bauman; 2004. (in Russ.)
5. Brajson A., Ho Y. [Applied optimal control theory]. Moskva: Mir; 1972. (in Russ.)
6. Lobaty A.A., Al-Mashkhadani M.A. [Interval optimal software control of the aircraft]. *Vestnik BNTU= Vestnik BNTU*. 2014;1:25-29. (in Russ.)
7. He S., Shin H.-S., Tsourdos A. Trajectory optimization for target localization with bearing-only measurement. *IEEE Transactions on Robotics*. 2019;35:635-668. DOI: <https://doi.org/10.1109/TRO.2019.2896436>.
8. He S., Shin H.-S., Tsourdos A. Trajectory optimization for multitarget tracking using joint probabilistic data association filter. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*. 2019;01:01-09. DOI: <https://doi.org/10.2514/1.G004249>.

Вклад авторов

Лобатый А.А. обосновал принципы и разработал общую методику формирования траектории полета БЛА на основе аналитических методов синтеза оптимального управления.

Бумай А.Ю. разработал алгоритм и компьютерную программу для математического моделирования движения беспилотного летательного аппарата по заданной траектории.

Ду Цзюнь выполнил расчеты для конкретного примера формирования траектории полета БЛА, а также принимал участие в интерпретации результатов.

Authors contribution

Lobaty A.A. justified the principles and developed a general methodology of formation the flight path of an UAV based on analytical methods for the synthesis of optimal control.

Bumai A.A. developed an algorithm and a computer program for mathematical modeling of the movement of an unmanned aerial vehicle along a specified trajectory.

Du Jun performed calculations for a specific example of the formation of the flight path of an UAV, and also participated in the interpretation of the results.

Сведения об авторах

Лобатый А.А., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Информационные системы и технологии» Белорусского национального технического университета.

Бумай А.Ю., аспирант Белорусского национального технического университета.

Ду Цзюнь, аспирант Белорусского национального технического университета.

Information about the authors

Lobaty A.A., PhD, Professor, Head of the Department “Information Systems and Technologies” of Belarusian National Technical University.

Bumai A.Y., PG student of Belarusian National Technical University.

Du Jun, PG student of the Belarusian National Technical University.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, д. 65,
Белорусский национальный
технический университет
тел. +375-29-346-82-56;
e-mail: lobaty@tut.by
Лобатый Александр Александрович
тел. +375-29-365-57-57;
e-mail: cikavycmok@gmail.com
Бумай Андрей Юрьевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti av., 65,
Belarussian National Technical University
tel. +375-29-346-82-56;
e-mail: lobaty@tut.by
Lobaty Alexander Alexandrovich
tel. +375-29-365-57-57;
e-mail: cikavycmok@gmail.com
Bumai Andrei Yurevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-58-65>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.5;621.38

ТЕОРЕТИКО-МНОЖЕСТВЕННАЯ ОПЕРАЦИЯ ПЕРЕСЕЧЕНИЯ ТОПОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ-МНОГОУГОЛЬНИКОВ НА ПЛОСКОСТИ

БУТОВ А.А.

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

Поступила в редакцию 5 июня 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Технологический процесс изготовления сверхбольших интегральных схем включает в себя целый ряд этапов, одним из которых является подготовка с помощью систем автоматизированного проектирования входной информации для генератора изображений фотонаборной установки. Для каждого объекта топологии создается изображение, которое составляется из отдельных областей-прямоугольников, объединение которых дает изображение всего объекта. Создание управляющей программы для генерации изображения порождает большое число задач, многие из которых решаются методами вычислительной геометрии и оперируют обычно геометрическими объектами типа многоугольник или прямоугольник. При решении такого рода задач часто возникает необходимость в использовании теоретико-множественных операций над многоугольниками, позволяющих находить их объединение, пересечение и разность. Целью данной работы явилась разработка способов выполнения теоретико-множественной операции пересечения над топологическими объектами типа многоугольник. В работе проанализированы различные варианты пересечения сторон многоугольников между собой и введены понятия вырожденных и возможных точек пересечения. Сформулированы правила, позволяющие выявить вырожденные точки пересечения сторон многоугольников с целью уменьшения числа фрагментов, на которые разбиваются границы многоугольников точками пересечения, а также уточнить статус возможных точек пересечения. Предложены два метода нахождения пересечения многоугольников: более простой базовый метод, применимый для решения широкого круга практических задач, и более сложный общий метод, применяемый на практике значительно реже. Материал статьи относится к исследованиям, связанным с общей задачей по разработке программной системы подготовки топологической информации для микрофотонаборных генераторов изображений.

Ключевые слова: САПР СБИС, топологическое проектирование, вычислительная геометрия, теоретико-множественные операции, пересечение многоугольников.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Бутов А.А. Теоретико-множественная операция пересечения топологических объектов-многоугольников на плоскости. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 58–65.

SET-THEORETIC OPERATION OF INTERSECTION OF TOPOLOGICAL OBJECTS-POLYGONS ON THE PLANE

ALEKSEY A. BUTOV

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

Submitted 5 June 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The technological process of manufacturing ultra-large integrated circuits includes a number of stages, one of which is the preparation with the help of computer-aided design of input information for the image generator photodetector. Creating a control program for image generation generates a large number of problems, many of which are solved by methods of computational geometry and usually operate with geometric objects such as polygon or rectangle. The purpose of this work was to develop methods for performing a set-theoretic intersection operation on topological objects of the polygon type. The paper analyzes the different variants of the intersection of the sides of polygons with each other and introduces the concept of degenerate and possible intersection points. The rules are formulated to identify degenerate points of intersection of the sides of polygons in order to reduce the number of fragments into which the boundaries of polygons are divided by intersection points, as well as to clarify the status of possible intersection points. Two methods of finding the intersection of polygons are proposed: a simpler basic method, applicable to a wide range of practical problems, and a more complex General method, used in practice much less often. The material of the article relates to research related to the General task of developing a software system for the preparation of topological information for microphotoset image generators.

Keywords: CAD VLSI, topological design, computational geometry, set-theoretic operations, intersection of polygons.

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

For citation. Butov A.A. Set-theoretic operation of intersection of topological objects-polygons on the plane. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 58-65.

Введение

Одной из важных составных частей технологического процесса изготовления сверхбольших интегральных схем (СБИС) является подготовка с помощью систем автоматизированного проектирования (САПР) входной информации для генератора изображений фотонаборной установки. Для каждого объекта топологии создается изображение, которое составляется из отдельных областей-прямоугольников, объединение которых дает изображение всего объекта.

Создание управляющей программы для генерации изображения порождает большое число задач, многие из которых решаются методами вычислительной геометрии и оперируют обычно геометрическими объектами типа многоугольник или прямоугольник [1–6]. При решении такого рода задач часто возникает необходимость в использовании теоретико-множественных операций над многоугольниками, позволяющих находить их объединение [6], пересечение и разность. Данная статья посвящена разработке способов выполнения теоретико-множественной операции пересечения над топологическими объектами типа многоугольник.

Основные понятия и определения

Многоугольник M на плоскости задается своей границей – замкнутой непересекающейся ломаной линией, состоящей из отрезков прямых, или сторон, многоугольника. Эту границу можно определить упорядоченным множеством угловых точек, или вершин, многоугольника

$P = (p_1, p_2, \dots, p_n)$, получаемых при последовательном обходе его вдоль границы (рис. 1). В свою очередь, угловую точку p_i , где $i \in \{1, 2, \dots, n\}$, можно задать парой (x_i, y_i) декартовых координат на плоскости.

Обход границы многоугольника, а также любые перемещения по отрезкам границы будем всегда выполнять в прямом порядке. При таком обходе отрезки границы ориентируются так, чтобы ближние к отрезку точки многоугольника всегда оставались слева.

Вершина p_1 , которая служит начальной угловой точкой для последовательного обозначения отрезков, образующих границу многоугольника, называется начальной. В качестве начальной будем выбирать вершину, наиболее удаленную от начала координат.

Так как каждая пара соседних угловых точек ограничивает соответствующую сторону многоугольника, его границу можно задать также упорядоченной последовательностью сторон многоугольника $S = (s_1, s_2, \dots, s_n)$, где $s_1 = (p_1, p_2)$, $s_2 = (p_2, p_3)$, ..., $s_n = (p_n, p_1)$.

Каждой стороне s_i многоугольника поставим в соответствие ориентированную прямую v_i , содержащую точки p_i и p_{i+1} . Будем считать, что она ориентирована от p_i к p_{i+1} .

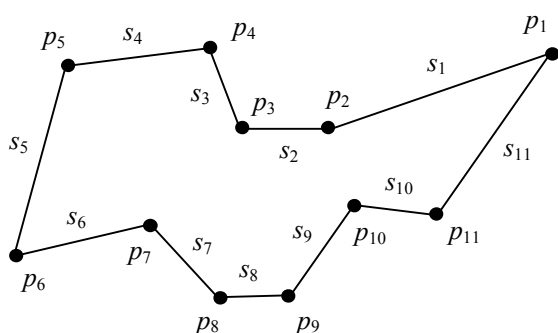


Рис. 1. Вершины и стороны многоугольника M
Fig. 1. Vertices and sides of polygon M

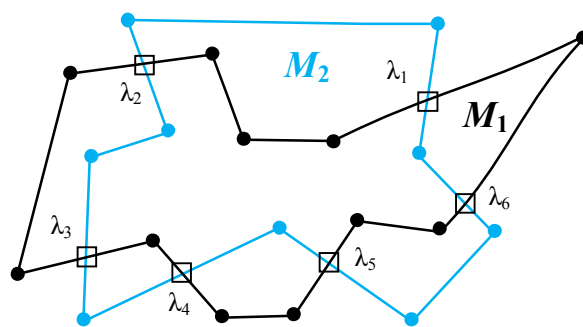


Рис. 2. Пересекающиеся между собой многоугольники M_1 и M_2
Fig. 2. Intersecting polygons M_1 and M_2

Внутренними углами многоугольника являются углы, ограничивающие область плоскости, которую занимает многоугольник, и образованные парами его смежных сторон. Если внутренний угол меньше 180° , будем называть его выпуклым, а если больше 180° – вогнутым (рис. 3).

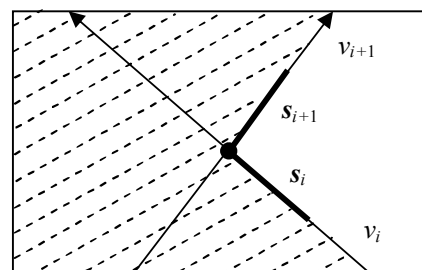
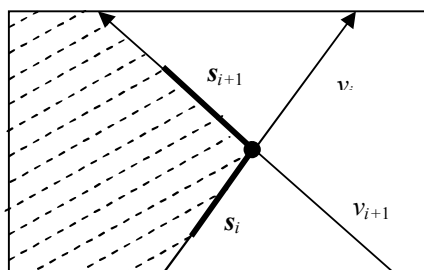


Рис. 3. Участки плоскости, ограниченные выпуклым (слева) и вогнутым (справа) углами
Fig. 3. Areas of the plane bounded by convex (left) and concave (right) angles

Рассмотрим теперь два пересекающихся между собой многоугольника M_1 и M_2 (рис. 2). Результирующий многоугольник M_R , полученный с помощью теоретико-множественной операции пересечения многоугольников M_1 и M_2 , будет содержать в себе только те точки плоскости, каждая из которых принадлежит одновременно и многоугольнику M_1 и многоугольнику M_2 . Любой из двух рассматриваемых многоугольников M_1 и M_2 будем называть сопряженным по отношению к другому многоугольнику.

Точки плоскости, в которых стороны многоугольников M_1 и M_2 пересекаются между собой, будут разбивать границу каждого из многоугольников на k отдельных фрагментов (на рис. 2 эти точки отмечены небольшими квадратами). Поэтому границы многоугольников M_1 и M_2 можно задать также с помощью упорядоченных множеств F_1 и F_2 , содержащих фрагменты границ этих многоугольников.

Пользуясь терминологией теории графов, будем говорить, что фрагмент границы инцидентен точке пересечения, если он заканчивается или начинается в ней.

Рассмотрим теперь тот из многоугольников, начальная вершина которого более удалена от начала координат. Обозначим через $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k$ точки пересечения его сторон в порядке их встречаемости при выполнении операции прямого обхода по границе, а фрагмент, инцидентный точкам пересечения λ_1 и λ_2 , назовем стартовым фрагментом.

Фрагменты границы многоугольников M_1 и M_2 , которые начинаются в точке пересечения λ_i и заканчиваются в точке пересечения λ_j , будем обозначать через $f_1(\lambda_i, \lambda_j)$ и $f_2(\lambda_i, \lambda_j)$ соответственно и называть альтернативными относительно друг друга. Таким образом, все фрагменты границы многоугольников M_1 и M_2 можно разбить на k пар альтернативных фрагментов. Из рис. 2 видно, что граница результирующего многоугольника M_R , полученного пересечением многоугольников M_1 и M_2 , будет состоять из k фрагментов и включать в себя по одному фрагменту границы из каждой пары альтернативных фрагментов.

Варианты пересечений сторон многоугольников между собой

Пересечение первого типа. Это самый распространенный вариант пересечения сторон, который продемонстрирован на рис. 2. Здесь каждая из точек пересечения является внутренней точкой для каждой из сторон, образующих пересечение.

Пересечение второго типа. Этот вариант пересечения сторон характерен тем, что точка пересечения является внутренней точкой стороны одного многоугольника и концевой точкой двух смежных сторон другого многоугольника, т. е. совпадает с его вершиной (рис. 4).

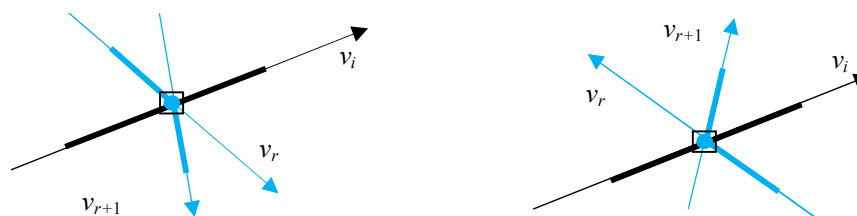


Рис. 4. Примеры пересечений второго типа
Fig. 4. Examples of intersections of the second type

Правило упрощения 1. Если обе смежные стороны многоугольника, образующие со стороной сопряженного многоугольника пересечение второго типа, целиком содержатся в одной из полуплоскостей, расположенных слева или справа от ориентированной прямой v_i (рис. 5), то такое пересечение будем называть вырожденным пересечением и считать, что в данном случае границы не пересекаются. Это влечет за собой уменьшение на единицу общего числа точек пересечения и общего числа фрагментов в границах каждого из многоугольников.

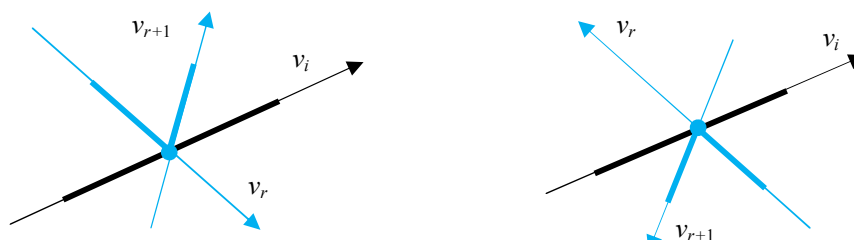


Рис. 5. Примеры вырожденных пересечений второго типа
Fig. 5. Examples of degenerate intersections of the second type

Пересечение третьего типа. Этот вариант пересечения сторон характеризуется тем, что точка пересечения является концевой точкой двух смежных сторон как в одном, так и в другом многоугольнике (рис. 6).

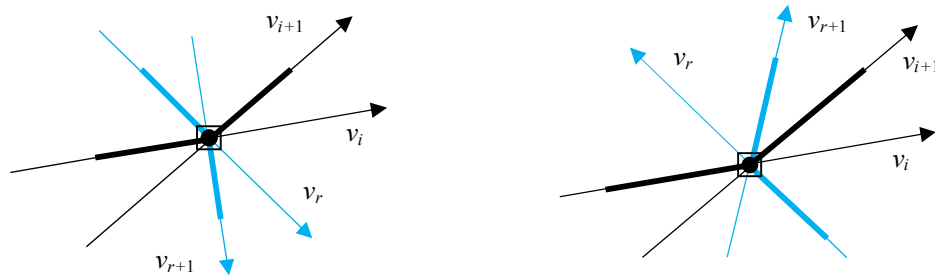


Рис. 6. Примеры пересечений третьего типа
Fig. 6. Examples of intersections of the third type

Правило упрощения 2. Если из точки пересечения третьего типа можно провести два луча, разбивающих всю плоскость на два больших сегмента так, что смежные стороны одного многоугольника окажутся в одном сегменте, а смежные стороны сопряженного – в другом сегменте (рис. 7), то такое пересечение будем называть вырожденным. Это, как и в случае вырожденного пересечения второго типа, влечет за собой уменьшение общего числа точек пересечения и общего числа фрагментов в границах каждого из многоугольников.

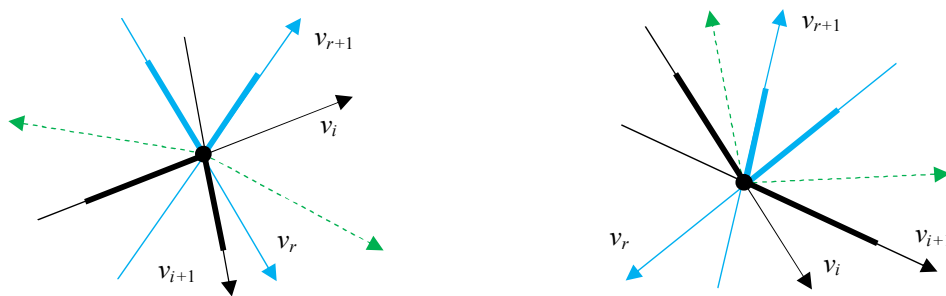


Рис. 7. Примеры вырожденных пересечений третьего типа
Fig. 7. Examples of degenerate intersections of the third type

Пересечение четвертого типа. Этот вариант пересечения сторон характерен тем, что сторона одного и сторона другого многоугольника лежат на одной прямой, при этом каждая из сторон включает в себя общий отрезок данной прямой. Концевые точки такого общего отрезка рассматриваются как возможные точки пересечения, каждая из которых после дополнительного анализа получит статус обычной или вырожденной точки пересечения. Анализ возможных точек пересечения на вырожденность с помощью приведенных ниже правил завершения выполняется по-разному в зависимости от ориентации на плоскости сторон, включающих в себя общий отрезок.

Правило завершения 1 применяется, если стороны, содержащие общий отрезок, имеют противоположную направленность. Анализируются внутренние углы многоугольников, связанные с концами общего отрезка. В случае выпуклого угла соответствующая возможная точка пересечения получает статус вырожденной точки пересечения, а в случае вогнутого угла – статус обычной точки пересечения. Соответствующие примеры приведены на рис. 8.

Правило завершения 2 применяется, если обе стороны, содержащие общий отрезок, однонаправленные. В данном случае одна из возможных точек пересечения, располагающихся по концам общего отрезка, будет начальной, а другая – конечной. Начальная точка λ_{begin} всегда преобразуется в вырожденную точку пересечения. Статус конечной точки λ_{end} определится

позднее, в процессе реализации метода нахождения пересечения многоугольников (по аналогии с поздним связыванием в объектно-ориентированном программировании), когда станет ясно, по стороне какого из многоугольников следует перемещаться, чтобы достичь точки λ_{end} .

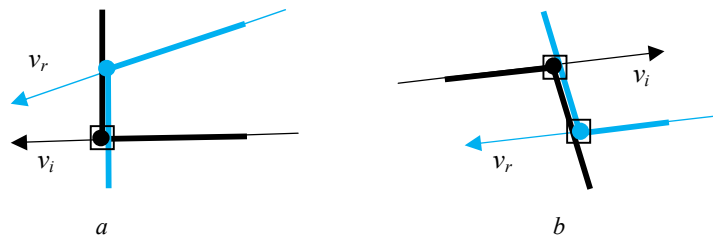


Рис. 8. Примеры пересечений четвертого типа: *a* – одна точка пересечения; *b* – две точки пересечения
Fig. 8. Examples of intersections of the fourth type: *a* – one intersection point; *b* – two intersection points

Теперь предположим, что стала известна сторона одного из многоугольников (назовем ее λ_{end} -гранью), перемещение по которой позволит достичь конечной точки λ_{end} . В этом случае статус точки λ_{end} определяется путем анализа внутреннего угла, связанного с ней. Если одной из сторон, образующих внутренний угол, является λ_{end} -грань, то в случае выпуклого угла точка λ_{end} получает статус вырожденной точки пересечения, а в случае вогнутого угла – статус обычной точки пересечения. Если же внутренний угол образован сторонами сопряженного многоугольника, не содержащего λ_{end} -грани, то правило меняется на противоположное: для выпуклого угла точка λ_{end} преобразуется в обычную точку пересечения, а для вогнутого угла – в вырожденную точку пересечения.

Базовый метод нахождения пересечения многоугольников

Для широкого круга практических задач можно использовать следующий достаточно простой базовый метод нахождения пересечения многоугольников M_1 и M_2 .

Сначала находятся все точки пересечения сторон многоугольников M_1 и M_2 между собой с последующим исключением всех вырожденных точек пересечения (возможные точки пересечения сохраняются).

Далее выполняется пошаговое формирование множества F_R , задающего границу результирующего многоугольника M_R , путем добавления в F_R на очередном шаге нового фрагмента, выбираемого из соответствующей пары альтернативных фрагментов. Первоначально множество F_R будет содержать в себе лишь стартовый фрагмент, начинающийся в точке пересечения сторон λ_1 . Затем на каждом из шагов выполняются следующие действия.

Рассматривается точка пересечения λ_{cur} , в которой заканчивается последний добавленный в F_R фрагмент $f_\pi(\lambda_{cur-1}, \lambda_{cur})$, принадлежащий границе многоугольника M_π , где $\pi \in \{1, 2\}$. Если λ_{cur} является возможной точкой пересечения, то уточняется ее статус в соответствии с описанными выше правилами завершения, поскольку λ_{cur} -грань уже стала известна. В случае, когда λ_{cur} получает статус вырожденной точки пересечения, она удаляется, а последний добавленный в F_R фрагмент $f_\pi(\lambda_{cur-1}, \lambda_{cur})$ корректируется путем включения в него отрезков границы многоугольника M_π так, чтобы завершиться в следующей за λ_{cur} (в порядке прямого обхода) точке пересечения.

Если же точка пересечения λ_{cur} является обычной точкой пересечения (или стала ею после уточнения своего статуса), то множество F_R расширяется путем добавления фрагмента, начинающегося в точке λ_{cur} и принадлежащего границе многоугольника, сопряженного с многоугольником M_π .

Такое пошаговое формирование множества F_R , задающего границу результирующего многоугольника M_R , заканчивается тогда, когда граница станет замкнутой, т. е. конец последнего добавленного фрагмента совпадет с началом стартового фрагмента, начинающегося в точке пересечения сторон λ_1 .

На рис. 9 изображены многоугольники M_1 и M_2 , образующие различные типы пересечений своих сторон, и результирующий многоугольник M_R , граница которого отмечена пунктирной линией. Для простоты вершины многоугольников не отмечены кружками. Возможные точки пересечения, получившие статус обычной точки пересечения, обозначены более темными квадратами. Все вырожденные точки пересечения изображены светлыми квадратами.

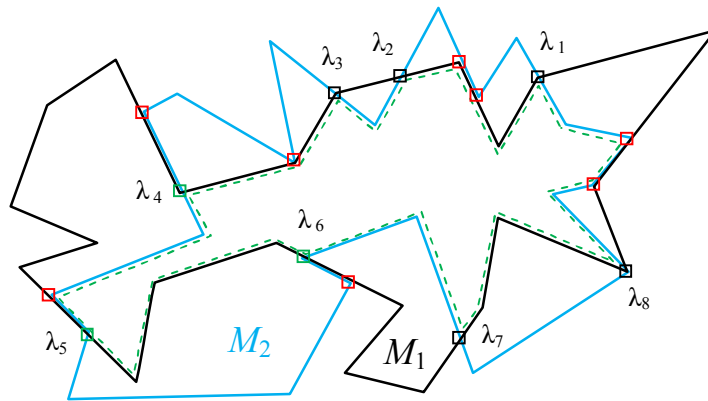


Рис. 9. Нахождение пересечения многоугольников M_1 и M_2 с помощью базового метода
Fig. 9. Finding the intersection of polygons M_1 and M_2 using the basic method

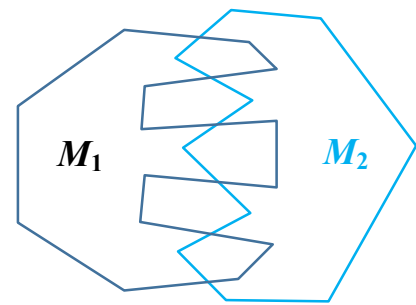


Рис. 10. Пример порождения нескольких результирующих многоугольников
Fig. 10. Example of generating multiple resulting polygons

Общий метод нахождения пересечения многоугольников

При решении задачи нахождения пересечения многоугольников M_1 и M_2 может возникнуть ситуация, когда результат пересечения будет представлять собой не один, а несколько многоугольников (рис. 10).

В этом случае результат пересечения многоугольников M_1 и M_2 будем задавать множеством $M_R^+ = \{M_R^1, M_R^2, \dots, M_R^N\}$. Для нахождения элементов множества M_R^+ необходимо выполнить следующие действия над множеством точек пересечения $\Lambda = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k)$ и границами многоугольников M_1 и M_2 , задаваемыми множествами F_1 и F_2 :

1. Сформировать пустое множество M_R^+ .
2. К многоугольникам M_1 и M_2 применить базовый метод, после чего результирующий многоугольник M_R добавить в множество M_R^+ в качестве его первого элемента.
3. Из множества Λ удалить все точки пересечения, принадлежащие границе многоугольника M_R , вместе с инцидентными им фрагментами в множествах F_1 и F_2 .
4. Если в множестве Λ найдется точка пересечения λ_i , имеющая лишь два инцидентных ей фрагмента, то выполнить следующие операции:
 - а) из точки λ_i с использованием правил базового метода совершать обход границы до тех пор, пока граница не замкнется; найденный многоугольник занести в множество M_R^+ ;
 - б) из множества Λ удалить все точки пересечения, принадлежащие границе найденного многоугольника, вместе с инцидентными им фрагментами.

Этап 4 повторяется до тех пор, пока множество Λ , а также множества F_1 и F_2 не станут пустыми. В результате процесс формирования множества M_R^+ будет завершен. Если же этап 4 не будет выполнен ни разу, то это означает, что базовый и общий методы порождают один и тот же результат, то есть $M_R^+ = M_R$.

Заклучение

Работа посвящена рассмотрению одной из частных задач, решаемых в рамках САПР СБИС, – теоретико-множественной операции пересечения топологических объектов-многоугольников.

Предложены базовый и общий методы решения данной задачи. Более простой базовый метод позволяет решать широкий круг задач, часто встречающихся на практике, продуцируя один результирующий многоугольник. Более сложный общий метод применяется на практике реже, является расширением базового метода и позволяет находить результат, включающий в себя не один, а множество многоугольников.

Похожий, но более громоздкий метод пересечения многоугольников был ранее разработан, доведен до формы программ и опробован автором в составе автоматизированной системы подготовки информации для формирования фотошаблонов [2].

Список литературы

1. Фейнберг В.З. *Геометрические задачи машинной графики больших интегральных схем*. Москва: Радио и связь; 1987.
2. Шестаков Е.А., Бутов А.А., Орлова Т.Л., Воронов А.А. Автоматизированная система подготовки информации для формирования фотошаблонов. *Искусственный интеллект*. 2008;4:200-207.
3. Препарата Ф., Шеймос М. *Вычислительная геометрия: Введение*. Москва: Мир; 1989.
4. Шестаков Е.А. Декомпозиция многосвязного многоугольника в множество прямоугольников. *Вестник Брестского государственного технического университета. Физика, математика, информатика*. 2008;5:82-86.
5. Бутов А.А. Устранение избыточности в покрытии топологического объекта прямоугольниками. *Доклады БГУИР*. 2017;8:13-20.
6. Бутов А.А. Теоретико-множественная операция объединения многоугольников в задачах топологического проектирования. *Информатика*. 2019;16(1):93-102.

References

1. Fejnberg V.Z. [*Geometric problems of machine graphics of large integrated circuits*]. Moscow: Radio i svyaz'; 1987. (In Russ.)
2. Shestakov E.A., Butov A.A., Orlova T.L., Voronov A.A. [Automated system of preparation of information for the formation of photomasks]. *Iskusstvennyy intellekt = Artificial intelligence*. 2008;4:200-207. (In Russ.)
3. Preparata F., Sheymos M. [*Computational geometry: An Introduction*]. Moscow: Mir; 1989. (In Russ.)
4. Shestakov E.A. [Decomposition of a multi-connected polygon into a set of rectangles]. *Vestnik Brestskogo Gosudarstvennogo Tehnicheskogo Universiteta. Fizika, Matematika, Informatika=Bulletin of Brest state technical University. Physics, mathematics, computer science*. 2008;5:82-86. (In Russ.)
5. Butov A.A. [Eliminating redundancy in covering a topological object with rectangles]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2017;8:13-20. (In Russ.)
6. Butov A.A. [A set-theoretic operation of combining polygons in topological design problems]. *Informatika = Informatics*. 2019;16(1):93-102. (In Russ.)

Сведения об авторе

Бутов А.А., к.т.н., доцент, доцент кафедры экономической информатики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the author

Butov A.A., PhD, Associate Professor, Associate Professor of Economic Informatics Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-22-73;
e-mail: tmkrb9@gmail.com
Бутов Алексей Александрович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
tel. + 375-17-293-22-73;
e-mail: tmkrb9@gmail.com
Butov Aleksey Alexandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-66-72>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.372.5

МЕТОДИКА СИНТЕЗА МНОГОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

ЯНЦЕВИЧ М.А., ФИЛИППОВИЧ Г.А.

Военная академия Республики Беларусь, г. Минск, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 12 июня 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Значение представленных в статье результатов исследований состоит в определении потенциальных возможностей аналитических методов синтеза широкополосных согласующих устройств для решения сложных схемотехнических задач. Рассмотрена проблема синтеза согласующих устройств с многополосной функцией передачи мощности. Актуальность исследований обусловлена применением результатов в современных телекоммуникационных системах, с одной стороны, и отсутствием развитых аналитических методик, с другой. Предложена аналитическая методика решения задач широкополосного согласования с произвольным комплексным сопротивлением для устройств с многополосной функцией передачи мощности. Особенность методики состоит в использовании обобщенного метода Дарлингтона для задач широкополосного согласования в сосредоточенном элементном базисе. Частотная характеристика согласуемого устройства получена с использованием двухполосного реактансного преобразования частоты на этапе факторизации коэффициента отражения. Методика позволяет выявить важные для практики закономерности и получить количественные оценки показателей согласования. Также впервые получены аналитические решения задач согласования для нагрузок, имеющих практическое значение. На примере резонансной модели сопротивления (RLC нагрузка) при помощи разработанной методики показан поэтапный синтез согласующей цепи, формирующей двухполосную аппроксимирующую функцию Баттерворта 2-го порядка. Достоинством разработанной методики является то, что полученные результаты представляют собой аналитические зависимости параметров согласования от параметров согласуемых нагрузок, что позволяет на начальном этапе синтеза определять качество согласования. Подобная зависимость для резонансной модели сопротивления (RLC нагрузка) в литературе отсутствует и была получена впервые на основе разработанной и представленной в данной статье методики.

Ключевые слова: многополосные согласующие устройства, обобщенный метод Дарлингтона, многополосная функция передачи.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Янцевич М.А., Филиппович Г.А. Методика синтеза многополосных согласующих устройств. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 66–72.

THE METOD OF SYNTHESIS OF MULTIBAND MATCHING DEVICE

MIKHAIL A. YANTSEVICH, GENNADY A. FILIPPOVICH

Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Republic of Belarus

Submitted 12 June 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The purpose of this work is to provide the estimation of the potential abilities of analytic broadband matching methods for complicated load terminations. The article covers the problem of synthesis of mylti-band frequency response matching circuits. Results presented in the article are of prime interest for communications systems from one point and the lack of advanced analytic methods from another. The problem of multiband impedance matching is under consideration. Presented is the method of synthesis of multiband matching circuits for arbitrary complex loads, based on the generalized Darlington approach to the lumped circuits design. Frequency response for the synthesis is obtained as a result of double-band reactance transformation in the process of reflection coefficient factorization. The factorization results in the analytic representation of the reflection coefficient function on the complex surface. This method allows to identify functional limitations on broadband matching and for the first time to obtain analytical solutions for the loads of practical value. Application of the method is demonstrated in the detailed procedure of realization of double-band Batterworth frequency response for the resonance load (*RLC*-load). It would be pertinent to stress, that presented results concerning the double-band synthesis of resonance load have no coverage in technical literature. The method also features the analytic description of the design parameters as functions of load termination parameters which provides a road-map to conceptual design of multiband matching circuits.

Keywords: multiband matching circuits, generalized Darlington synthesis, multiband transmission function.

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

For citation. Yantsevich M.A., Filippovich G.A. The metod of synthesis of multiband matching device. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 66-72.

Введение

При построении ряда радиотехнических устройств возникает задача синтеза реактивного четырехполосника, согласующего заданные иммитансы источника сигнала и нагрузки в нескольких диапазонах рабочих частот. Широкое применение многополосные согласующие цепи нашли в телекоммуникационных системах, поддерживающих сразу несколько популярных стандартов связи, таких как GSM, WLAN, LTE и др.

Известные публикации, посвященные синтезу многополосных (чаще двухполосных) согласующих цепей как аналитическими, так и численными методами, ограничиваются прототипом низкочастотной *RC* нагрузки [1], что далеко не исчерпывает потребности в реальных моделях согласуемых сопротивлений. А инженерный подход, основанный на переборе структуры и параметров согласующей цепи, практически не оправдывает ожидаемого результата. Нынешнее состояние аналитической теории широкополосного согласования не дает исчерпывающей информации о возможностях и потенциале синтеза многополосных согласующих устройств.

Решение подобного класса задач для произвольных комплексных нагрузок возможно при помощи развитого метода, представленного в [2].

Этапы синтеза многополосных согласующих устройств

Метод синтеза [2] устанавливает аналитические зависимости параметров согласования (параметры функции передачи) от параметров согласуемых нагрузок в одной полосе частот. Представляет интерес оценка возможности использовать этот метод для решения задач широкополосного согласования в нескольких частотных диапазонах одновременно. Ниже представлен в общем виде алгоритм решения задач широкополосного согласования нагрузок, обусловленных многополосной передаточной функцией.

1. Анализ нагрузки с целью определения нулей передачи.
2. Выбор аппроксимирующей функции.
3. Факторизация функции коэффициента отражения.
4. Применение частотного преобразования [3], представленного аналитической записью, в функции коэффициента отражения.
5. Выделение функции входного сопротивления по варианту А или В.
6. Составление системы z -параметров.
7. Определение аналитических ограничений.
8. Определение функции входного (выходного) сопротивления.
9. Синтез согласующей цепи по входному или выходному сопротивлению.

Отличительной особенностью вышеизложенного алгоритма является применение на одном из этапов синтеза (пункт 4) частотного преобразования аналитической формы записи. Преобразование позволяет формировать требуемую многополосную частотную характеристику и получать функциональные ограничения, накладываемые нагрузкой на параметры функции передачи мощности.

Методика синтеза согласующей цепи

В соответствии с вышеизложенным алгоритмом поясним методику решения задач двухполосного согласования на примере, представленном в общем виде на рис. 1. Рассмотрим эквивалент нагрузки в виде параллельного резонансного контура. На практике такая модель нагрузки в качестве примера может соответствовать сопротивлению патч антенны [4].

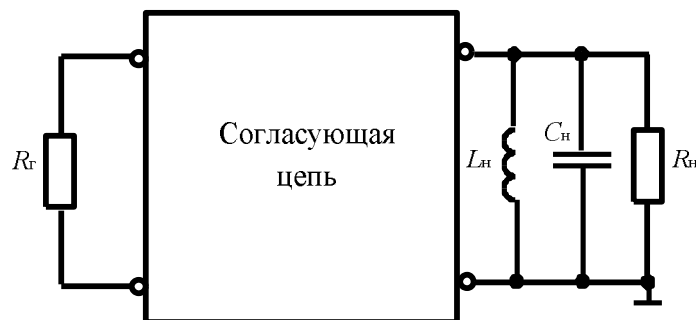


Рис. 1. Задача согласования
Fig. 1. Task matching

1. Функция входного сопротивления нагрузки определяется выражением

$$Z_n(s) = \frac{sR_n L_n}{s^2 R_n L_n C_n + sL_n + R_n} = \frac{m_{1n} + n_{1n}}{m_{2n} + n_{2n}},$$

где $m_{1n}(s)$, $m_{2n}(s)$, $n_{1n}(s)$, $n_{2n}(s)$ – четные и нечетные части полиномов функции сопротивления соответственно.

Полином $N_n(-s^2)$ дает информацию о нулях передачи:

$$N_n(-s^2) = m_{1n}(s)m_{2n}(s) - n_{1n}(s)n_{2n}(s) = -s^2 R_n L_n^2.$$

Для рассматриваемой нагрузки система ограничений в соответствии с [2] имеет вид

$$\begin{cases} B_M \geq 0 \\ A_1 \geq 0 \end{cases}, \quad (1)$$

где A_1, B_M – коэффициенты полиномов числителя и знаменателя z -параметра Z_{22} соответственно.

Первое ограничение системы (1) определяет максимальный уровень передачи мощности, из второго ограничения можно выразить минимальное требуемое значение L_H .

2. В качестве аппроксимирующей функции выберем функцию передачи Баттерворта 2-го порядка

$$K_p(-s^2) = \frac{K}{1+s^4},$$

при $s = j\omega$.

Порядок аппроксимирующей функции не является ограничивающим фактором и выбран с целью упрощения промежуточных выводов.

3. Известно выражение, связывающее квадраты модулей передаточной функции и коэффициента отражения на входных зажимах согласующей цепи:

$$K_p(-s^2) = 1 - \rho(s) \cdot \rho(-s).$$

В результате процедуры факторизации коэффициента отражения, выбирая нули в правой полуплоскости, находим:

$$\rho(s) = \frac{b_0 - b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2}{a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2} = \frac{\delta^2 - \sqrt{2} \cdot \delta \cdot s + s^2}{1 + \sqrt{2} \cdot s + s^2}, \quad (2)$$

где $\delta = (1-K)^{1/4}$.

4. Следующий этап заключается в замене частотной переменной в функции коэффициента отражения. Реактансное преобразование [3], значение нулей и полюсов которого определяется в результате решения однородных систем нелинейных уравнений, имеет следующий вид:

$$s \rightarrow \frac{\prod_i^n (s^2 + \omega_{oi}^2)}{s \prod_i^{n-1} (s^2 + \omega_{oj}^2)}. \quad (3)$$

При помощи математических преобразований выражение (3) представим в следующем виде:

$$s \rightarrow \frac{(s^2 + \omega_{o1}^2)(s^2 + \omega_{o2}^2)}{js(B2(s^2 + \omega_{r01}^2) + B1(s^2 + \omega_{r02}^2))}, \quad (4)$$

где $\omega_{r01} = \sqrt{\omega_{b1}\omega_{n1}}$, $\omega_{r02} = \sqrt{\omega_{b2}\omega_{n2}}$ – начальные центральные частоты;

$\omega_{b1}, \omega_{n1}, \omega_{b2}, \omega_{n2}$ – граничные частоты диапазонов;

$B1 = \omega_{b1} - \omega_{n1}$, $B2 = \omega_{b2} - \omega_{n2}$ – ширина полос пропускания диапазонов;

$\omega_{o1} = \sqrt{\frac{\sqrt{Y^2 - 4X}}{2} - \frac{Y}{2}}$, $\omega_{o2} = \sqrt{-\frac{\sqrt{Y^2 - 4X}}{2} - \frac{Y}{2}}$ – конечные центральные частоты;

$X = \omega_{r01}^2 \omega_{r02}^2$, $Y = -\omega_{r01}^2 - \omega_{r02}^2 + B1B2$.

5. Функция входного сопротивления определяется из выражения

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{1 - \rho(s)}{1 + \rho(s)}.$$

6. По $Z_{\text{вх}}(s)$ и $Z_{\text{н}}(s)$ составляется система z -параметров по варианту А в соответствии с [2].

7. Далее необходимо определить аналитические ограничения исходя из условий физической реализуемости (1). Для этого достаточно произвести анализ z_{22} системы z -параметров. Обозначим полученные отношения полиномов z_{22} в символьном виде:

$$z_{22} = \frac{A_0 + A_1 s + \dots A_N s^N}{B_0 + B_1 s + \dots B_M s^M}.$$

Условие $B_M = 0$ приводит к соответствующему сокращению порядка z -параметров. В таком случае, когда оба ограничения принимают вид равенства, z -параметры вырождаются. Это означает, что полученная в результате синтеза согласующая цепь по заданной функции передачи учитывает параметры нагрузки $R_{\text{н}}$ и $C_{\text{н}}$. Для выполнения условия $B_M = 0$ необходимо задать соответствующий параметр δ . В свою очередь, B_M равно:

$$B_M = B_8 = L_{\text{н}} (B1 + B2) \left(\delta^2 R_{\text{н}} C_{\text{н}} (B1 + B2) + \delta \sqrt{2} - (R_{\text{н}} C_{\text{н}} (B1 + B2) - \sqrt{2}) \right) = 0.$$

$$\text{Откуда } \delta = 1 - \frac{\sqrt{2}}{R_{\text{н}} C_{\text{н}} (B1 + B2)}.$$

Учитывая взаимосвязь параметра δ с уровнем коэффициента передачи, можно установить следующее:

$$K \leq 1 - \left[1 - \frac{\sqrt{2}}{R_{\text{н}} C_{\text{н}} (B1 + B2)} \right].$$

Из второго ограничения можно выразить минимальное требуемое значение $L_{\text{н}}$:

$$A_1 = \sqrt{2} R_{\text{н}} \omega_{01}^2 \omega_{02}^2 (B2 \omega_{r01}^2 + B1 \omega_{r02}^2) (\delta - 1) + 2 L_{\text{н}} \omega_{01}^4 \omega_{02}^4 \geq 0.$$

$$\text{Откуда } L_{\text{н}} \geq \frac{(1 - \delta) \sqrt{2} R_{\text{н}} \left(\frac{B1}{\omega_{r01}^2} + \frac{B2}{\omega_{r02}^2} \right)}{2}.$$

В результате обобщения информации получены фундаментальные аналитические ограничения, накладываемые резонансной $R_{\text{н}} C_{\text{н}} L_{\text{н}}$ нагрузкой на функцию передачи Баттерворта произвольного порядка:

$$K \leq 1 - \left[1 - \frac{\frac{a_{n-1}}{a_{n-2}}}{R_{\text{н}} C_{\text{н}} (B1 + B2)} \right]; \quad \frac{L_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} \geq \frac{\left(1 - (1 - K)^{\frac{1}{2n}} \right) a_{n-1} \left(\frac{B1}{\omega_{r01}^2} + \frac{B2}{\omega_{r02}^2} \right)}{2}. \quad (5)$$

Зададим для примера параметры источника сигналов и нагрузки, равными $R_{\text{г}} = 75 \text{ Ом}$, $R_{\text{н}} = 200 \text{ Ом}$, $C_{\text{н}} = 400 \text{ пФ}$, $L_{\text{н}} = 100 \text{ мкГн}$. Диапазоны частот – $f_{\text{мин1}} \dots f_{\text{макс1}} = 1 \dots 2 \text{ МГц}$, $f_{\text{мин2}} \dots f_{\text{макс2}} = 6 \dots 9 \text{ МГц}$. Нормируя значения параметров относительно сопротивления источника и полосы пропускания второго частотного диапазона, получаем следующие значения номиналов: $R_{\text{г}} = 1$, $R_{\text{н}} = 2,6$, $C_{\text{н}} = 0,565$, $L_{\text{н}} = 25,132$. Подставив параметры нагрузки и передаточной функции в (5), получим $K \leq 0,99226$; $L_{\text{н}} \geq 2,2$.

8. Исходя из полученных z -параметров, функция выходного сопротивления примет вид

$$Z_{\text{вых}}(s) = \frac{2,42365 \cdot s + 3,70355 \cdot s^2 + 12,15865 \cdot s^3 + 4,44427 \cdot s^4 + 8,24041 \cdot s^5 + 1,33328 \cdot s^6 + 1,09064 \cdot s^7}{1 + 1,52809 \cdot s + 9,48766 \cdot s^2 + 6,13403 \cdot s^3 + 17,81747 \cdot s^4 + 3,13030 \cdot s^5 + 3,15708 \cdot s^6}.$$

9. В результате синтеза четырехполосника по $Z_{\text{вых}}(s)$ получаем параметры согласующей цепи. На рис. 2 представлена схема согласующей цепи вместе с нагрузкой после преобразования Нортон.

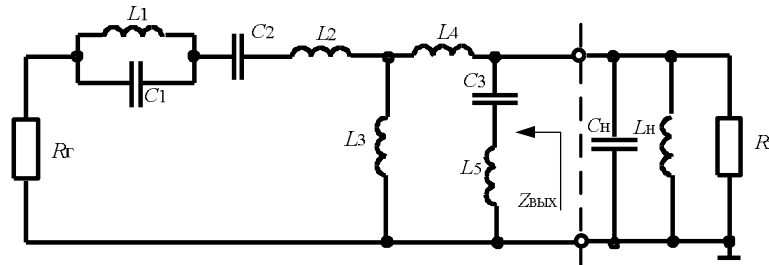


Рис. 2. Принципиальная схема согласующего устройства с нагрузкой
Fig. 2. Schematic of the matching device with load

Значения номиналов согласующей цепи после денормирования соответственно равны $C_1 = 252,67$ пФ, $C_2 = 1,08$ нФ, $C_3 = 821,33$ пФ, $L_1 = 6,68$ мкГн, $L_2 = 1,118$ мкГн, $L_3 = 6,45$ мкГн, $L_4 = 3,19$ мкГн, $L_5 = 2,056$ мкГн.

Ниже представлены частотные характеристики передачи мощности (рис. 3).

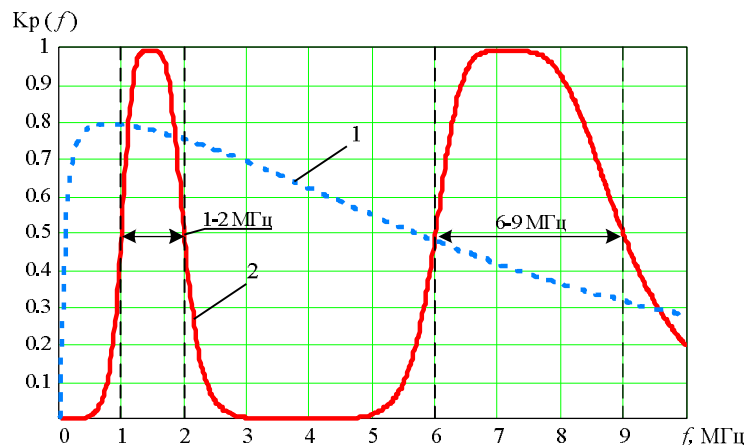


Рис. 3. Частотная характеристика передачи мощности: 1 – нагрузки; 2 – нагрузки с ШСУ
Fig. 3. Power transfer frequency response: 1 – load; 2 – load with matching device

Полученные ограничения (5) на согласования резонансной RLC нагрузки являются новыми в аналитической теории синтеза широкополосных согласующих устройств для двухполосной передаточной функции Баттерворта.

Данный подход можно распространять и на другие модели нагрузок, получая аналитические зависимости ограничений, накладываемых нагрузкой на функцию передачи.

Заключение

На основе обобщенного метода Дарлингтона с применением частотного преобразования [3] выстроена методика синтеза многополосных согласующих устройств с заданной функцией передачи для произвольных комплексных нагрузок. Впервые представлена формализованная аналитическая форма записи двухполосного частотного преобразования и аналитическое решение задачи согласования резонансной нагрузки. Также для рассматриваемой модели сопротивления нагрузки была установлена функциональная

зависимость значений ее параметров (R_n , C_n , L_n) от параметров (ширина полосы диапазонов, уровень передачи мощности) заданной частотной характеристики, что позволяет на начальном этапе синтеза определять качество согласования. Полученные результаты теоретических исследований обладают практической значимостью в решении задач широкополосного согласования сопротивлений.

Список литературы

1. Минкин М.А., Невский А.В. Проблема реализации синтеза согласующих цепей для многополосных антенных систем. *Радиотехника*. 2004;3(82):65-69.
2. Филиппович Г.А. *Широкополосное согласование сопротивлений*. Минск: ВА РБ; 2004.
3. Чавка Г.Г. Многополосовое преобразование частоты. *Известия высших учебных заведений СССР. Радиоэлектроника*. 1968;12:1315-1318.
4. Mohd G. Siddiqui, Abhishek K. Saroj, Devesh, and Jamshed A. Multi-Band Fractaled Triangular Microstrip Antenna for Wireless Applications. *Progress In Electromagnetics Research M*. 2018;65:51-60.

References

1. Minkin, M.A., Nevskii A.V. [The problem of the implementation of the synthesis of matching circuits for multiband antenna systems]. *Radiotekhnika=Radio engineering*. 2004;3(82):65-69. (In Russ.)
2. Filippovich, G.A. [*Broadband impedance matching*]. Minsk: VA RB; 2004. (In Russ.)
3. Chavka G.G. [Multiband frequency conversion]. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii SSSR. Radioelektronika = Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii SSSR. Radioelektronika*. 1968;12:1315-1318. (In Russ.)
4. Mohd G. Siddiqui, Abhishek K. Saroj, Devesh, and Jamshed A. Multi-Band Fractaled Triangular Microstrip Antenna for Wireless Applications. *Progress in electromagnetics research M*. 2018;65:51-60.

Вклад авторов

Янцевич М.А. разработал методику синтеза многополосных согласующих устройств на основе обобщенного метода Дарлингтона.

Филиппович Г.А. определил задачи, которые необходимо было решить в ходе проведения исследований, а также принимал участие в интерпретации их результатов.

Authors contribution

Yantsevich M.A. developed a synthesis technique for multi-band matching devices based on the generalized Darlington method.

Filippovich G.A. identified the tasks that needed to be solved during the research, and also participated in the interpretation of their results.

Сведения об авторах

Янцевич М.А., адъюнкт кафедры автоматизи, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Филиппович Г.А., к.т.н., доцент, профессор кафедры автоматизи, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Information about the authors

Yantsevich M.A., PG student of the Department of Automation, Radar and Transmitting Devices of the Military Academy of the Republic of Belarus.

Filippovich G.A., PhD, Associate Professor, Professor of the Department of Automation, Radar and Transmitting and Receiving Devices of the Military Academy of the Republic of Belarus.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, д. 220,
Военная академия Республики Беларусь
тел. +375-29-850-31-71;
e-mail: yantsevich1052500@mail.ru
Янцевич Михаил Александрович

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Independence av., 220,
Military Academy of the Republic of Belarus
tel. +375-29-850-31-71;
e-mail: yantsevich1052500@mail.ru
Yantsevich Mikhail Aleksandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-73-80>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 538.9: 539.2: 548.4

ФАЗОВЫЕ ПРЕВРАЩЕНИЯ ПРИ КРИСТАЛЛИЗАЦИИ ТВЕРДОГО РАСТВОРА СТРОНЦИЙ-ЗАМЕЩЕННОГО ДВОЙНОГО ПЕРОВСКИТА

ГУРСКИЙ А.Л.¹, КАЛАНДА Н.А.², ЯРМОЛИЧ М.В.², БОБРИКОВ И.А.³,
СУМНИКОВ С.В.³, ПЕТРОВ А.В.²

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

²НПЦ НАН Беларуси по материаловедению, г. Минск, Республика Беларусь

³Лаборатория нейтронной физики им. И. М. Франка, Объединенный институт ядерных исследований,
г. Дубна, Российская Федерация

Поступила в редакцию 18 июня 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Изучена кинетика модификации фазового состава твердого раствора в процессе кристаллизации $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ твердофазным методом из стехиометрической смеси простых оксидов $\text{SrCO}_3 + \text{BaCO}_3 + 0,5\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{MoO}_3$. В температурном диапазоне 300–1200 °С выявлен ряд эндотермических эффектов, при этом первый (с максимумом в районе 552 °С) и третий (с максимумом в районе 743 °С) из них сопровождаются существенным уменьшением массы образцов. В интервале температур 946–1200 °С изменение массы образца не наблюдается, в то время как тепловой эффект не исчезает и образец остается неоднородным. Это указывает на затрудненное протекание реакций с образованием соединения ферромолибдата бария–стронция в твердой фазе. Анализ фазового состава шихты, состоящей из смеси исходных реагентов стехиометрического состава $\text{SrCO}_3 + \text{BaCO}_3 + 0,5\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{MoO}_3$, показал, что при возрастании температуры вначале практически одновременно появляется ряд соединений BaMoO_4 , SrFeO_3 , а затем и $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$. Таким образом, соединения BaMoO_4 и SrFeO_3 можно считать структурообразующими для твердого раствора ферромолибдата бария–стронция. С последующим увеличением температуры до 770 °С возникает новое соединение BaFeO_3 и исчезает SrFeO_3 . При этом скорость возрастания количества двойного перовскита выше, чем молибдата бария. Основные сопутствующие соединения при кристаллизации твердого раствора двойного перовскита $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ – это BaMoO_4 и BaFeO_3 . Установлено, что в процессе синтеза твердого раствора ферромолибдата бария–стронция его состав, как и в случае использования других исходных соединений, изменяется от избытка железа в сторону преобладания содержания молибдена.

Ключевые слова: ферромолибдат бария–стронция, рентгено-фазовый анализ, термогравиметрический анализ, дифференциально-термический анализ, фазовый состав.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Работа выполнена при финансовой поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований, проект Ф18Д-009.

Для цитирования. Гурский А.Л., Каланда Н.А., Ярмолич М.В., Бобриков И.А., Сумников С.В., Петров А.В. Фазовые превращения при кристаллизации твердого раствора стронций-замещенного двойного перовскита. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 73–80.

PHASE TRANSFORMATIONS DURING CRYSTALLIZATION OF A SOLID SOLUTION OF STRONTIUM-SUBSTITUTED DOUBLE PEROVSKITE

ALEXANDER L. GURSKII¹, NIKOLAY A. KALANDA², MARTA V. YARMOLICH²,
IVAN A. BOBRIKOV³, SERGEY V. SUMNIKOV³, ALEXANDER V. PETROV²

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

²Scientific-Practical Materials Research Centre of NAS of Belarus, Minsk, Republic of Belarus

³I.M. Frank Laboratory of Neutron Physics, Joint Institute for Nuclear Research,
Dubna, Russian Federation

Submitted 18 June 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The kinetics of phase contents modification in the process of $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ crystallization from a stoichiometric mixture of $\text{SrCO}_3 + \text{BaCO}_3 + 0,5\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{MoO}_3$ simple oxides using the solid phase method has been investigated. In the temperature region of 300–1200 °C, a number of endothermic effects have been detected. Herewith, the first one (with maximum around 552 °C) and the third one (with maximum around 743 °C) are accompanying by the significant decrease of the mass of specimen. In the temperature range of 946–1200 °C, the mass change of specimen is practically not observable, while the thermal effect is still present, and the specimen remains not single-phase one. This indicates the difficulty of the flow of solid phase reactions with the formation of solid solution of barium-strontium ferromolybdate. During analysis of the change of the phase composition consisting of a mixture of initial reagents of stoichiometric relation $\text{SrCO}_3 + \text{BaCO}_3 + 0,5\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{MoO}_3$, it has been observed that with increasing temperature, complex compounds BaMoO_4 , SrFeO_3 appear almost simultaneously, then $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ appears consequently. Thus, the compounds BaMoO_4 и SrFeO_3 , are structure forming for the solid solution of barium-strontium ferromolybdate. With further temperature increase up to 770 °C the formation of new compound BaFeO_3 with disappearing SrFeO_3 was detected. In this case, the amount of double perovskite increases faster than that of barium molybdate. The main accompanying compounds at the crystallization of the $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ double perovskite solid solution are BaMoO_4 and SrFeO_3 . It was established that at the initial stage of the interaction, the resulting solid solution of barium-strontium ferromolybdate is enriched with iron and its composition changes during the reaction in the direction of an increase of the molybdenum content, as in the case of other precursor combinations.

Keywords: barium-strontium ferromolybdate, X-ray phase analysis, thermogravimetric analysis, differential thermal analysis, phase composition.

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

Gratitude. This work was financially supported by the Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research, Project ФF18D-009.

For citation. Gurskii A.L., Kalanda N.A., Yarmolich M.V., Bobrikov I.A., Sumnikov S.V., Petrov A.V. Phase transformations during crystallization of a solid solution of strontium-substituted double perovskite. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 73–80.

Введение

Перспективными материалами для применения в области спинтроники являются твердые растворы двойных перовскитов с общей формулой $\text{Sr}_{2-x}\text{Ba}_x\text{FeMoO}_{6-\delta}$. Их отличительные свойства – высокая химическая стабильность в восстановительной атмосфере, большие (380–420 К) значения температуры Кюри, высокая (~100 %) степень спиновой поляризации электронов проводимости, низкие величины управляющих магнитных полей ($B < 0,5$ Тл) [1–3]. Интерес к исследованиям подобных материалов вызван рядом их магнитных и магнитотранспортных свойств. При этом значения важных для использования в микроэлектронике физических характеристик этих материалов, полученные разными

авторами, довольно сильно отличаются, что, по-видимому, связано с особенностями методик подготовки образцов [4–7].

Анализ литературных данных, полученных рядом авторов, выявил наличие нескольких стадий процесса кристаллизации $\text{Sr}_{2-x}\text{Ba}_x\text{FeMoO}_{6-\delta}$, что объясняется сложностью фазовых превращений, вялой кинетикой фазообразования и слабой подвижностью катионов Fe^{3+} и Mo^{5+} [8–9]. Сообщалось о получении $\text{Sr}_{2-x}\text{Ba}_x\text{FeMoO}_{6-\delta}$ механохимическим методом с последующим высокотемпературным синтезом в восстановительной газовой среде [10–12]. В то же время строгие корреляции, связывающие функциональные характеристики материалов с условиями их получения, не выявлены. Это означает, что синтез однофазного соединения $\text{Sr}_{2-x}\text{Ba}_x\text{FeMoO}_{6-\delta}$ с воспроизводимыми физико-химическими свойствами требует детального анализа фазовых превращений, протекающих в шихте, в зависимости от ее состава, и изучения кинетики изменения фазового состава двойного перовскита при его кристаллизации. Поэтому в последнее время интенсивно изучаются последовательности фазовых превращений при кристаллизации двойных перовскитов [7, 11]. Особый интерес представляет изучение высокотемпературных фазовых превращений и определение состава промежуточных кристаллических фаз при синтезе $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$. Цель настоящей статьи – выявление корреляций между температурой фазовых превращений и фазовым составом ферромолибдата бария-стронция при его синтезе из соединений SrCO_3 , BaCO_3 , Fe_2O_3 , MoO_3 , что важно для осуществления управляемого изменения фазового состава синтезируемой керамики с воспроизводимыми физико-химическими свойствами.

Методика проведения эксперимента

В качестве исходных реагентов для синтеза $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ использовались реактивы SrCO_3 , BaCO_3 , Fe_2O_3 , MoO_3 . Вначале стехиометрическая смесь исходных реагентов перемешивалась и измельчалась в течение 15 ч в шаровой мельнице с добавлением этилового спирта. Полученный порошок затем был спрессован в таблетки диаметром 10 мм, толщиной 4–5 мм. Отжиг проводился в политермическом режиме в интервале температур от 300 до 1200 °С в потоке аргона, скорости нагрева составляли 0,7, 1,4 и 2,5 град/мин, после чего следовала закалка при комнатной температуре.

Рентгенофазовый анализ (РФА) проводился на установке ДРОН–3 с применением CuK_α -излучения при комнатной температуре, с угловой скоростью съемки 60 град/ч. Количественный фазовый анализ продуктов твердофазного синтеза осуществлялся по данным РФА с использованием программного комплекса PowderCell, FullProf методом Ритвельда.

Дифференциально-термический (ДТА) и термогравиметрический (ТГА) анализы образцов проводились на установке Setaram Labsys TG–DSC16 в вышеуказанном интервале температур при нагреве образцов в потоке аргона со скоростью 1,4 град/мин.

Результаты и их обсуждение

Согласно данным дифференциально-термического анализа установлено, что при нагреве образца, состоящего из исходных реагентов в стехиометрическом соотношении $\text{SrCO}_3 + \text{BaCO}_3 + 0,5\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{MoO}_3$, от 30 до 180 °С практически не происходит никаких изменений на кривых ДТА (рис. 1, а). Тем не менее, согласно данным ТГА, наблюдается незначительное уменьшение его массы ($\Delta m/m_0 < 2\%$), что объясняется наличием химических процессов в шихте, связанных с выделением газообразных продуктов реакции. При нагреве до более высоких температур тепловые процессы интенсифицируются, и в температурном диапазоне 300–1200 °С можно выделить пять эндотермических эффектов (рис. 1, а). Первый эндотермический эффект, с минимумом производной при $T = 552$ °С, вызван, как показывают данные ТГА (рис. 1, б), существенным ($\Delta m/m_0 \sim 8\%$) уменьшением массы образца, наиболее вероятной причиной чего является выделение газообразных продуктов реакции CO_2 и O_2 на данной стадии процесса.

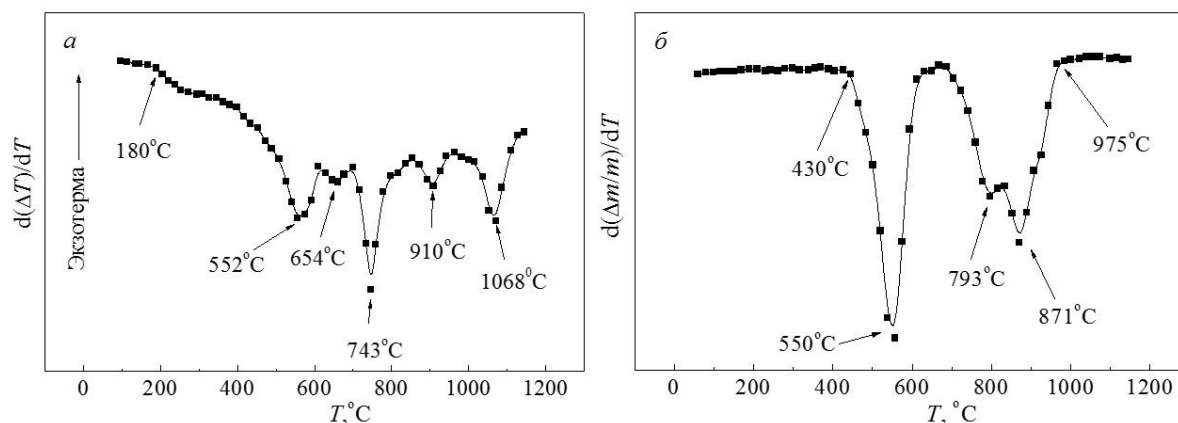


Рис. 1. Температурные зависимости производной тепловых эффектов (а) и скорости изменения нормированной массы (б) смеси порошка $\text{SrCO}_3 + \text{BaCO}_3 + 0,5\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{MoO}_3$, отожженного в непрерывном потоке аргона при скорости нагрева 1,4 град/мин

Fig. 1. Temperature dependencies of the derivative of thermal effects (a) and of the rate of change of the normalized mass (b) of the mixture of $\text{SrCO}_3 + \text{BaCO}_3 + 0,5\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{MoO}_3$ powder annealed in a continuous argon flow at the heating rate of 1.4 deg/min

На справедливость данного предположения указывают данные РФА (рис. 2). Так, в области проявления первого эндотермического эффекта происходит кристаллизация соединения BaMoO_4 в системе $\text{BaCO}_3\text{--MoO}_3$, протекающая с выделением углекислого газа согласно уравнению реакции



Резкое увеличение скорости уменьшения массы образца в интервале температур 480–600 °С (рис. 1, б) указывает на протекание параллельных химических процессов, имеющих различное количество выделяемых и поглощаемых газообразных продуктов реакции. Анализ фазового состава образца показал появление феррита стронция в интервале температур $180 < T \leq 470$ °С и твердого раствора $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ в интервале температур $470 < T \leq 590$ °С (рис. 2, а, б). При этом феррит стронция образуется в соответствии с уравнением реакции (2). Образование твердого раствора ферромолибдата бария стронция реализуется согласно уравнению реакции (3):



Обычно в тройной смеси в реакцию с карбонатом бария оксид молибдена вступает несколько быстрее, чем оксид железа. Исключением является область температур в районе 590 °С, где появление рентгеновских рефлексов соединений SrFeO_3 и $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ наблюдается практически одновременно (рис. 2, б).

Второй незначительный эндотермический эффект в смеси исходных реагентов $\text{SrCO}_3 + \text{BaCO}_3 + 0,5\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{MoO}_3$ с минимумом при $T = 654$ °С практически не сопровождается изменением массы шихты и, соответственно, выделением газообразных продуктов реакций (рис. 1, б). Согласно данным РФА существенных изменений фазового состава образцов не обнаружено (рис. 2, б, в). В температурном интервале существования третьего эндотермического эффекта в смеси исходных реагентов $\text{SrCO}_3 + \text{BaCO}_3 + 0,5\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{MoO}_3$ с минимумом при $T = 770$ °С наблюдается резкое увеличение потери массы образцом (рис. 1, б). При этом количество двойного перовскита возрастает быстрее, чем молибдата бария.

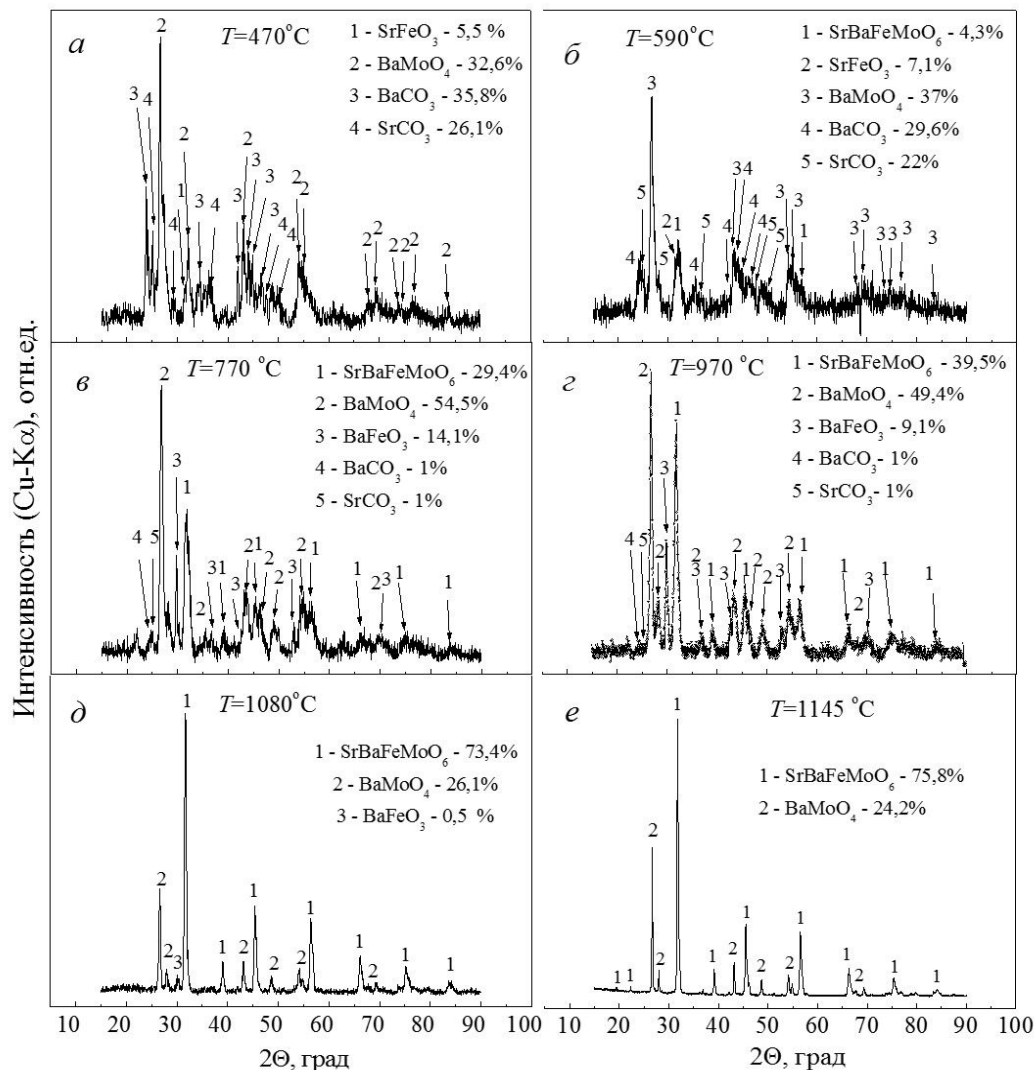
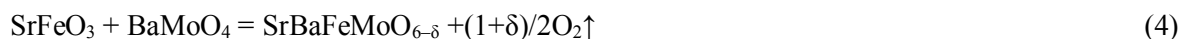


Рис. 2. Рентгеновские дифрактограммы образцов, синтезированных в непрерывном потоке аргона при скорости нагрева 1,4 град/мин до температур: 470 °C (а), 590 °C (б), 770 °C (в), 970 °C (г), 1080 °C (д), 1145 °C (е) и закаленных при комнатной температуре

Fig. 2. X-ray diffractograms of samples synthesized in a continuous flow of argon at a heating rate of 1.4 deg/min up to the temperatures: 470 °C (a), 590 °C (б), 770 °C (в), 970 °C (г), 1080 °C (д), 1145 °C (е) and hardened at room temperature

Исходя из того, что при $T = 770$ °C в составе шихты соединение SrFeO_3 отсутствует, а концентрация твердого раствора $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ возрастает (рис. 2, в), можно заключить, что эндотермический эффект обусловлен протеканием следующей химической реакции с выделением кислорода:



Из уравнения (4) следует, что активным центром появления зародышей новой фазы $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ является поверхность стронциевого феррита, на которой происходит процесс диссоциации с исчезновением SrFeO_3 во время роста $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$. Обнаружено, что при данной температуре соединения SrFeO_3 , SrCO_3 и BaCO_3 практически исчезают, а фаза BaFeO_3 появляется (рис. 2, в). При этом количество BaMoO_4 увеличивается и достигает 54,5 % от общего фазового состава образца, что указывает на дальнейшее протекание химических процессов согласно уравнению (1). На основании вышеизложенного, образование феррита бария можно представить в следующем виде:



Наиболее вероятно, что образующийся согласно уравнению (5) оксид стронция растворяется в матрице ферромolibдата бария-стронция, поскольку никаких других соединений при температурах $T \geq 770$ °C не образуется (рис. 2, в).

При дальнейшем росте температуры наблюдается незначительный четвертый эндотермический эффект с минимумом при $T = 910$ °C. В этом случае в закаленном образце при $T = 970$ °C установлено небольшое увеличение фазы $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ и уменьшение содержания фаз BaMoO_4 и BaFeO_3 , что указывает на отсутствие протекания химических процессов согласно уравнениям (1), (4) и (5) (рис. 1, б, 2, з).

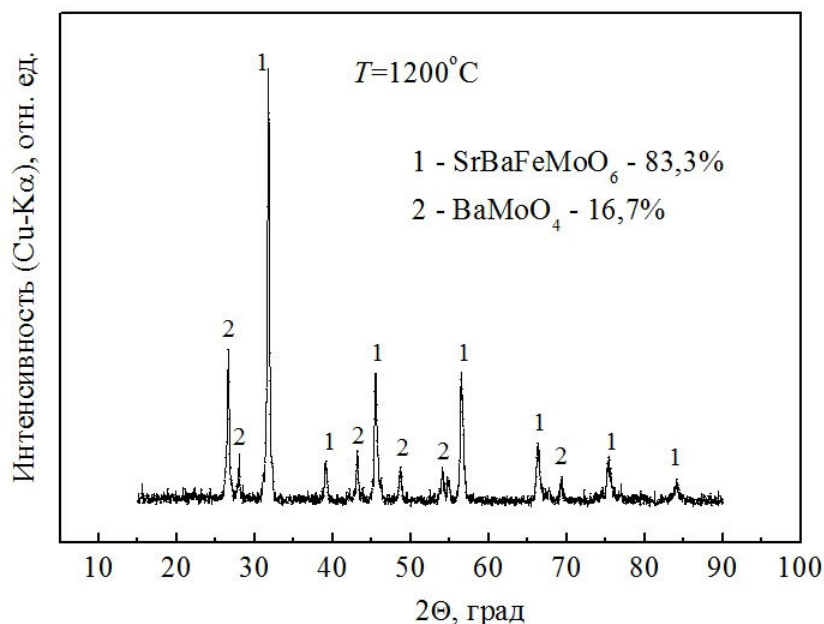


Рис. 3. Рентгеновская дифрактограмма образцов, синтезированных в непрерывном потоке аргона при скорости нагрева 1,4 град/мин до температуры 1200 °C

Fig. 3. X-ray diffractogram of samples synthesized in a continuous flow of argon at a heating rate of 1.4 deg/min to a temperature of 1200 °C

Дальнейший рост температуры до $T = 1080$ °C в области существования пятого эндотермического эффекта вызывает значительное уменьшение основного рефлекса фазы BaFeO_3 , что соответствует ее содержанию в образце не более 0,5 % (рис. 1, б, 2, д). В этом случае граница раздела твердых фаз, между которыми происходит взаимная диффузия химических элементов, смещается в глубину промежуточной фазы BaMoO_4 . Снижение скорости роста $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ при величинах степени превращения $\alpha \geq 70$ % вызвано ростом толщины границы раздела твердых фаз. Так как образованный слой продукта обладает низкой подвижностью катионов и анионов, то гетерогенная реакция переходит из адсорбционно-химического в диффузионный режим, что соответствует результатам, изложенным выше. Образцы, нагретые до температур 1145 и 1200 °C, согласно данным РФА качественно одинаковы, однако различаются количественно по составу. Так, количественное соотношение фаз образца, нагретого до $T = 1145$ °C, составляет: $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ – 75,8 %, BaMoO_4 – 24,2 % (рис. 2, е). Последующее увеличение температуры до 1200 °C вызывает изменение фазового состава образцов в сторону увеличения содержания $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ до значения 83,3 % и соответственно уменьшения содержания BaMoO_4 до 16,7 % (рис. 3).

В интервале температур 946–1200 °C изменение массы образца практически не происходит, в то время как присутствует тепловой эффект и образец остается неоднородным (рис. 1–3). Это указывает на затруднение протекания твердофазных реакций с образованием твердого раствора $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$.

Заключение

Таким образом, в ходе исследования последовательности фазовых превращений в процессе кристаллизации материала состава $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ твердофазным методом из стехиометрической смеси соединений SrCO_3 , BaCO_3 , Fe_2O_3 , MoO_3 установлено, что синтез материала в данном случае протекает с образованием промежуточных соединений BaMoO_4 и SrFeO_3 . При увеличении температуры до 770°C образуется новое соединение BaFeO_3 с одновременным исчезновением SrFeO_3 . Установлено, что на начальном этапе взаимодействия образующийся твердый раствор ферромолибдата бария-стронция обогащен железом и его состав в ходе реакции меняется в сторону увеличения содержания молибдена. Результаты анализа свидетельствуют о затрудненном характере протекания твердофазных реакций при образовании $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$.

Список литературы/References

1. Serrate D., De Teresa J. M., Algarabel P. A., Marquina C., Blasco J., Ibarra M. R., Galibert J. Magnetoelastic coupling in $\text{Sr}_2(\text{Fe}_{1-x}\text{Cr}_x)\text{ReO}_6$ double perovskites. *Journal of Physics: Condensed Matter*. 2007;19:436226. DOI: 10.1088/0953-8984/19/43/436226.
2. Pandey V., Verma V., Aloysius R. P., Bhalla G. L., Awana V. P. S., Kishan H., Kotnala R. K. Magnetic and magneto-transport properties of double perovskite $\text{Ba}_{2-x}\text{Sr}_x\text{FeMoO}_6$ system. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2009;321(14):2239-2244. DOI: 10.1016/j.jmmm.2009.01.032.
3. Kanchana V., Vaitheeswaran G., Alouani M., Delin A. Electronic structure and x-ray magnetic circular dichroism of $\text{Sr}_2\text{FeMoO}_6$: Ab initio calculations. *Physical Review B*. 2007;75(22):220404(R). DOI: 10.1103/PhysRevB.75.220404.
4. Douvalis A.P., Venkatesan M., Velasco P., Fitzgerald C.B., Coey J.M.D. Combustion synthesis of the magnetoresistive double perovskite $(\text{Ba}_{1.6}\text{Sr}_{0.4})\text{FeMoO}_6$. *Journal of Applied Physics*. 2003;93(10):8071-8073. DOI: 10.1063/1.1544452.
5. Serrate D., De Teresa J.M., Algarabel P.A., Ibarra M.R., Galibert J. Intergrain magnetoresistance up to 50 T in the half-metallic $(\text{Ba}_{0.8}\text{Sr}_{0.2})_2\text{FeMoO}_6$ double perovskite: Spin-glass behavior of the grain boundary. *Physical Review B*. 2005;71:104409. DOI: 10.1103/PhysRevB.71.104409.
6. Hemery E.K., Williams G.V.M., Trodahl H.J. Isoelectronic and electronic doping in $\text{Sr}_2\text{FeMoO}_6$. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2007;310:1958-1960. DOI: 10.1016/j.jmmm.2006.10.869.
7. Feng X.M., Rao G.H., Liu G.Y., Liu W.F., Ouyang Z.W., Liang, J.K. Enhancement of Curie temperature and room-temperature magnetoresistance in double perovskite $(\text{Sr}_{1.6}\text{Ba}_{0.4})\text{FeMoO}_6$. *Solid State Communications*. 2004;129:753-755. DOI: 10.1016/j.ssc.2003.11.011.
8. Fang T.T., Wu M.S., Ko T.F. On the formation of double perovskite $\text{Sr}_2\text{FeMoO}_6$. *Journal of Materials Science Letters*. 2001;20:1609-1610. DOI: 10.1023/A:1017985423563.
9. Kalanda N., Demyanov S., Masselink W., Mogilatenko A., Chashnikova M., Sobolev N., Fedosenko O. Interplay between phase formation mechanisms and magnetism in the $\text{Sr}_2\text{FeMoO}_6$ metal–oxide compound. *Crystal Research and Technology*. 2011;46(5):463-469. DOI: 10.1002/crat.201000213.
10. Hemery E.K., Williams G.V.M., Trodahl H. J. The effect of the preparation method and grain morphology on the physical properties of A_2FeMoO_6 (A= Sr, Ba). *Current Applied Physics*. 2006;6:312-315. DOI: 10.1016/j.cap.2005.11.007.
11. Fang T.T., Lin J.C. Formation kinetics of $\text{Sr}_2\text{FeMoO}_6$ double perovskite. *Journal of Materials Science*. 2005; 40:683-686. DOI: 10.1007/s10853-005-6307-8.
12. Kotnala R.K., Pandey V., Arora M., Verma V., Aloysius R.P., Malik A., Bhalla G.L. Identifying the contribution of band filling effects in the double perovskite system $\text{Sr}_{0.4}\text{Ba}_{1.6}\text{FeMoO}_6$. *Solid State Communications*. 2011;151:415-419. DOI: 10.1016/j.ssc.2010.11.004.

Вклад авторов

Гурский А.Л. выполнил редактирование и окончательное утверждение рукописи для публикации, ее критический пересмотр в части значимого интеллектуального содержания.

Каланда Н.А. отвечал за замысел и дизайн исследования, провел анализ и интерпретацию данных, подготовил статью к публикации.

Ярмолич М.В. осуществила синтез образцов $\text{SrBaFeMoO}_{6-\delta}$ твердофазным методом, сбор и обработку экспериментальных данных в части режимов кристаллизации, анализ и интерпретацию полученных данных.

Бобриков И.А. провел дифференциально-термического анализ, интерпретацию полученных данных.

Сумников С.В. провел термогравиметрический анализ, интерпретацию полученных данных.

Петров А.В. выполнил обработку данных, редактирование и оформление статьи для публикации.

Authors contribution

Gurskii A.L. completed editing and final approval of the manuscript for publication, its critical review in terms of significant intellectual content.

Kalanda N.A. was responsible for the design and design of the study, conducted analysis and interpretation of the data, and prepared articles for publication.

Yarmolich M.V. carried out the synthesis of $\text{SrBaFeMoO}_6 - \delta$ samples by the solid-phase method, collecting and processing experimental data regarding crystallization modes, analysis and interpretation of the data obtained.

Bobrikov I.A. conducted differential thermal analysis, interpretation of the data.

Sumnikov S.V. conducted a thermogravimetric analysis, interpretation of the data.

Petrov A.V. performed data processing, editing and registration of articles for publication.

Сведения об авторах

Гурский А.Л., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Каланда Н.А., к.ф.-м.н., ведущий научный сотрудник отдела криогенных исследований ГО «НПЦ НАН Беларуси по материаловедению».

Ярмолич М.В., к.ф.-м.н., старший научный сотрудник отдела криогенных исследований ГО «НПЦ НАН Беларуси по материаловедению».

Бобриков И.А., к.ф.-м.н., старший научный сотрудник Лаборатории нейтронной физики им. И.М. Франка Объединенного института ядерных исследований (г. Дубна, Россия).

Петров А.В., к.ф.-м.н., старший научный сотрудник отдела криогенных исследований ГО «НПЦ НАН Беларуси по материаловедению».

Information about the authors

Gurskii A.L., D.Sci, Professor, Professor of the Department of Information Security of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kalanda N.A., PhD, Leading Researcher of the Department of Cryogenic Research of SSPA “Scientific and Practical Materials Research Centre of NAS of Belarus”.

Yarmolich M.V., PhD, Senior Researcher of the department of cryogenic research of the SSPA “Scientific and Practical Materials Research Centre of NAS of Belarus”.

Bobrikov I.A., PhD, Senior Researcher of I.M. Frank Laboratory of Neutron Physics of the Joint Institute for Nuclear Research (Dubna, Russia).

Petrov A.V., PhD, Senior Researcher of the Department of Cryogenic Research of the SSPA “Scientific and Practical Materials Research Centre of NAS of Belarus”.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-23-17;
e-mail: gurskii@bsuir.by
Гурский Александр Леонидович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
tel. +375-17-293-23-17;
e-mail: gurskii@bsuir.by
Gurskii Alexander Leonidovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-81-85>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.385.6

ТЕРАГЕРЦОВАЯ ЛАМПА БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ НА СВЕРНУТОМ ПО КРУГОВОЙ СПИРАЛИ ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

КУРАЕВ А.А., МАТВЕЕНКО В.В.

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

Поступила в редакцию 11 сентября 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Наиболее перспективными в терагерцовом диапазоне являются лампы бегущей волны (ЛБВ) и лампы обратной волны (ЛОВ) на змееобразно изогнутом (свернутом зигзагообразно) прямоугольном волноводе. Они реализованы в ТГц-диапазоне (220 ГГц), хотя их характеристики далеки от удовлетворительных из-за жесткого ограничения на ширину ленточного электронного потока, что не позволяет достичь оптимального уровня суммарного тока пучка. Радиальное решение, снимающее ограничение на ширину ленточного пучка, для ЛБВ и ЛОВ на изогнутом прямоугольном волноводе – заменить зигзагообразный свернутый волновод на спирально свернутый. Тогда ширина ленточного пучка принципиально не ограничена. В ранней конструкции ЛБВ и ЛОВ предполагается планарная спираль волновода, плоская в верхней и нижней частях, соединенных вертикальными холостыми (без пучка) переходами. Такая конструкция может быть существенно улучшена как в отношении процесса взаимодействия электронов с полем волновода, так и в отношении упрощения технологии изготовления ЛБВ–ЛОВ, если вместо планарной спирали волновода использовать круговую. Представлена конструкция ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе терагерцового диапазона. Эта конструкция отличается от ранее предложенной ЛБВ с планарно-спиральным волноводом улучшенными условиями взаимодействия электронного потока с полем волновода, а также упрощением технологии ее изготовления в терагерцовом диапазоне. На основе численного моделирования показано, что в диапазоне 220 ГГц при числе витков волновода $n = 40\div 50$ в предложенной ЛБВ достижимы коэффициенты усиления в насыщении $G_n = 42\div 48$ дБ. Предложенная конструкция ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе является более технологичной, чем ЛБВ на планарно-спиральном волноводе. Ее эффективность в наиболее востребованном диапазоне 220 ГГц весьма высока и может обеспечить потребность в усилителях и генераторах в этом и других диапазонах. Кроме того, ЛБВ на спирально свернутом волноводе может работать в режиме ЛОВ и, более того, одновременно в режимах ЛБВ и ЛОВ.

Ключевые слова: терагерцовая лампа бегущей волны, свернутый по круговой спирали волновод, электронный поток с кольцевым сечением, коэффициент усиления.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Кураев А.А., Матвеев В.В. Терагерцовая ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 81–85.

TERAHERTZ TRAVELING-WAVE TUBE ON A RECTANGULAR WAVEGUIDE FOLDED IN A CIRCULAR SPIRAL

ALEXANDER A. KURAYEV, VLADIMIR V. MATVEYENKA

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

Submitted 11 September 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The most promising in the THz range is traveling-wave tubes (TWTs) and backward-wave tubes (BWTs) on a serpentine-curved (zigzag-rolled) rectangular waveguide. They are implemented in the THz range (220 GHz), although their characteristics are far from satisfactory due to the strict restriction on the tape electron beam width, that does not allow reaching the summarizing beam current optimum level. To replace the zigzag convoluted waveguide with the spiraled for the TWT and BWT on a curved rectangular waveguide is the best way to remove the ribbon beam width restriction. In the early TWT and BWT design a waveguide planar spiral was also flat in the upper and lower parts connected by vertical idle (without beam) transitions. Proposed design can be significantly improved both in relation to the electron interaction process with the waveguide field and in relation to the TWT-BWT manufacturing technology if instead of a planar waveguide spiral, a circular one is used. The article proposes the TWT designing a terahertz rectangular waveguide folded as a circular spiral. The design differs from the previously proposed TWT with a planar-spiral waveguide by the improved interaction conditions between the electron beam and the waveguide field, as well as the manufacturing technology simplification for terahertz range. Based on numerical simulation, it is shown that proposed TWT achieves $G_n = 42 \div 48$ dB saturation gain in the 220 GHz range with the waveguide turn number $n = 40 \div 50$. The proposed TWT design on a rectangular waveguide folded in a circular spiral is more technologically advanced than the TWT on a planar-spiral waveguide. In the most necessary 220 GHz range the efficiency is very high and can provide the need for amplifiers and generators in this and other ranges. We also note that the TWT on a spirally folded waveguide can operate in the BWT mode and, moreover, simultaneously in the TWT and BWT modes.

Keywords: terahertz traveling-wave tube, waveguide folded as a circular spiral, electron beam with circular cross section, gain.

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

For citation. Kurayev A.A., Matveyenka V.V. Terahertz traveling-wave tube on a rectangular waveguide folded in a circular spiral. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 81-85.

Введение

Проблема освоения терагерцового диапазона частот (0,1–10 ТГц) является одной из самых важных в электронике СВЧ и радиофизике. Эта проблема имеет две стороны. С одной стороны, без освоения терагерцового диапазона невозможен прогресс в создании высоких технологий во многих отраслях науки и техники. К ним относятся: создание сверхскоростных (5 G) и защищенных коммуникационных систем, систем дистанционного распознавания химических веществ (спектроскопия в терагерцовом диапазоне), замена рентгеновских лучей на неионизирующие T -лучи в медицине (например, томография) и в охранных сканерах, локация в системах военного назначения. Во многих других областях использование T -лучей может радикально решить сложные проблемы. С другой стороны, терагерцовый диапазон относится к «технологическому провалу» (THz Gap), отделяющему электронику от фотоники. Здесь нет эффективных приборов электроники СВЧ, нет и оптических генераторов, и усилителей (слишком мала энергия фотона). Этот диапазон в принципе могут перекрыть лазеры на свободных электронах (ЛСЭ), но они требуют использования ускорителей типа микротрона, циклотрона или бетатрона, а их коэффициент полезного действия невысок.

Наиболее перспективными в ТГц-диапазоне являются лампы бегущей волны (ЛБВ) и лампы обратной волны (ЛОВ) на змееобразно изогнутом (свернутом зигзагообразно)

прямоугольном волноводе. Они реализованы [1] в ТГц-диапазоне (220 ГГц), хотя их характеристики далеки от удовлетворительных из-за жесткого ограничения на ширину ленточного электронного потока, что не позволяет достичь оптимального уровня суммарного тока пучка.

Радиальное решение, снимающее ограничение на ширину ленточного пучка, для ЛБВ и ЛОВ на изогнутом прямоугольном волноводе предложено в [2, 3]: заменить зигзагообразный свернутый волновод на спирально свернутый. Тогда ширина ленточного пучка принципиально не ограничена. В [2, 3] в конструкции ЛБВ и ЛОВ предполагается планарная спираль волновода, плоская в верхней и нижней частях, соединенных вертикальными холостыми (без пучка) переходами. Такая конструкция может быть существенно улучшена как в отношении процесса взаимодействия электронов с полем волновода, так и в отношении упрощения технологии изготовления ЛБВ–ЛОВ, если вместо планарной спирали волновода использовать круговую.

Описанию конструкции и характеристикам ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе посвящена настоящая статья.

Конструкция ЛБВ

Конструкция ЛБВ изображена на рис. 1. Здесь 1, 2 – соответственно внешняя и внутренняя втулки, которые изготавливаются отдельно, а затем спаиваются вакуумно-плотным швом; 3 – круговая электронная пушка, формирующая тонкий кольцевой (по сечению) электронный поток; 4 – вводы питания электронной пушки; 5 – изоляторы вводов, если корпус лампы 1, 2 находится под более высоким потенциалом; 6 – входной волновод (как продолжение рабочей части спирально скрученного волновода 7); 7 – спирально скрученный (свернутый) прямоугольный волновод на моде H_{10} (электрическое поле E_z нормально к широкой стенке волновода); 8 – выходной волновод; 9 – кольцевая пролетная щель для электронного потока; 10 – кольцевой коллектор электронов; 11 – ввод коллектора; 12 – изолятор ввода (коллектор может находиться под пониженным потенциалом относительно корпуса ЛБВ 1, 2).

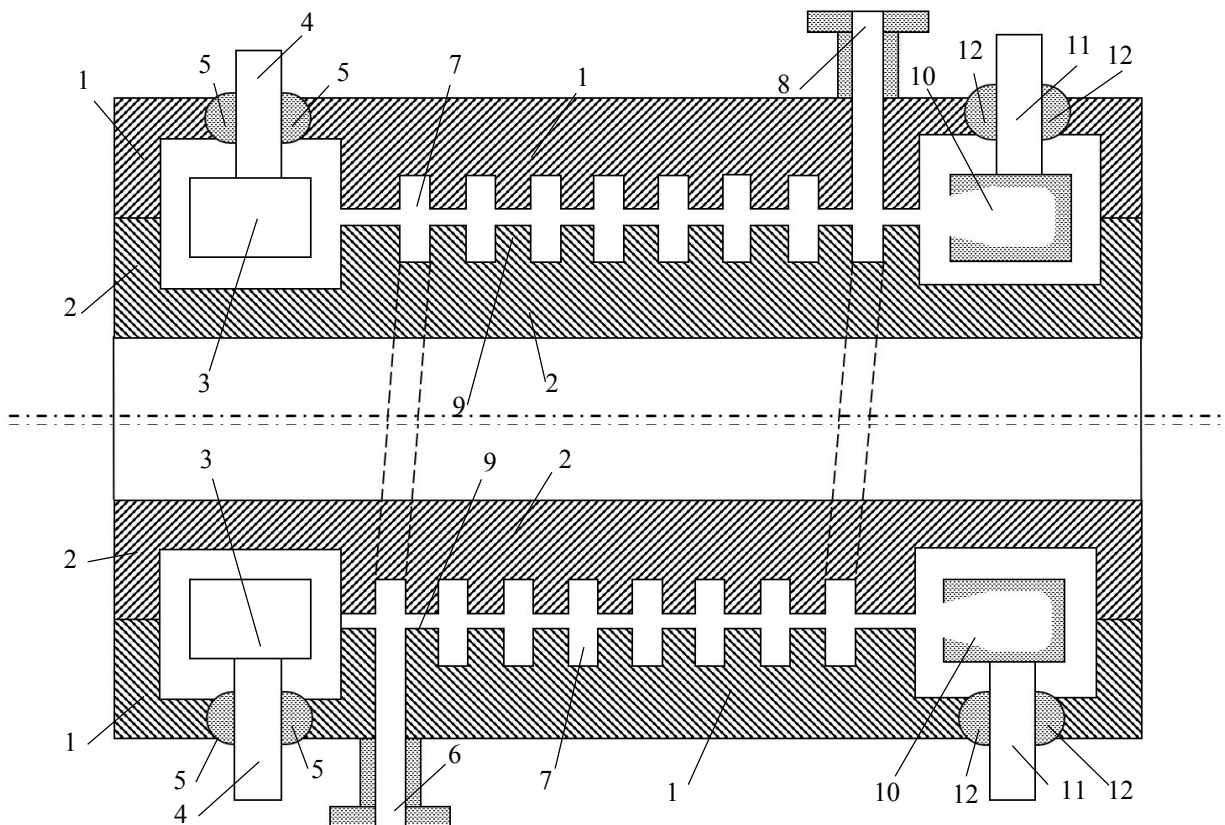


Рис. 1. Схема терагерцевой ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе
Fig. 1. Terahertz TWT scheme on a rectangular waveguide folded in a circular spiral

Такая конструкция ЛБВ допускает упрощенный процесс изготовления с использованием современных технологий. Втулки 1, 2 изготавливается отдельно. Канавки спирального волновода («половинки» волновода) формируются методами рентгенометрографии (LIGA), которые позволяют выдерживать очень высокую точность изготовления. Затем, после монтажа на втулке 1 электронной пушки и коллектора, они спаиваются, образуя общий блок ЛБВ.

Заметим, что втулки 1, 2 – не обязательно металлические, они могут быть и пластмассовыми с последующей металлизацией рабочих поверхностей (серебряное или медное напыление).

Полюса фокусирующего магнита, расположенные у торцевых стенок корпуса ЛБВ, не показаны.

Результаты расчетов

Модели процесса взаимодействия ЛБВ на спирально изогнутом прямоугольном волноводе как для планарной спирали, так и для круглой идентичны, поскольку в том и другом случае взаимодействие электронов каждого элемента потока подобно одно другому. Поэтому при расчете использовалась модель, развитая в [2, 3].

Расчет для $f = 220$ ГГц дал следующие результаты:

- радиус кольцевого пучка $r_0 = 5$ мм;
- ток пучка $I_0 = 0,5$ А, $V_0 = 16$ кВ;
- входная мощность $P_{\text{вх}} = 0,01$ Вт.

При заданной входной мощности и токе пучка получено: при числе витков волновода $n = 40$ усиление G_n в насыщении составляет 42 дБ; при $n = 50$ – $G_n = 48$ дБ.

Зависимость G_n от тока пучка при $P_{\text{вх}} = 0,01$ Вт, $n = 48$: $I_0 = 0,2$ А – $G_n = 35$ дБ; $I_0 = 0,5$ А – $G_n = 45$ дБ; $I_0 = 0,7$ А – $G_n = 50$ дБ.

Таким образом, расчеты подтверждают высокую эффективность терагерцовой ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе.

Заключение

Предложенная конструкция ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе является более технологичной, чем ЛБВ на планарно-спиральном волноводе. Ее эффективность в наиболее востребованном диапазоне 220 ГГц (здесь окна прозрачности в атмосфере) весьма высока и может обеспечить потребность в усилителях и генераторах в этом и других диапазонах. Заметим также, что ЛБВ на спирально свернутом волноводе может работать в режиме ЛОВ [3] и, более того, одновременно в режимах ЛБВ и ЛОВ [3].

Список литературы

1. Huarong Gong, Yubin Gong, Tao Tang, Wenxiang Wang. High Power Ka-band Folded Travelling-Wave Tube. *IVEC*. 2010;499-500.
2. Кураев А.А., Матвеев В.В., Рак А.О. Двухлучевая лампа обратной волны на изогнутом волноводе. *Доклады БГУИР*. 2017;105:100-103.
3. Кураев А.А., Рак А.О. Двухлучевая ЛБВ на спирально изогнутом прямоугольном волноводе. *СВЧ техника и телекоммуникационные технологии*. 2015;1:161-162.

References

1. Huarong Gong, Yubin Gong, Tao Tang, Wenxiang Wang. High Power Ka-band Folded Travelling-Wave Tube. *IVEC*. 2010;499-500.
2. Kurayev A.A., Matveyenko V.V., Rak A.O. [Backward Wave Dual Beam Lamp]. *Doklady BGUIR*. 2017;105:100-103. (In Russ.)
3. Kurayev A.A., Rak A.O. [Two-Beam TWT on a Spiral-Curved Rectangular Wave]. *Microwave equipment and telecommunication technologies = SVCH tekhnika i telekommunikatsionnyye tekhnologii*. 2015;1: 161-162. (In Russ.)

Вклад авторов

Все авторы внесли равный вклад в написание статьи.

Authors contribution

All authors made an equal contribution to the article writing.

Сведения об авторах

Кураев А.А., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Матвеев В.В., к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kurayev A.A., D.Sci., Professor, Professor of Information Radiotechnologies Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Matveyenka V.V., PhD, Associate Professor, associate professor of Computational Methods and Programming Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-89-56;
e-mail: kurayev@bsuir.by
Кураев Александр Александрович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
tel. +375-17-293-89-56;
e-mail: kurayev@bsuir.by
Kurayev Alexander Alexandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-86-92>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 517.977

К ЗАДАЧАМ ДВУХУРОВНЕВОЙ ОПТИМИЗАЦИИ С УСЛОВИЕМ РЕГУЛЯРНОСТИ RCPLD

МИНЧЕНКО Л.И., СИРОТКО С.И.

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

Поступила в редакцию 20 сентября 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Задачи многоуровневой оптимизации часто встречаются в различных приложениях (в экономике, экологии, энергетике и других областях) при моделировании сложных систем с иерархической структурой, связанной с неравноправным положением и самостоятельными действиями подсистем. Трудность анализа такого рода сложных систем требует в первую очередь изучения двухуровневых моделей, управление которыми явилось бы составной частью анализа более сложных систем. При решении задач двухуровневого программирования важную роль играет предложенное учеными Ye и Zhu свойство частичной устойчивости, наличие которого позволяет свести двухуровневую задачу к классической задаче нелинейного программирования с негладкой целевой функцией. Известно, что линейные задачи двухуровневого программирования являются частично устойчивыми. Доказательство данного свойства для более сложных задач встречает трудности. В частности, в статье показывается неверность некоторых известных ранее результатов в этой области. Целью данной статьи является доказательство новых результатов по частичной устойчивости задач двухуровневого программирования. Вывод данных результатов в статье основывается на применении обобщенных липшицевых свойств многозначных отображений. В данной статье выводятся новые достаточные условия частичной устойчивости, основанные на модификации известного в литературе условия регулярности RCPLD, предложенного учеными Andreani, Haeser, Schuverdt и Silva. Полученные достаточные условия обобщают известные условия частичной устойчивости для двухуровневых задач и позволяют выделить класс задач, которые могут быть решены редукцией к задаче математического программирования с негладкой целевой функцией.

Ключевые слова: двухуровневое программирование, частичная устойчивость, условия регулярности.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Минченко Л.И., Сиротко С.И. К задачам двухуровневой оптимизации с условием регулярности RCPLD. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 86–92.

ON THE PROBLEMS OF BILEVEL OPTIMIZATION UNDER RCPLD CONSTRAINT QUALIFICATIONS

LEONID I. MINCHENKO, SERGEY I. SIROTKO

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

Submitted 20 September 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. Multilevel optimization problems often arise in various applications (in economics, ecology, power engineering and other areas) when modeling complex systems with a hierarchical structure associated with independent actions of subsystems. The difficulty of analyzing such complex systems requires first of all the study of bilevel models, the management of which would be an integral part of the analysis of more complex systems. In solving bilevel programming problems, an important role is played by the property of partial calmness, the presence of which allows us to reduce the bilevel problem to the classical nonlinear programming problem with a nonsmooth objective function. It is known that linear bilevel programming problems are partially stable. The proof of this property for more complex problems meets difficulties. In particular, our article shows the inaccuracy of some results in this area. The goal of the paper is to obtain some new results in the partial calmness of bilevel programming. In particular, new sufficient conditions for bilevel problems are proved. The results are obtained on the base of Lipschitz-like properties for multivalued mappings. In the paper we propose new sufficient conditions for partial calmness which are based on some modification of the known constraint qualification RCPLD which have been proposed by the researches Andreani, Haeser, Schuverdt and Silva.

Keywords: bilevel programming, partial calmness, regularity conditions.

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

For citation. Minchenko L.I., Sirotko S.I. On the problems of bilevel optimization under RCPLD constraint qualifications. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 86–92.

Введение

Задачи двухуровневого программирования [1, 2] возникают при моделировании управления иерархическими системами. Верхний и нижний уровни иерархии принимают определенные решения, преследуя свои цели и используя имеющиеся у них ресурсы. Деятельность всей системы направлена на достижение определенной глобальной цели. Задача заключается в том, чтобы найти такое решение верхнего уровня, которое приводит систему к достижению поставленной глобальной цели.

Пусть $x \in R^n$, $y \in R^m$. Рассмотрим следующую задачу двухуровневого программирования (BLPP) (см. [1]):

$$G(x, y) \rightarrow \min_{x, y}, x \in X \subset R. \quad (1)$$

$$y \in S(x) \text{ Arg } \min \{ f(x, y) \mid y \in F(x) \}, \quad (2)$$

где

$$F(x) = \{ y \in R^m \mid h_i(x, y) \leq 0 \ i \in I, h_i(x, y) = 0 \ i \in I_0 \} \quad (3)$$

и $I = \{1, \dots, s\}$, $I_0 = \{s+1, \dots, p\}$, функции $G(x, y)$, $f(x, y)$ и $h_i(x, y)$ непрерывны вместе с их производными $\nabla_y f(x, y)$ и $\nabla_y h_i(x, y)$ $i = 1, \dots, p$.

Часто двухуровневой задаче придают игровое толкование и называют задачу верхнего уровня (1) leader's problem, а задачу нижнего уровня (2) follower's problem. Решение задачи

нижнего уровня $y(x) \in S(x)$ называется ответной рациональной реакцией на выбор лидером значения x .

Ограничения $x \in X$ и $h_i(x, y) \leq 0 \ i \in I$, $h_i(x, y) = 0 \ i \in I_0$ называются соответственно ограничениями верхнего и нижнего уровня, переменные x и y переменными верхнего и нижнего уровня. Точка (x, y) называется допустимой точкой в задаче BLPP, если $x \in X$, $y \in S(x)$. Допустимая точка (x^0, y^0) называется решением задачи BLPP, если $G(x^0, y^0) \leq G(x, y)$ для всех допустимых точек (x, y) .

Известно ([1–4]), что, несмотря на простоту постановки задачи BLPP, ее решение встречается значительные трудности. Одним из возможных подходов к решению задачи BLPP является сведение ее к равносильной одноуровневой негладкой задаче

$$G(x, y) \rightarrow \min_{x, y}, \ x \in X, \ y \in S(x) = \{y \in F(x) \mid f(x, y) \leq \varphi(x)\}, \quad (4)$$

где $\varphi(x)$ – функция оптимального значения задачи нижнего уровня, то есть

$$\varphi(x) = \min \{f(x, y) \mid y \in F(x)\}.$$

Основная трудность решения задачи (4) заключается в наличии негладкого ограничения с функцией $\varphi(x)$. В статье [3] Ye и Zhu ввели следующее понятие частичной устойчивости задачи BLPP. Пусть (x^0, y^0) – решение задачи BLPP. Задача BLPP в форме (4) называется частично устойчивой в (x^0, y^0) , если существует число $\mu > 0$ такое, что (x^0, y^0) является локальным решением следующей задачи:

$$G(x, y) + \mu(f(x, y) - \varphi(x)) \rightarrow \min, \ x \in X, \ y \in F(x). \quad (5)$$

Таким образом, наличие частичной устойчивости позволяет свести задачу BLPP к одноуровневой задаче с негладкой целевой функцией, которая существенно проще задачи (4). Большой интерес вызвал результат статьи [4], в которой утверждалось наличие частичной устойчивости BLPP с линейной по переменной y задачей нижнего уровня.

Приведем простой пример, показывающий неверность данного утверждения.

Пример. Пусть $x \in R$, $y \in R^2$, $F(x) = \{y \in R^2 \mid y_1 \leq 0, -xy_1 + y_2 \leq 0\}$, $f(x, y) = -x^2 y_2$, $X = R$, $G(x, y) = xy_1$.

В данном примере решением задачи BLPP является точка (x^0, y^0) , где $x^0 = 0$ и $y^0 = (0, 0)^T$. В то же время для любого $\mu > 0$ получаем $G(x^k, y^k) + \mu(f(x^k, y^k) - \varphi(x^k)) < G(x^0, y^0)$ при $x^k = 1/k$, $y_1^k = -1/k$, $y_2^k = -1/k^2$, $k = 1, 2, \dots$.

То есть (x^0, y^0) не является решением (5).

Положим $h_0(x, y) = f(x, y) - \varphi(x)$. Тогда

$$S(x) = \{y \in F(x) \mid h_i(x, y) \leq 0 : i \in \{0\} \cup I, \ h_i(x, y) = 0 : i \in I_0\}. \quad (6)$$

Рассмотрим многозначное отображение $S: x \mapsto S(x)$. Обозначим область определения и график многозначного отображения S через $\text{dom } S = \{x \in R^n \mid S(x) \neq \emptyset\}$ и $\text{gr } S = \{(x, y) \mid y \in S(x), x \in R^n\}$ соответственно.

Далее обозначим $I(x, y) = \{i \in \{0\} \cup I \mid h_i(x, y) = 0\}$, через $d(v, C)$ обозначим расстояние от точки $v \in R^m$ до множества $C \subset R^m$, через $|v|$ – евклидову норму вектора v .

В статье принимается следующее, имеющее естественный характер, предположение о задаче BLPP: для каждого выбора стратегии $x \in X \cap \text{dom } F$ на верхнем уровне найдется ответная реакция нижнего уровня $y(x) \in S(x)$.

В данной заметке доказываются достаточные условия частичной устойчивости задачи BLPP на основе модификации условия регулярности RCPLD (relaxed constant positive linear dependence) из работы Andreani, Haeser, Schuverdt и Silva [5].

Определения и предварительные результаты

Рассмотрим множество $S(x)$, заданное условием (6). Введем касательный и линеаризованный касательный конусы к множеству $S(x)$ в точке $y \in S(x)$:

$$T(S(x), y) = \{ \bar{y} \in R^m \mid \exists t_k \downarrow 0, \bar{y}^k \rightarrow \bar{y} \text{ такие, что } y + t_k \bar{y}^k \in S(x), k=1, 2, \dots \},$$

$$\Gamma(S(x), y) = \{ \bar{y} \in R^m \mid \langle \nabla_y h_i(x, y), \bar{y} \rangle \leq 0 : i \in I(x, y) \quad \langle \nabla_y h_i(x, y), \bar{y} \rangle = 0 : i \in I_0 \}.$$

Определение 1. Отображение S полунепрерывно снизу (п.н.сн.) в точке $(x^0, y^0) \in gr S$ (относительно $X \subset R^n$), если для любой окрестности $V(y^0)$ существует окрестность $V(x^0)$ такая, что $S(x) \cap V(y^0) \neq \emptyset$ для всех $x \in V(x^0)$ (для $x \in V(x^0) \cap X$).

Пусть $J \subset I_0$, $K \subset I(x^0, y^0)$. Следуя [5], будем говорить, что система векторов $\{\nabla_y h_i(x^0, y^0) \mid i \in J \cup K\}$ положительно-линейно зависима, если существуют не все равные нулю числа λ_i , где $i \in J \cup K$, такие, что $\lambda_i \geq 0$ при $i \in K$ и $\sum_{i \in J \cup K} \lambda_i \nabla_y h_i(x^0, y^0) = 0$.

В [5] для задачи нелинейного программирования предложено ослабленное условие постоянного положительно-линейной зависимости (RCPLD). Ниже вводится необходимая модификация этого условия.

Определение 2. Мнозначное отображение S удовлетворяет условию RCPLD_S в точке $(x^0, y^0) \in gr S$, если существует окрестность V точки (x^0, y^0) такая, что:

- 1) $rank \{ \nabla_y h_i(x, y) \mid i \in I_0 \} = const$ при $(x, y) \in V \cap gr S$;
- 2) для любого множества индексов $K \subset I(x^0, y^0)$ из положительно-линейной зависимости системы векторов $\{ \nabla_y h_i(x^0, y^0) \mid i \in I_0 \cup K \}$ следует линейная зависимость системы векторов $\{ \nabla_y h_i(x, y) \mid i \in I_0 \cup K \}$ при всех $(x, y) \in V \cap gr S$.

Отметим, что из определения 2 следует, что, если отображение S удовлетворяет RCPLD_S в точке $(x^0, y^0) \in gr S$, то оно удовлетворяет RCPLD_S в любой точке $(x^0, y^0) \in gr S$ из некоторой окрестности (x^0, y^0) .

Следуя [6, 7], введем понятие R -регулярности многозначного отображения S .

Определение 3. Отображение S называется R -регулярным в точке $(x^0, y^0) \in gr S$ относительно $dom S$, если существует число $\alpha > 0$ и окрестности $V(x^0)$ и $V(y^0)$ такие, что $d(y, S(x)) \leq \alpha \max \{ 0, h_i(x, y) \mid i \in \{0\} \cup I, |h_i(x, y)| \in I_0 \}$ для всех $y \in V(y^0)$ и $x \in V(x^0) \cap dom S$.

Лемма 1. Пусть отображение S п.н.сн. в точке $(x^0, y^0) \in gr S$ относительно $dom S$. Тогда функция Φ непрерывна в точке x^0 относительно $dom S$.

Лемма 2 ([5]). Пусть $y \neq 0$ и $y = \sum_{i=1}^{r+t} \alpha_i v^i$, где векторы $v^1, \dots, v^r$ линейно независимы, $\alpha_i \in R$, $i = 1, \dots, r$, $\alpha_i > 0$, $i = 1, \dots, r+t$. Тогда существует $J \subset \{r+1, \dots, r+t\}$ и числа $\bar{\alpha}_i$, $i \in \{1, \dots, r\} \cup J$, такие, что $y = \sum_{i \in \{1, \dots, r\} \cup J} \bar{\alpha}_i v^i$, $\bar{\alpha}_i > 0$ для всех $i \in J$ и векторы v^i , $i \in \{1, \dots, r\} \cup J$, линейно независимы.

Пусть $v \in R^m$. Обозначим $\Pi_{S(x)}(v)$ множество точек из $S(x)$ ближайших к v . Тогда $\Pi_{S(x)}(v)$ является множеством решений задачи

$$\Phi_v(y) = |y - v| \rightarrow \min, y \in S(x). \quad (7)$$

Рассмотрим множество множителей Лагранжа [9] для задачи (7) в точке $y \in \Pi_{S(x)}(v)$:

$$\Lambda(x, y, S) = \{ \lambda \in R^{p+1} \mid \frac{y-v}{|y-v|} + \sum_{i=0}^p \lambda_i \nabla_y h_i(x, y) = 0, \lambda_i \geq 0 \ i \in \{0\} \cup I, \lambda_i = 0 \ i \in \Lambda I(x, y) \},$$

$$\Lambda_v^M(x, y, S) = \{ \lambda \in \Lambda_v(x, y, S) \mid \sum_{i=0}^p |\lambda_i| \leq M \}.$$

Следующая лемма является модификацией теоремы 2 [8], все условия которой выполнены для отображения S ввиду леммы 1.

Лемма 3. Пусть $(x^0, y^0) \in gr S$ и отображение S п.н.сн. в данной точке относительно $dom S$. Тогда следующие утверждения равносильны:

- (а) отображение S R -регулярно в точке (x^0, y^0) относительно $dom S$;

(b) существует число $M > 0$ такое, что для любых последовательностей $x^k \rightarrow x^0$, $x^k \in \text{dom } S$, $v^k \rightarrow y^0$, $v^k \notin S(x^k)$, справедливо неравенство $\Lambda_v^M(x^k, y^k, S) \neq \emptyset$ при всех $y^k = y(x^k, v^k) \in \prod_{S(x^k)}(v^k)$ и всех достаточно больших k .

Основные результаты

Рассмотрим многозначное отображение S из (7).

Теорема 1. Предположим, что:

(a) S п.н.сн. в $(x^0, y^0) \in \text{gr } S$ относительно $\text{dom } S$;

(b) существует окрестность $V = V(x^0, y^0)$ такая, что $T(S(x), y) = \Gamma(S(x), y)$ для $(x, y) \in \text{gr } S \cap V$;

(c) S удовлетворяет RCPLD_S в $(x^0, y^0) \in \text{gr } S$.

Тогда S R -регулярно в (x^0, y^0) относительно $\text{dom } S$.

Доказательство. Предположим противное, то есть S не является R -регулярным в (x^0, y^0) относительно $\text{dom } S$. Тогда в силу леммы 1 найдутся последовательности $x^k \rightarrow x^0$, $x^k \in \text{dom } S$, $v^k \rightarrow y^0$, $v^k \notin S(x^k)$, $y^k = y(x^k, v^k) \in \prod_{S(x^k)}(v^k)$, такие, что либо множество $\Lambda_{v^k}(x^k, y^k, S)$ пусто, либо $d(0, \Lambda_{v^k}(x^k, y^k, S)) \rightarrow +\infty$. Не убавив общности, можно считать, что $(x^k, y^k) \in V$ и, значит, $T(S(x^k), y^k) = \Gamma(S(x^k), y^k)$ для всех $k=1, \dots$. Поскольку данное равенство является условием регулярности (см. [9]) и гарантирует, что $\Lambda_{v^k}(x^k, y^k, S) \neq \emptyset$, то $d(0, \Lambda_{v^k}(x^k, y^k, S)) \rightarrow +\infty$. Кроме того, из $v^k \rightarrow y^0$ и п.н.сн. отображения S в точке (x^0, y^0) следует, что $y^k \rightarrow y^0$.

Условие $\Lambda_{v^k}(x^k, y^k, S) \neq \emptyset$ равносильно существованию чисел $\mu_i^k \in R$ $i \in I^0$, $\mu_i^k \geq 0$ $i \in I(x^k, y^k)$, таких, что

$$\frac{v^k - y^k}{|v^k - y^k|} = \sum_{i \in I_0 \cup I(x^k, y^k)} \mu_i^k \nabla_y h_i(x^k, y^k), \quad k=1, 2, \dots \quad (8)$$

В силу RCPLD_S в (x^0, y^0) найдется окрестность $V(x^0, y^0) \subset V$ и множество $I_{01} \subset I_0$, число элементов которого равно $\text{rank} \{ \nabla_y h_i(x^0, y^0) \mid i \in I_0 \}$, такие, что для всех $(x, y) \in \text{gr } S \cap V(x^0, y^0)$ векторы $\{ \nabla_y h_i(x, y) \mid i \in I_{01} \}$ образуют максимальную линейно независимую подсистему среди векторов $\{ \nabla_y h_i(x, y) \mid i \in I_0 \}$. Не убавив общности, можно считать, что $(x^k, y^k) \in V(x^0, y^0)$ и, следовательно, найдутся $\tilde{\mu}_i^k \in R$, $i \in I_{01}$, такие, что

$$\sum_{i \in I_0} \mu_i^k \nabla_y h_i(x^k, y^k) = \sum_{i \in I_{01}} \tilde{\mu}_i^k \nabla_y h_i(x^k, y^k).$$

Тогда из (8) получим

$$\frac{v^k - y^k}{|v^k - y^k|} = \sum_{i \in I_{01}} \tilde{\mu}_i^k \nabla_y h_i(x^k, y^k) + \sum_{i \in I(x^k, y^k)} \mu_i^k \nabla_y h_i(x^k, y^k), \quad k=1, 2, \dots,$$

где векторы $\nabla_y h_i(x^k, y^k)$, $i \in I_{01}$, линейно независимы.

Применяя лемму 2 при фиксированном k , получим, что существует множество индексов $I(k) \subset I(x^k, y^k)$ и числа $\alpha_i^k \in R$ $i \in I_{01}$, $\alpha_i^k \geq 0$ $i \in I(k)$, такие, что из последнего равенства следует

$$\frac{v^k - y^k}{|v^k - y^k|} = \sum_{i \in I_{01}} \alpha_i^k \nabla_y h_i(x^k, y^k) + \sum_{i \in I(k)} \alpha_i^k \nabla_y h_i(x^k, y^k), \quad k=1, 2, \dots, \quad (9)$$

причем векторы $\nabla_y h_i(x^k, y^k)$, $i \in I_{01} \cup I(k)$, линейно независимы.

Ввиду конечности множества I , можно выбрать в $\{x^k, y^k, v^k\}$ подпоследовательность (для простоты сохраним для нее то же обозначение), на которой $I(k)$ не зависит от k , то есть $I(k) = I^0$. Тогда из (9) получим, что существуют числа $\tilde{\lambda}_i^k$ $i \in I_{01} \cup I^0$ такие, что

$$\frac{v^k - y^k}{|v^k - y^k|} = \sum_{i \in I_{01} \cup I^0} \tilde{\lambda}_i^k \nabla_y h_i(x^k, y^k), \quad (10)$$

где $\tilde{\lambda}_i^k \geq 0$ $i \in I^0$ и векторы $\nabla_y h_i(x^k, y^k)$, $i \in I_{01} \cup I^0$, линейно независимы.

Положим $\lambda_i^k = \tilde{\lambda}_i^k$ для $i \in I_{01} \cup I^0$ и $\lambda_i^k = 0$ для остальных i из $\{0, 1, \dots, p\}$. Тогда из (10) следует

$$\frac{v^k - y^k}{|v^k - y^k|} = \sum_{i=0}^p \lambda_i^k \nabla_y h_i(x^k, y^k), \quad (11)$$

где $\lambda^k = (\lambda_0^k, \dots, \lambda_p^k) \in \Lambda_{v^k}(x^k, y^k, S)$, и, следовательно, $|\lambda^k| \rightarrow +\infty$.

Не ограничивая общности, можно считать, что $\lambda^k |\lambda^k|^{-1}$. Тогда, разделив (10) на $|\lambda^k|$ и переходя к пределу, получаем $0 = \sum_{i \in I_{01} \cup I^0} \lambda_i \nabla_y h_i(x^0, y^0)$, $\lambda \neq 0$, что в силу RCPLD_S влечет

линейную зависимость векторов $\nabla_y h_i(x^k, y^k)$, $i \in I_{01} \cup I^0$, что противоречит их выбору. Из полученного противоречия вытекает справедливость утверждения теоремы.

Пусть $D = \{(x, y) \mid h_i(x, y) \leq 0 \ i \in I, h_i(x, y) = 0 \ i \in I_0, x \in X\}$.

Теорема 2. Пусть точка (x^0, y^0) является решением задачи BLPP и пусть выполнены условия (A–C) теоремы 1. Предположим, что функция G липшицева на множестве D с константой $l_0 > 0$. Тогда найдется число $\mu_0 > 0$ такое, что для любого $\mu > \mu_0$ точка (x^0, y^0) будет локальным решением задачи

$$G(x, y) + \mu(f(x, y) - \varphi(x)) \rightarrow \min, (x, y) \in D. \quad (12)$$

Следствие 1. Пусть в задаче BLPP $f(x, y) = \langle a_0(x), y \rangle$, $h_i(x, y) = \langle a_i(x), y \rangle + b_i(x)$ для всех $i = 1, \dots, p$ и для решения (x^0, y^0) данной задачи выполнены условия (A) и (C) теоремы 1. Предположим, что функция G липшицева на множестве D с константой $l_0 > 0$. Тогда найдется число $\mu_0 > 0$ такое, что для любого $\mu > \mu_0$ точка (x^0, y^0) будет локальным решением задачи (12).

Заключение

В статье получены достаточные условия частичной устойчивости задачи двухуровневого программирования. Полученные достаточные условия основываются на модификации условия регулярности RCPLD [5] и позволяют свести задачу двухуровневой оптимизации к одноуровневой задаче с негладкой целевой функцией. Предложенный подход является эффективным в случае линейности задачи нижнего уровня по переменной нижнего уровня.

Список литературы

1. Dempe S. *Foundations of bilevel programming*. Dordrecht: Kluwer Acad. Publishers; 2002.
2. Bard J.F. *Practical Bilevel Optimization*. Dordrecht, Boston, London: Kluwer Acad. Publishers; 1998.
3. Ye J.J., Zhu D.L. Optimality conditions for bilevel programming problems. *Optimization*. 1995;33:9-27.
4. Dempe S., Zemkoho A.B. Bilevel programming: reformulations, constraint qualifications and optimality conditions. *Mathematical Programming*. 2013;138:447-473.
5. Andreani R., Haeser G., Schuverdt M.L., Silva P.J.S. A relaxed constant positive linear dependence constraint qualification and applications. *Mathematical Programming*. 2012;135:255-273.
6. Федоров В.В. *Численные методы максимина*. Москва: Наука; 1979.
7. Luderer B., Minchenko L., Satsura T. *Multivalued analysis and nonlinear programming problems with perturbations*. Dordrecht: Kluwer Acad. Publishers; 2002.

8. Minchenko L., Stakhovski S. Parametric nonlinear programming problems under the relaxed constant rank condition. *SIAM J. Optimization*. 2011;21:1314-1332.
9. Гороховик В.В. *Конечномерные задачи оптимизации*. Минск: Издательский центр БГУ; 2007.

References

1. Dempe S. *Foundations of bilevel programming*. Dordrecht: Kluwer Acad. Publishers; 2002.
2. Bard J.F. *Practical Bilevel Optimization*. Dordrecht, Boston, London: Kluwer Acad. Publishers; 1998.
3. Ye J.J., Zhu D.L. Optimality conditions for bilevel programming problems. *Optimization*. 1995;33:9-27.
4. Dempe S., Zemkoho A.B. Bilevel programming: reformulations, constraint qualifications and optimality conditions. *Mathematical Programming*. 2013;138:447-473.
5. Andreani R., Haeser G., Schuverdt M.L., Silva P.J.S. A relaxed constant positive linear dependence constraint qualification and applications. *Mathematical Programming*. 2012;135:255-273.
6. Fedorov V.V. [*Numerical Maximin Methods*]. Moscow: Nauka; 1979. (In Russ.)
7. Luderer B., Minchenko L., Satsura T. *Multivalued analysis and nonlinear programming problems with perturbations*. Dordrecht: Kluwer Acad. Publishers; 2002.
8. Minchenko L., Stakhovski S. Parametric nonlinear programming problems under the relaxed constant rank condition. *SIAM J. Optimization*. 2011;21:1314-1332.
9. Gorokhovik V.V. [*Finite-Dimensional Optimization Problems*]. Minsk: Izdatelskij tsentr BGU; 2007. (In Russ.)

Вклад авторов

Оба автора принимали равное участие в получении результатов статьи.

Authors contribution

Both authors participated equally in receiving main results.

Сведения об авторах

Минченко Л.И., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры информатики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Сиротко С.И., к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры информатики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Minchenko L.I., D.Sci, Professor, Professor of Informatics Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Sirotko S.I., PhD., Associate Professor, Associate Professor of Informatics Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-86-66;
e-mail: sergeyis@bsuir.by
Сиротко Сергей Иванович

Address for correspondence

220013 Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
tel. +375-17-293-86-66;
e-mail: sergeyis@bsuir.by
Sirotko Sergey Ivanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-93-100>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.37

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДВУХСЛОЙНЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ ОКСИДОВ ПЕРЕХОДНЫХ МЕТАЛЛОВ

БОЙПРАВ О.В., БОГУШ Н.В., ЛЫНЬКОВ Л.М.

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

Поступила в редакцию 25 сентября 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Цель работы, результаты которой представлены в рамках статьи, заключалась в исследовании закономерностей взаимодействия электромагнитного излучения диапазона частот 0,7...17 ГГц с двухслойными структурами, поверхностный слой которых изготовлен с использованием порошкообразного диоксида титана, а внутренний слой – с использованием порошкообразного материала на основе оксида трехвалентного железа. Толщина слоев исследованных структур изменялась в пределах от 0,3 до 1 см. Для достижения поставленной цели были решены задачи, связанные с разработкой методики изготовления многослойных структур на основе композиционных материалов, содержащих оксиды переходных металлов, а также с измерением значений коэффициентов отражения и передачи электромагнитного излучения в диапазоне частот 0,7...17 ГГц образцов таких структур. Указанные измерения проводились с использованием панорамного измерителя коэффициентов отражения и передачи SNA 0.01–17. На основе полученных результатов измерений показано, что в диапазоне частот 0,7...2 ГГц наименьшими значениями коэффициента отражения электромагнитного излучения, достигающими –20 дБ, характеризуются структуры, толщина поверхностного слоя которых составляет 1 см, а в диапазоне 2...17 ГГц – структуры, толщина поверхностного слоя которых составляет 0,5 или 1 см (в зависимости от толщины внутреннего слоя). Значения коэффициента передачи электромагнитного излучения в диапазоне частот 0,7...17 ГГц таких структур достигают величины –23 дБ. С учетом полученных результатов исследования предложено использовать рассмотренные структуры в процессе создания экранированных помещений или усовершенствования последних (например, в случаях, когда необходимо снизить уровень пассивных помех в помещениях, экранированных с помощью металлических материалов).

Ключевые слова: диоксид титана, многослойная структура, оксид железа, электромагнитное излучение.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Бойправ О.В., Богуш Н.В., Лыньков Л.М. Характеристики отражения и передачи электромагнитного излучения двухслойных структур на основе оксидов переходных металлов. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 93–100.

ELECTROMAGNETIC RADIATION REFLECTION AND TRANSMISSION CHARACTERISTICS OF TWO-LAYER STRUCTURES BASED ON TRANSITION METAL OXIDES

OLGA V. BOIPRAV, NATALLIA V. BOGUSH, LEONID M. LYNKOU

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

Submitted 25 September 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The aim of the work, the results of which are presented in the framework of the article, was to study the of electromagnetic radiation interaction laws in the frequency range 0.7...17 GHz with two-layer structures, the surface layer of which was made using powdered titanium dioxide, and the inner layer was made using a powder material based on oxide ferric iron. The thickness of the layers of the studied structures varied from 0.3 to 1 cm. To achieve this goal, the objectives associated with the development of a methodology for the manufacture of multilayer structures based on composite materials containing transition metal oxides, as well as with the measurement of such structures samples electromagnetic radiation reflection and transmission coefficients in the frequency range 0.7...17 GHz. These measurements were carried out using a panoramic meter of reflection and transmission coefficients SNA 0.01–17. Based on the obtained measurement results, it was shown that in the frequency range 0.7...2 GHz, the lowest values of electromagnetic radiation reflection coefficient, reaching –20 dB, are characterized by structures whose surface layer thickness is 1 cm, and in the range 2 ... 17 GHz – structures, thickness the surface layer of which is 0.5 or 1 cm (depending on the thickness of the inner layer). The values of electromagnetic radiation transmission coefficient in the frequency range of 0.7...17 GHz of such structures reach –23 dB. Based on the results of the study, it is proposed to use the considered structures in the process of creating shielded rooms or improving the latter (for example, in cases, when it's necessary to reduce the level of passive interference in rooms shielded with metal materials).

Keywords: titanium dioxide, multi-layer structure, iron oxide, electromagnetic radiation.

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

For citation. Boiprav O.V., Bogush N.V., Lynkou L.M. Electromagnetic radiation reflection and transmission characteristics of two-layer structures based on transition metal oxides. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 93-100.

Введение

В работе [1] представлены результаты исследования закономерностей взаимодействия электромагнитного излучения (ЭМИ) с композиционными материалами на основе порошкообразного диоксида титана в зависимости от их толщины. Показано, что значения коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне частот 0,7...17 ГГц таких материалов – не ниже –14 дБ, а коэффициента передачи – не ниже –20 дБ. В рамках настоящей работы получили развитие исследования, представленные в [1], в частности, реализовано следующее:

- изготовлены двухслойные структуры, поверхностный слой которых представляет собой композиционный материал на основе порошкообразного диоксида титана, а внутренний – композиционный материал на основе порошка, основным элементом которого является оксид трехвалентного железа; толщина каждого из слоев изготовленных структур – 0,3...1 см;
- выполнен анализ характеристик отражения и передачи ЭМИ в диапазоне частот 0,7...17 ГГц изготовленных структур.

Методика проведения эксперимента

Авторами предложены две методики изготовления многослойных структур на основе композиционных материалов.

Первая из предложенных методик применима для получения многослойных структур, у которых толщина слоев > 5 мм. Она заключается в выполнении следующего.

1. Приготовление раствора связующего вещества (или растворов связующих веществ) для формирования слоев изготавливаемой структуры.

2. Разделение приготовленного (-ых) раствора (-ов) на части, количество которых эквивалентно количеству слоев изготавливаемой структуры.

3. Равномерное распределение порошкообразных наполнителей на основе оксидов переходных металлов по объему растворов путем смешивания первых со вторым при помощи промышленного миксера. Объем каждой из полученных смесей должен превышать на 3...5 % требуемый объем каждого из формируемых на их основе слоев (каждый из слоев представляет собой прямоугольный параллелепипед).

4. Заполнение полученными смесями форм, характеризующихся прямоугольным сечением. Количество форм должно быть эквивалентно количеству слоев изготавливаемой структуры.

5. Высушивание смесей в формах.

6. Извлечение из форм, полученных в результате высушивания композиционных материалов.

7. Соединение извлеченных из форм композиционных материалов при помощи распыляемого или гипсового клея.

Вторая из предложенных методик применима для получения структур, толщина всех или некоторых слоев которых ≤ 5 мм. Она заключается в выполнении следующего.

1. Приготовление раствора связующего вещества для формирования последнего (относительно фронта распространения электромагнитной волны) слоя изготавливаемой структуры.

2. Равномерное распределение порошкообразного наполнителя по объему приготовленного раствора связующего вещества путем смешивания первого со вторым при помощи промышленного миксера. Объем полученной смеси должен превышать на 3...5 % требуемый объем формируемого на ее основе слоя структуры (каждый из слоев представляет собой прямоугольный параллелепипед).

3. Заполнение полученной смесью формы, характеризующейся прямоугольным сечением.

4. Высушивание смеси в форме.

5. Выполнение этапов 1 и 2 с использованием материалов для формирования предпоследнего (относительно фронта распространения электромагнитной волны) слоя изготавливаемой структуры.

6. Распределение при помощи шпателя полученной смеси по поверхности расположенного в форме композиционного материала, полученного в результате выполнения этапа 4.

7. Высушивание распределенной смеси.

8. Повтор этапов 5–7 до того момента, пока не будет нанесен и высушен поверхностный слой изготавливаемой структуры.

Двухслойные структуры, явившиеся объектами исследований в рамках настоящей работы, изготовлены в соответствии с предложенными методиками. В таблице представлены характеристики этих структур.

Таблица. Характеристики изготовленных двухслойных структур
Table. Characteristics of developed two-layer structures

Толщина поверхностного слоя структуры, см Structure surface layer thickness, cm	Толщина внутреннего слоя структуры, см Structure inner layer thickness, cm	Наименование изготовленной структуры Name of the manufactured structure
0,3	0,5	Структура 1
0,5		Структура 2
0,7		Структура 3
1		Структура 4
0,3	1	Структура 5
0,5		Структура 6
0,7		Структура 7
1		Структура 8

Для измерения значений коэффициентов отражения и передачи ЭМИ использован панорамный измеритель коэффициентов отражения и передачи SNA 0,01–18. Измерения выполнялись в соответствии с ГОСТ 20271.1-91 Изделия электронные СВЧ. Методы измерения электрических параметров.

Результаты и их обсуждение

На рис. 1, 2 представлены частотные зависимости коэффициента отражения ЭМИ изготовленных структур.

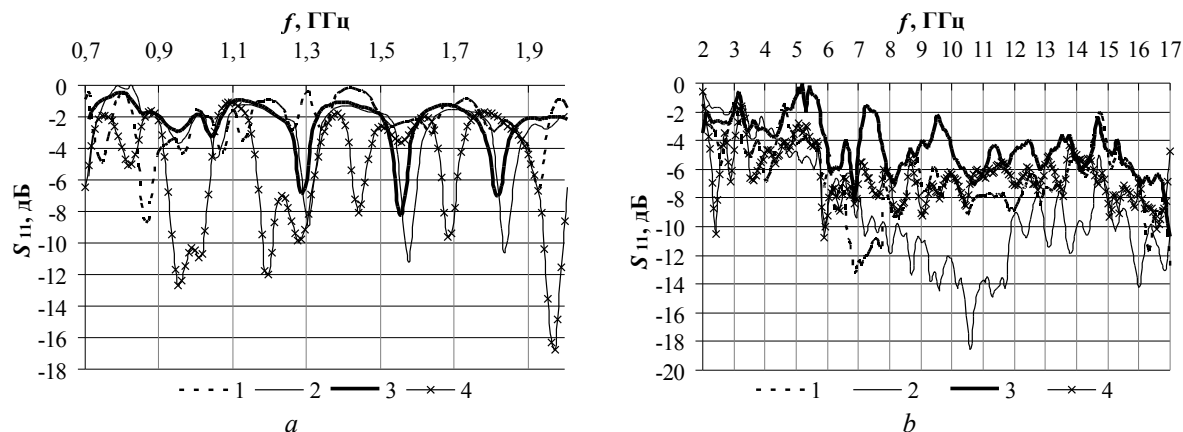


Рис. 1. Частотные зависимости коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне 0,7...2 ГГц (a) и 2...17 ГГц (b) структур 1, 2, 3 и 4 (кривые 1, 2, 3 и 4 соответственно)

Fig. 1. Frequency dependences of the EMR reflection coefficient in the range 0.7...2 GHz (a) and 2...17 GHz (b) of structures 1, 2, 3 and 4 (lines 1, 2, 3 and 4 respectively)

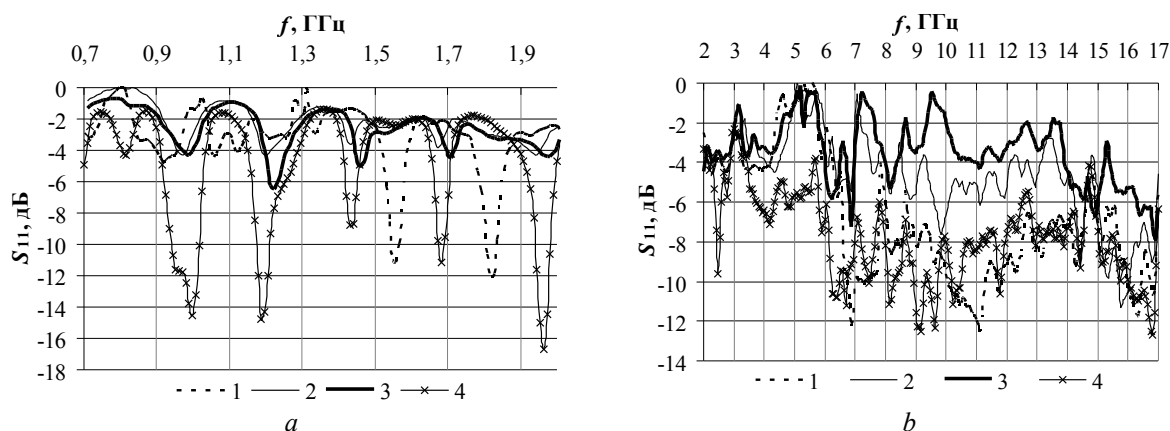


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне 0,7...2 ГГц (a) и 2...17 ГГц (b) структур 5, 6, 7 и 8 (кривые 1, 2, 3 и 4 соответственно)

Fig. 2. Frequency dependences of the EMR reflection coefficient in the range 0.7...2 GHz (a) and 2...17 GHz (b) of structures 5, 6, 7 and 8 (lines 1, 2, 3 and 4 respectively)

В диапазоне частот 0,7...2 ГГц значения коэффициента отражения ЭМИ структуры 1 изменяются в пределах от –0,5 до –8 дБ, структур 2, 3 и 4 – соответственно в пределах от –2 до –11 дБ, от –0,5 до –8 дБ и от –2 до –17 дБ. Математические модели множества точек минимума характеристик отражения ЭМИ этих структур могут быть соответственно представлены следующим образом:

$$(0,75+0,1 \cdot n) \text{ ГГц}, n \in [0; 11], n \in \mathbb{Z}; \quad (1)$$

$$(1,05+0,25 \cdot n) \text{ ГГц}, n \in [0; 3], n \in \mathbb{Z}; \quad (2)$$

$$(0,85+0,1 \cdot n) \text{ ГГц}, n \in [0; 3], (1,3+0,25 \cdot k) \text{ ГГц}, k \in [0; 2], n, k \in \mathbb{Z}; \quad (3)$$

$$(0,8+0,2 \cdot n) \text{ ГГц}, n \in [0; 2], (1,45+0,25 \cdot k) \text{ ГГц}, k \in [0; 2], n, k \in Z. \quad (4)$$

Наличие точек минимума на характеристиках отражения ЭМИ структур обусловлено противофазным взаимодействием электромагнитных волн, отражаемых их слоями [2].

В диапазоне частот 2...17 ГГц значения коэффициента отражения ЭМИ структуры 1 – от –2 до –12 дБ, а структур 2, 3 и 4 – соответственно от –2 до –18 дБ, от –1 до –8 дБ и от –2 до –10 дБ. Резонансное снижение величины анализируемого параметра с –6 до –12 дБ зарегистрировано в диапазоне частот 6...8 ГГц у структуры 1 и с –10 до –18 дБ в диапазоне частот 9...12 ГГц у структуры 2. У структур 3 и 4 резонансные снижения значений коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне частот 2...17 ГГц не наблюдались, что может быть обусловлено тем, что поверхностные слои этих структур ввиду их большей материалоемкости по сравнению со структурами 1 и 2 в большей степени снижают энергию взаимодействующего с ними ЭМИ.

На основе результатов сравнительного анализа характеристик, представленных на рис. 1 и 2, можно сделать вывод о том, что увеличение с 0,5 до 1 см толщины внутреннего слоя структуры 1 обуславливает снижение на 1...10 дБ значений ее коэффициента отражения ЭМИ на частотах, представленных в выражении (1), и на 2...5 дБ на частотах диапазона 2...17 ГГц. Увеличение с 0,5 до 1 см толщины внутренних слоев структур 2, 3 и 4 не оказывает существенного влияния на значения ее коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне частот 0,7...2 ГГц. Величина рассматриваемого параметра в диапазоне частот 2...17 ГГц при этом возрастает на 2...10 дБ у структуры 2, остается практически неизменной у структуры 3 и снижается на 1...4 дБ у структуры 4.

Для оценки целесообразности применения изготовленных структур в целях снижения энергии ЭМИ, отражаемого металлическими объектами, выполнены размещения этих структур на металлических подложках и измерения значений их коэффициентов отражения ЭМИ. На основе результатов таких измерений получены частотные зависимости, представленные на рис. 3, 4. Из этих зависимостей следует, что снижение энергии ЭМИ, отражаемого металлическими объектами, в диапазоне частот 0,7...2 ГГц в наибольшей степени (в 2...100 раз) обеспечивается изготовленной двухслойной структурой, толщина поверхностного слоя которой составляет 0,7 см, а внутреннего – 0,5 см, а в диапазоне частот 2...17 ГГц – структурой, толщина поверхностного и внутреннего слоев которой составляет 0,5 см.

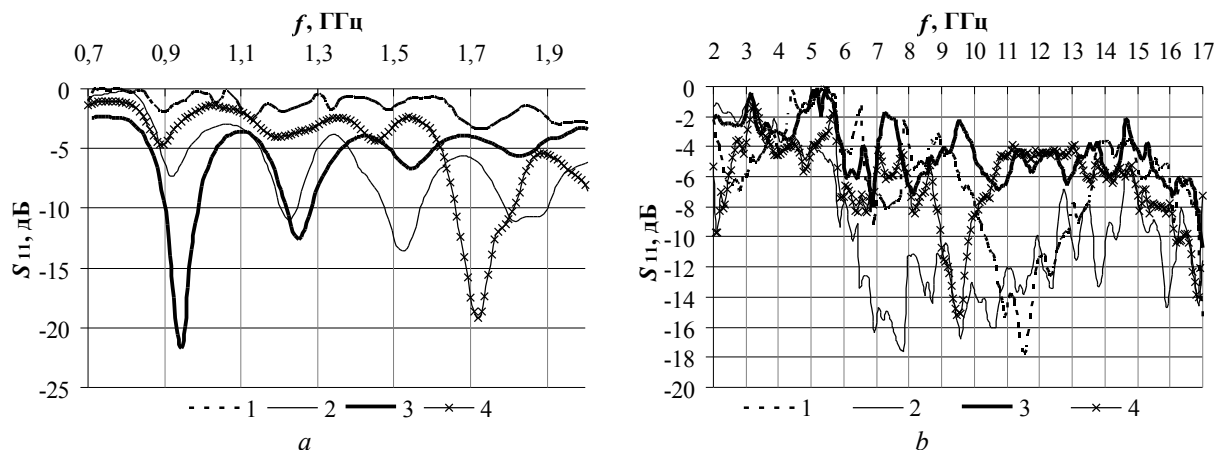


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне 0,7...2 ГГц (а) и 2...17 ГГц (б) размещенных на металлических подложках структур 1, 2, 3 и 4 (кривые 1, 2, 3 и 4 соответственно)

Fig. 3. Frequency dependences of the EMR reflection coefficient in the range of 0.7...2 GHz (a) and 2...17 GHz (b) of structures 1, 2, 3 and 4 placed on metal substrates (lines 1, 2, 3 and 4 respectively)

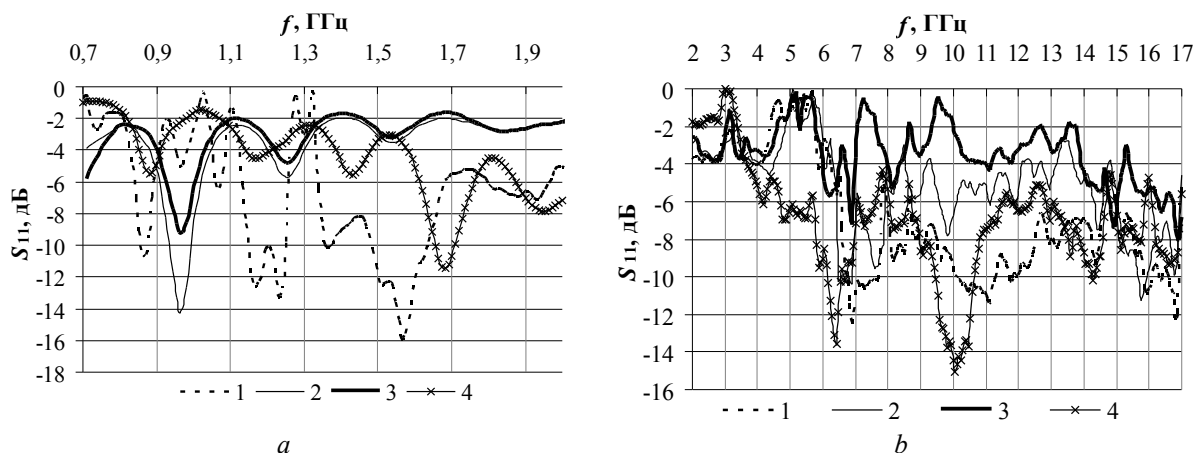


Рис. 4. Частотные зависимости коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне 0,7...2 ГГц (а) и 2...17 ГГц (б) размещенных на металлических подложках структур 5, 6, 7 и 8 (кривые 1, 2, 3 и 4 соответственно)

Fig. 4. Frequency dependences of the EMR reflection coefficient in the range of 0.7...2 GHz (a) and 2...17 GHz (b) of structures 5, 6, 7 and 8 placed on metal substrates (lines 1, 2, 3 and 4 respectively)

На рис. 5, 6 представлены частотные зависимости коэффициента передачи ЭМИ изготовленных структур.

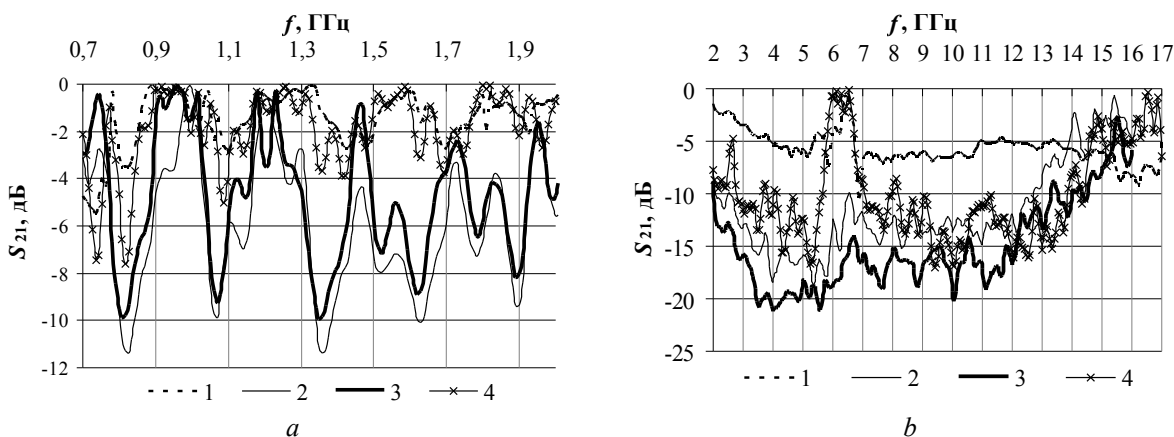


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициента передачи ЭМИ в диапазоне 0,7...2 ГГц (а) и 2...17 ГГц (б) структур 1, 2, 3 и 4 (кривые 1, 2, 3 и 4 соответственно)

Fig. 5. Frequency dependences of the EMR transmission coefficient in the range 0.7...2 GHz (a) and 2...17 GHz (b) of structures 1, 2, 3 and 4 (lines 1, 2, 3 and 4 respectively)

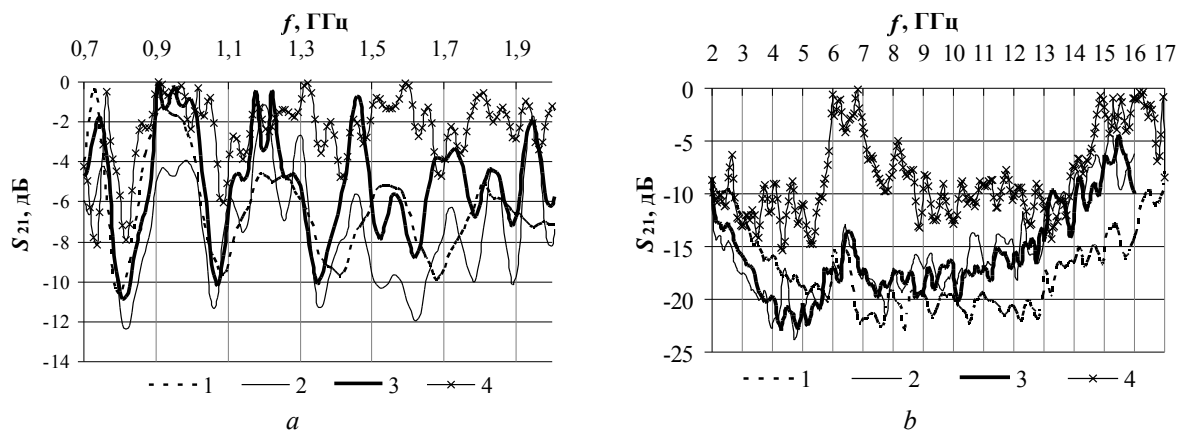


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициента передачи ЭМИ в диапазоне 0,7...2 ГГц (а) и 2...17 ГГц (б) структур 5, 6, 7 и 8 (кривые 1, 2, 3 и 4 соответственно)

Fig. 6. Frequency dependences of the EMR transmission coefficient in the range 0.7...2 GHz (a) and 2...17 GHz (b) of structures 5, 6, 7 and 8 (lines 1, 2, 3 and 4 respectively)

Из рис. 5 следует, что наименьшими значениями коэффициента передачи ЭМИ в диапазоне частот 0,7...17 ГГц, изменяющимися в пределах от –1 до –23 дБ, характеризуются структуры 2 и 3. В диапазоне частот 0,7...2 ГГц величина рассматриваемого параметра структур 1 и 4 изменяется в пределах от –1 до –8 дБ, а в диапазоне частот 2...17 ГГц – соответственно в пределах от –2 до –7 дБ и от –1 до –16 дБ. На основе результатов сравнения частотных зависимостей, представленных на рис. 5 и 6, установлено, что увеличение с 0,5 до 1 см толщины внутреннего слоя структур 2, 3 и 4 не оказывает существенного влияния на значения их коэффициента передачи ЭМИ в диапазоне частот 0,7...17 ГГц. Величина рассматриваемого параметра структуры 1 при этом снижается на 1...15 дБ. Это позволяет сделать вывод о том, что поверхностные слои структур 1 и 5 являются согласующими (т. е. уменьшающими разность между волновыми сопротивлениями воздуха и их внутренних слоев и оказывающими влияние на значения их коэффициента отражения ЭМИ), а структур 2, 3, 4, 6, 7 и 8 – поглощающими (т. е. оказывающими влияние на значения их как коэффициента отражения, так и коэффициента передачи ЭМИ).

Выводы

На основе полученных результатов можно сделать вывод о том, что двуслойная структура толщиной 1,3 или 1,5 см, изготовленная из композиционных материалов, наполнителями которых являются диоксид титана и порошок на основе оксида трехвалентного железа, характеризуется на 2...10 дБ более низкими значениями коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне частот 0,7...17 ГГц (в том числе и значениями, полученными при измерениях с применением металлических подложек), чем однослойный композиционный материал толщиной 1,5 см на основе диоксида титана, рассмотренный в работе [1], при сопоставимых значениях коэффициента передачи ЭМИ. В связи с этим исследованные в рамках настоящей работы структуры представляются перспективными для использования в целях усовершенствования эксплуатационных свойств экранированных помещений. Оптимальная толщина поверхностного слоя таких структур для применения в указанных целях – 0,5 см.

Список литературы

1. Бойправ О.В., Неверов Н.А., Богуш Н.В., Лыньков Л.М. Экранирующие характеристики композиционных материалов на основе порошкообразного диоксида титана и гипса. *Доклады БГУИР*. 2018;118:71-75.
2. Муромцев Д.Ю., Зырянов Ю.Т., Федюнин П.А., Белоусов О.А., Рябов А.В., Головченко Е.В. *Электродинамика и распространение радиоволн*. Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ»; 2012.

References

1. Boiprav O.V., Neverov N.A., Bogush N.V., Lynkou L.M. [Shielding Characteristics of Composite Materials Based on Titanium Dioxide]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2018;118:71-75. (In Russ.)
2. Muromcev D.Ju., Zytjanov Ju.T., Fedjunin P.A., Belousov O.A., Rjabov A.V., Golovchenko E.V. [*Electrodynamics and Radiowave Propagation*]. Tambov: FGBOU VPO «TGTU»; 2012. (In Russ.)

Вклад авторов

Бойправ О.В. разработала методику изготовления двухслойных структур на основе оксидов переходных металлов, а также выполнила сравнительный анализ частотных зависимостей коэффициентов отражения и передачи ЭМИ этих структур.

Богуш Н.В. выполнила изготовление образцов двухслойных структур в соответствии с разработанной методикой, а также измерение значений их коэффициентов отражения и передачи ЭМИ.

Лыньков Л.М. определил задачи, которые необходимо было решить в ходе проведения исследований, а также принимал участие в интерпретации их результатов.

Authors contribution

Boiprav O.V. has developed a method for manufacturing of two-layer structures based on metal oxides, performed a comparative analysis of the frequency dependences of electromagnetic radiation reflection and transmission coefficients of these structures.

Bogush N.V. has performed the production of the samples of two-layer structures in accordance with the developed method, measurement of values of their EMR reflection and transmission coefficients.

Lynkou L.M. has identified the tasks that needed to be solved during the research, and also participated in the interpretation of the research results.

Сведения об авторах

Бойправ О.В., к.т.н., доцент, доцент кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Богущ Н.В., научный сотрудник НИЛ 5.3 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лыньков Л.М., д.т.н., профессор, Почетный профессор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-22-09;
e-mail: boiprav@tut.by
Бойправ Ольга Владимировна

Information about the authors

Boiprav O.V., PhD, Associate Professor, Associate Professor of Information Security Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Bogush N.V., Researcher of SRL 5.3 of R&D Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Lynkou L.M., D.Sci., professor, Honorary professor of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
tel. +375-17-293-22-09;
e-mail: boiprav@tut.by
Boiprav Olga Vladimirovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-101-108>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 681.5.09

ИНТЕЛЛЕКТНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗА ВИБРАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

ГУЛАЙ А.В., ЗАЙЦЕВ В.М.

Белорусский национальный технический университет, г. Минск, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 25 сентября 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. При решении инженерных задач динамики машин часто возникает необходимость выявления гармонических составляющих акустических колебаний в узком временном строке. Это требует привлечения методов вейвлет-преобразования колебаний и введения интеллектуальных систем в состав используемых в эксперименте аппаратно-программных средств. Вейвлет рассматривается как короткое по продолжительности во времени сигнальное функциональное окно, которое имеет внутреннее строение в виде затухающего волнообразного всплеска и характеризуется масштабом отображения определенных событий в области частотного спектра сигнала, а также сдвигами по оси времени. В качестве вейвлет-функций используются вещественные непрерывные функции вещественных аргументов (вейвлеты Добеши, Гауссовы вейвлеты, МНат-вейвлеты), комплекснозначные функции вещественных аргументов (вейвлеты Морле и Пауля), а также вещественные дискретные функции (ХААРТ- и FНат-вейвлеты). Изложен метод вейвлет-анализа вибрационных сигналов при акустической диагностике машин и механизмов. Математической основой алгоритма обработки вибросигналов является цифровая реализация дискретных отсчетов вейвлетов с последующей визуализацией результатов в виде скейлотонов. Инженерный анализ и реконструкцию сигналов предложено выполнять путем реализации дискретизированных по аргументам прямого и обратного непрерывных вейвлет-преобразований. Рассмотрена структурно-функциональная схема многоканальной системы интеллектуального вейвлет-анализа вибрационных сигналов в машинах. Интеллектуальная система для исследования вибросигналов позволяет формировать совокупность фактографических параметров при расчете скейлотонов по вейвлет-функциям. Приведен пример экспериментальной реализации метода вейвлет-преобразования параметров вибрационных сигналов. Представлены результаты расчета скейлотонов при использовании МНат-вейвлета и DOG-вейвлета.

Ключевые слова: интеллектуальная технология, сенсорный контроль, вибрационный сигнал, вейвлет-анализ.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Гулай А.В., Зайцев В.М. Интеллектуальная технология вейвлет-анализа вибрационных сигналов. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 101–108.

INTELLIGENT TECHNOLOGY OF WAVELET ANALYSIS OF VIBRATION SIGNALS

ANATOLY V. GULAI, VLADIMIR M. ZAITSEV

Belarusian National Technical University, Minsk, Republic of Belarus

Submitted 25 September 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. During solution of engineering problems of machinery dynamics a need of revealing the harmonic components often arises in the narrow timing gate. This requires the use of wavelet-transformation oscillation methods and introduction of intelligent systems to hardware and software used in the experiment. The wavelet is considered as a short in time signal functional window, which has its internal structure in the form of a fading wavelike burst, and it is characterized by a scale of display of certain events in the field of the signal frequency spectrum, as well as and by time axis shifts. Complex-functioned continuous functions of real arguments (Daubechies wavelets, Gaussian wavelets, MHat-wavelets), complex-valued functions of real arguments (Morlet and Paul wavelets), as well as real discrete functions (HAART- and FHat-wavelets) are used as wavelet functions. The wavelet analysis method of vibration signals is disclosed at acoustic diagnostics of machines and mechanisms. Digital implementation of discrete indications of wavelets with the subsequent visualization of results in the form of scalotons is the mathematical basis of the algorithm for procession of vibration signals. It has been suggested that engineering analysis and reconstruction of signals should be implemented by means of directed and reverse continuous wavelet conversions, which are discrete by arguments. The structural and functional scheme of the multichannel system of the intelligent wavelet analysis of vibration signals in machines has been considered. The intelligent system for study of vibration signals makes it possible to form the totality of photographic parameters, when scalotons are calculated by wavelet functions. An example of experimental implementation of the wavelet conversion method of vibration signals parameters is shown. Results of scalotons calculation are shown, when MHat-wavelet and DOG-wavelet are used.

Keywords: intelligent technology, touch control, vibration signal, wavelet analysis.

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

For citation. Gulai A.V., Zaitsev V.M. Intelligent technology of wavelet analysis of vibration signals. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 101-108.

Введение

Одним из самостоятельных, интенсивно развивающихся направлений сенсорного (в том числе интеллектуального) контроля является акустическая диагностика машин и механизмов. В основе акустической диагностики технического состояния машин лежит предположение об обратимой функциональной зависимости между параметрами состояния контролируемого объекта и диагностическими признаками. В качестве параметров состояния выбирают величины, характеризующие структуру машины, режим ее работы, а также внешние условия ее функционирования. Диагностические признаки определяются с использованием сенсоров, воспринимающих сложные результирующие сигналы (вибрации, шумы), характеристики которых в общем случае зависят от всех параметров состояния машины.

Снижению вероятности ошибочного результата при акустическом контроле состояния машины способствует использование комбинированных диагностических признаков [1]. Это особенно эффективно, когда акустические сигналы объектов контроля являются случайными процессами и требуются статистические модели диагностики, выходные сигналы которых также носят случайный характер. При решении инженерных задач динамики машин достаточно часто возникает необходимость выявления гармонических составляющих акустических колебаний в узком временном строе. Это требует привлечения методов вейвлет-преобразования колебаний и введения интеллектуальных систем в состав используемых в эксперименте аналитических средств.

Вейвлет-анализ вибрационных сигналов: сущность метода

Вейвлет-анализ относится к категории перспективных методов цифровой обработки сигналов и обеспечивает реализацию идеи многомасштабного исследования сигнальной информации. Вейвлет целесообразно рассматривать как короткое по продолжительности во времени сигнальное функциональное окно, которое имеет внутреннее строение в виде затухающего волнообразного всплеска и характеризуется масштабом отображения определенных событий в области частотного спектра сигнала, а также сдвигами по оси времени [2].

Отличительной особенностью вейвлет-анализа является использование упорядоченного набора особых функций $\psi_i(t)$, называемых базисными, с помощью которых исследуемый сигнал $X(t)$ может быть единственным образом представлен в форме линейной комбинации (линейного разложения) следующего вида:

$$X(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i \psi_i(t),$$

где C_i – коэффициенты разложения; $\{\psi_i(t)\}$, $i = 0, 1, 2, \dots$ – вейвлет-функции, образующие базис разложения, которое принято называть обобщенным рядом Фурье.

В отличие от анализа по Фурье-технологиям в вейвлет-анализе для формирования базиса применяется некоторая материнская вейвлет-функция $\psi(t)$ и набор ортогональных дочерних вейвлетов $\psi_i(t)$. По отношению к материнскому вейвлету $\psi(t)$ и друг к другу формы представления и структуры дочерних вейвлетов $\psi_i(t)$, как математических объектов, обладают свойством подобия, и их, в известной мере, допустимо рассматривать в качестве фракталов.

Материнский вейвлет $\psi(t)$ может образовывать вейвлет-базис в том случае, если:

– функция $\psi(t)$ определена на пространстве комплекснозначных функций с ограниченной энергией, вследствие чего она имеет ограниченную норму

$$N[\psi(t)] = \left\{ \int_0^{\infty} |\psi(t)|^2 dt \right\}^{1/2} < \infty;$$

– является знакопеременной с нулевым средним

$$\sum_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) = 0;$$

– по мере увеличения абсолютного значения аргумента t функция быстро убывает во временной (пространственной) области и сходится к нулю, то есть при любых вещественных $D > 0$ и $\rho > 0$ имеет место соотношение

$$|\psi(t)| < D(1 + |t|)^{-1-\rho}.$$

В качестве вейвлет-функций используются разнообразные вещественные непрерывные функции вещественных аргументов (Гауссовы вейвлеты разных порядков, вейвлеты Добеши, МНат-вейвлеты типа «мексиканская шляпа»), а также комплекснозначные функции вещественных аргументов (вейвлеты Морле и Пауля) (табл. 1). Находят применение также вещественные дискретные функции, в том числе ХААРТ-вейвлеты и FNat-вейвлеты типа «французская шляпа». Для комплекснозначных вейвлетов дополнительно требуется вещественность Фурье-преобразований и их быстрое убывание в области отрицательных частот.

Если задан масштаб μ и сдвиг по времени τ , то дочерние вейвлеты, входящие в базис, связаны с материнским вейвлетом следующим соотношением:

$$\psi_i(\mu, \tau) = \mu^{-1/2} \psi[(t - \tau)/\mu],$$

при этом коэффициент $\mu^{-1/2}$ обеспечивает сохранение нормы $N[\psi_i(\mu, \tau)] = N[\psi(t)]$. Таким образом, дочерние вейвлеты образуются путем растяжения или сжатия материнского вейвлета в соответствии со значением параметра μ и последующим сдвигом на τ единиц по оси времени.

Таблица 1. Виды вейвлет-функций
Table 1. Types of wavelet functions

Вид вейвлет-функции Type of wavelet function	Наименование вейвлет-функции Name of wavelet function	Аналитическое представление вейвлет-функции Analytical presentation of a wavelet function
Вещественная непрерывная функция вещественной переменной	Вейвлеты Гаусса	$\psi(t) = (-1)^{n-1} d^n [\exp(-t^2/2)] / dt^n$; n – порядок вейвлета
	DOG-вейвлеты	$\psi(t) = \exp[-t^2/2] - \exp[-t^2/8]$
	Вейвлеты Добеши	$\psi(r) = -0,25(1 + 3^{1/2})\varphi(2r - 1) +$ $+ 0,25(3 + 3^{1/2})\varphi(2r) - 0,25(3 - 3^{1/2})\varphi(2r + 1) +$ $+ 0,25(1 - 3^{1/2})\varphi(2r + 2)$, где $\varphi(r)$ – коэффициенты сглаживания; $\varphi(0) = 0$; $\varphi(1) = 0,5(1 + 3^{1/2})$; $\varphi(2) = 0,5(1 - 3^{1/2})$; $\varphi(3) = 0$
	MHat – «мексиканская шляпа»	$\psi(t) = (1 - t^2)\exp(-t^2/2)$
Комплекснозначная непрерывная функция вещественной переменной	Вейвлеты Морле	$\psi(t) = \exp(-t^2/2)\exp(j\omega t)$
	Вейвлеты Пауля	$\psi(t) = \exp(-t^2/2)\exp(-jk_0 t)$; k_0 – параметр экспоненты

Математическая модель вейвлет-анализа вибрационных сигналов

Вейвлет-преобразование основано на свертке сигнала $X(t)$ с вейвлет-функцией, что переводит сигнал из области временного представления в частотно-временную область и позволяет выявить его особенности в зоне локализации вейвлета. При этом различают непрерывное и дискретное преобразования. Непрерывное вейвлет-преобразование наиболее эффективно применяется для спектрального анализа нестационарных сигналов, а дискретное вейвлет-преобразование – для дискретного кодирования и реконструкции сигналов.

Прямое непрерывное вейвлет-преобразование (ПНВП) задается соотношением

$$WX_{\text{нвп}}(\mu, \tau) = \mu^{-1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} X(t) \psi^*[(t - \tau)/\mu] dt,$$

где ψ^* – вещественная вейвлет-функция или комплексное сопряжение для комплекснозначной вейвлет-функции ψ . В ПНВП параметр сдвига τ отображает точки временной оси, а параметр масштаба μ с достаточной точностью соответствует точкам оси частот, при этом $\omega = 2\pi f \approx \mu^{-1}$.

Для одномерного сигнала $X(t)$ ПНВП создает его отображение на плоскости в координатах время-частота. Это позволяет при выполнении анализа осуществлять двухкоординатную локацию с привязкой событий частотной области к определенным моментам времени. Результатами ПНВП в общем случае являются комплексные значения $WX_{\text{нвп}}(\mu, \tau)$, модули которых $|WX_{\text{нвп}}(\mu, \tau)|$ могут выступать в качестве меры наличия частот $\omega \approx \mu^{-1}$ в спектре сигнала $X(t)$ в моменты времени, которые соответствуют сдвигам τ .

Модуль комплексного значения $WX_{\text{нвп}}(\mu, \tau)$ отражает степень корреляционной связи вейвлета и сигнала на рассматриваемом интервале времени, то есть степень их схожести. Конкретный результат зависит от вида вейвлета. В качестве масштабного коэффициента μ рационально выбирать числовые значения, обратно пропорциональные частоте f . Поверхность $|WX_{\text{нвп}}(\mu, \tau)|$ в трехмерной системе координат $\{\mu, \tau, |WX_{\text{нвп}}(\mu, \tau)|\}$ образует скейлтон.

Операция определения модуля $WX_{\text{нвп}}(\mu, \tau)$ приводит к локальным деформациям поверхности скейлтона. Для корректного выполнения вейвлет-анализа с получением инженерно значимых результатов важно сохранять взаимное расположение точек поверхности. В качестве рационального приема предлагается использовать минимально возможный предварительный «подъем» всей поверхности в знакоположительную область пространства и последующее нормирование координат $WX_{\text{нвп}}(\mu, \tau)$ ее точек:

$$\{\mu, \tau, WX_{\text{НВП}}(\mu, \tau)\} \rightarrow \{\mu, \tau, WX_{\text{НВП}}^*(\mu, \tau)\} \rightarrow \{\mu, \tau, WX_{\text{НВП}}^{(n)}(\mu, \tau)\};$$

$$WX_{\text{НВП}}^*(\mu, \tau) = WX_{\text{НВП}}(\mu, \tau) + |\min\{WX_{\text{НВП}}(\mu, \tau) < 0\}|;$$

$$WX_{\text{НВП}}^{(n)}(\mu, \tau) = WX_{\text{НВП}}^*(\mu, \tau) / (\max\{WX_{\text{НВП}}^*(\mu, \tau)\}).$$

Координаты $0 < WX_{\text{НВП}}^{(n)}(\mu, \tau) < 1$ точек скейлотона в те или в иные моменты времени могут трактоваться как значения функций принадлежности конкретных частот $\omega \approx \mu^{-1}$ к нечеткому множеству частот спектра сигнала при сдвигах τ .

Обратное непрерывное вейвлет-преобразование (ОНВП) определяется интегральными операциями реконструкции сигнала $X(t)$:

$$X(t) = C_{\psi}^{-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} WX_{\text{НВП}}(\mu, \tau) \mu^{-1/2} \psi[(t - \tau)/\mu] d\tau (\mu^{-2}) d\mu,$$

$$C_{\psi} = \int_{-\infty}^{+\infty} |F\psi(j\omega)|^2 |\omega| d\omega,$$

где $F\psi(j\omega)$ – преобразование Фурье для функции $\psi[(t - \tau)/\mu]$

$$F\psi(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi[(t - \tau)/\mu] \exp(-j\omega t) dt.$$

Приближенная схема инженерного анализа и реконструкции сигналов может быть получена с использованием численных методов на принципах реализации дискретизированных по аргументам интегральных преобразований (соответственно, дискретизированных по аргументам прямого и обратного непрерывных вейвлет-преобразований ДА-ПНВП и ДА-ОНВП).

Для последовательности сдвигов $\tau = \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\max}$ с шагом $\Delta\tau$ и последовательности масштабов $\mu = \mu_1, \mu_2, \dots, \mu_{\max}$ с шагом $\Delta\mu$ ряд наблюдений и регистраций сигнала, состоящий из $M1$ его отсчетов $X(t_i)$, $i = 0, 1, 2, \dots, M1 - 1$, может подвергаться ДА-ПНВП. Это обеспечивается путем выполнения точечных вычислений определенных интегралов преобразования на интервале времени $[t_0; t_{M1-1}]$ с помощью технологии правосторонних прямоугольников:

$$WX_{\text{ДА-НПВП}}(\mu, \tau) = \mu^{-1/2} \sum_{i=0}^{M1-2} X(t_i) \psi^*[(t_i - \tau)/\mu] \Delta t.$$

Таким образом, определяется совокупность из $\tau_{\max} \times \mu_{\max}$ точек, принадлежащих поверхности ДА-ПНВП $WX_{\text{ДА-НПВП}}(\mu, \tau)$, которая отображает вейвлет-спектр. Этот же прием, в принципе, может применяться при выполнении ДА-ОНВП:

$$X(t) = C_{\psi}^{-1} \Delta\mu \Delta\tau \sum_{\mu=\mu_1}^{\mu_{\max}} \sum_{\tau=\tau_1}^{\tau_{\max}} WX_{\text{ДА-НПВП}}(\mu, \tau) \mu^{-3/2} \psi[(t - \tau)/\mu].$$

Экспериментальная реализация вейвлет-анализа вибрационного сигнала

Практическое применение вейвлет-анализа вибрационных сигналов в силу значительной измерительно-вычислительной сложности требует наличия специализированной информационной системы, включающей высокоэффективные аппаратно-программные средства [3–5]. Аппаратура и программное обеспечение такой системы позволяют в реальном масштабе времени проводить измерения и накопление информации о временных рядах параметров колебательных процессов, а также численно осуществлять необходимые интегральные преобразования указанных рядов. Построение аппаратно-программной

интеллектуальной системы для комплексных исследований механических колебаний целесообразно на основе использования схемы, представленной на рис. 1.

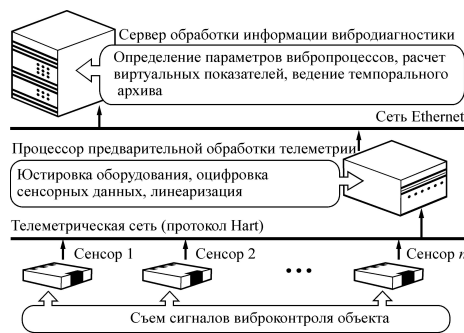


Рис. 1. Структура интеллектуальной системы анализа колебательных процессов
Fig. 1. Structure of the intellectual system of the vibration process analysis

Интеллектуальная система для исследования вибросигналов выполняет формирование совокупности фактографических параметров при расчете скейлтонов по вейвлет-функциям. Исходные данные с выхода сенсоров через телеметрическую и станционную сети доставляются в сервер вибродиагностики. Предварительную обработку сигналов технологически рационально возлагать на встраиваемые процессоры «переднего края» [6]. Их программные компоненты выполняют функции оцифровки и фильтрации результатов измерений в режиме реального времени, осуществляют вспомогательные операции юстировки, линейаризации, калибровки, преобразования форматов данных и их упаковки в транзакции.

Высокая эффективность функционирования системы достигается при использовании протокола HART (Highway Addressable Remote Transducer). Он допускает применение в полудуплексном режиме проводных каналов со скоростью 1200 бит/с при дальности связи до 1500 м. Доступ к каналу организуется «мастером» – многоканальным прибором приема и накопления данных по принципу «ведущий – ведомый». При подключении к сети до 15 сенсоров с аналоговыми выходами и при вынесении аналого-цифровых преобразователей за пределы сенсорных устройств используется топология сенсорной сети типа «звезда». В случае организации взаимодействия сенсоров исключительно с цифровыми выходами в протоколе HART предусмотрено применение шинной топологии с 15 ведомыми абонентами и двумя «мастерами». При использовании радиоканалов реализуется восьмипозиционная фазовая манипуляция на частоте несущего сигнала 2400–2483,5 МГц в соответствии с беспроводным промышленным протоколом Wireless HART на скорости 9600 бод/с.

Выполнялись измерения виброперемещений корпуса гусеничной машины, предназначенной для транспортирования радиоэлектронного оборудования. Вибрационные процессы регистрировались во время стоянки машины при работающем навесном мотор-генераторе для автономного электроснабжения аппаратуры. Частотный диапазон колебаний транспортной машины составляет 10–1000 Гц. На рис. 2 приведен фрагмент периодограммы, содержащий 32 отсчета исходного сигнала, который отражает общий характер развития вибрационного процесса во времени. Шаг дискретизации процесса выбран равным 10^{-4} с, величина сигнала показана в относительных единицах.

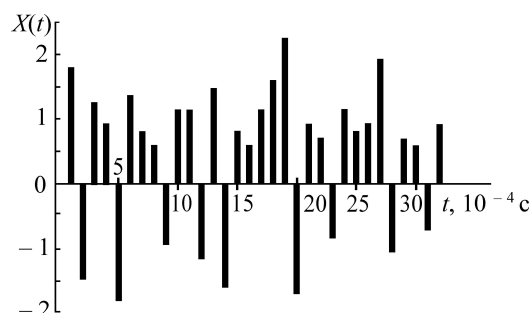


Рис. 2. Фрагмент периодограммы исходного вибрационного сигнала
Fig. 2. A fragment of the original vibration signal periodogram

На рис. 3, *a, b* представлены результаты расчета скейлтонов при использовании соответственно МНат-вейвлета и DOG-вейвлета. Чередование сегментов, имеющих более темные и более светлые оттенки, объясняется следующими обстоятельствами. При наличии в спектре исследуемого сигнала составляющих с определенной частотой, вейвлет-функция имеет более высокое значение для соответствующего интервала времени, что отражает плотность окраски полученной поверхности.

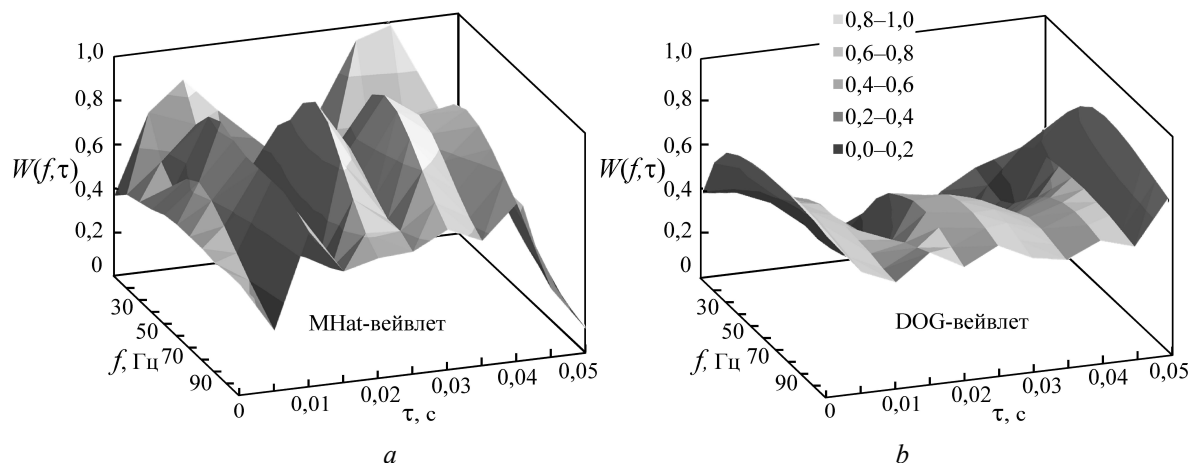


Рис. 3. Результаты расчета скейлтонов при использовании МНат-вейвлета (*a*) и DOG-вейвлета (*b*)
Fig. 3. Result of the calculation of scaletones, when (*a*) MNat-wavelet and (*b*) DOG-wavelet

Список литературы

1. Артоболевский И.И. *Введение в акустическую динамику машин*. Москва: Наука; 1979.
2. Новиков Л.В. *Основы вейвлет-анализа сигналов*. Санкт-Петербург: МОДУС; 1999.
3. Витязев В.В. *Вейвлет-анализ временных рядов*. Санкт-Петербург: СПбГУ; 2001.
4. Яковлев А.Н. *Введение в вейвлет-преобразование*. Новосибирск: НГГУ; 2003.
5. Штарк Г.Г. *Применение вейвлетов для ЦОС*. Москва: Техносфера; 2007.
6. Гулай А.В., Зайцев В.М. *Архитектура интеллектуальных систем*. Минск: ИВЦ Минфина; 2018.

References

1. Artobolevskij I.I. [Introduction to the acoustic dynamics of machinery]. Moscow: Nauka; 1979. (In Russ.).
2. Novikov L.V. [Basics of the wavelet-analysis of signals]. St. Petersburg:MODUS; 1999. (In Russ.).
3. Vityazev V.V. [Wavelet-analysis of time-series]. St. Petersburg: SPbGU; 2001. (In Russ.).
4. Yakovlev A.N. [Introduction to wavelet-transformation]. Novosibirsk: NGGU; 2003. (In Russ.).
5. Shtark G.G. [Application of wavelets for DSP]. Moscow: Tehnosfera; 2007. (In Russ.).
6. Gulaj A.V., Zajtsev V.M. [Architecture of the intelligent systems]. Minsk: IVTs Minfina; 2018. (In Russ.).

Вклад авторов

Гулай А.В. провел анализ проблем акустической диагностики машин по спектрам колебаний; поставил задачи по исследованию частотных спектров случайных сигналов; обобщил результаты вейвлет-анализа параметров колебаний и подготовил выводы.

Зайцев В. М. провел анализ технологии исследования частотного спектра случайного сигнала; построил модель вейвлет-анализа колебаний при акустической диагностике машин; определил спектральный состав случайных колебаний транспортной машины.

Authors contribution

Gulay A.V made an analysis of the problems of acoustic diagnostics of machines according to vibrational spectra; set the task of studying the frequency spectra of random signals; summarized the results of the wavelet analysis of the oscillation parameters and prepared conclusions.

Zaitsev V.M. conducted an analysis of the technology for studying the frequency spectrum of a random signal; built a model of wavelet analysis of vibrations in acoustic diagnostics of machines; determined the spectral composition of random vibrations of the transport machine.

Сведения об авторах

Гулай А. В., к.т.н., доцент, заведующий кафедрой «Интеллектуальные и мехатронные системы» Белорусского национального технического университета.

Зайцев В. М., к.т.н., доцент, доцент кафедры «Интеллектуальные и мехатронные системы» Белорусского национального технического университета.

Information about the authors

Gulay A.V., Ph.D., docent, head of the Department of Intelligent and Mechatronic Systems of Belarusian National Technical University.

Zaitsev V.M., Ph.D., docent, Associate Professor at the Department of Intelligent and Mechatronic Systems of Belarusian National Technical University.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, д. 65,
Белорусский национальный
технический университет
тел. +375-29-251-46-42;
e-mail: is@bntu.by
Гулай Анатолий Владимирович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti av., 65,
Belarusian National Technical University
tel. +375-29-251-46-42;
e-mail: is@bntu.by
Gulay Anatoly Vladimirovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-109-116>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 961.762

ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРОВ ЧАСТИЦ ПОРОШКА ПОРИСТЫХ МАТЕРИАЛОВ НА СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ АЭРОДИНАМИЧЕСКОГО ШУМА

ПИЛИНЕВИЧ Л.П., ТУМИЛОВИЧ М.В., КРАВЦОВ А.Г., РУМЯНЦЕВ Д.М., ГРИБ К.В.

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

Поступила в редакцию 15 октября 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Одним из основных средств снижения аэродинамического шума является применение глушителей, которые могут быть изготовлены из различных пористых материалов в зависимости от конкретных условий их эксплуатации. Целью работы является исследование зависимости величины снижения уровня шума от характеристик пористых проницаемых материалов (ППМ), полученных методом вибрационного формования из металлических порошков. Такие ППМ имеют широкий диапазон пористости, высокую проницаемость, механическую прочность, обеспечивают способность к работе в широком диапазоне температур, высокую коррозионную стойкость и поэтому находят все более широкое применение на практике. При конструировании глушителей шума учитывают величину их пор, проницаемость, механическую прочность, стоимость, а также химический состав материала. Основные методы исследования – определение уровня шума, размера частиц порошка, коэффициента проницаемости, размеров пор. Вибрационное формование образцов ППМ для экспериментальных исследований проводили на вибрационном стенде ВЭДС 10-1А при параметрах вибрации, которые обеспечивали максимальные значения насыпной плотности порошка в форме (ускорение 10 м/с^2 , частота 500 Гц). Основные результаты – исследована зависимость величины снижения уровня шума от характеристик ППМ, полученных методом вибрационного формования металлических порошков различных марок различного гранулометрического состава. Показано, что наиболее эффективное глушение обеспечивают ППМ из сферического порошка бронзы марки БрОФ10-1 с размерами частиц 350–400 мкм, которые обеспечивают одновременно сочетание высокого уровня снижения шума и высокой проницаемости по воздуху или газу. Установлено, что толщина ППМ значительно влияет на эффективность глушения шума, при этом минимальная толщина ППМ, которая обеспечивает достаточно высокую степень снижения уровня шума, составляет около 3,5 мм, поэтому увеличивать толщину материала глушителя выше указанной величины нецелесообразно.

Ключевые слова: металлические порошки, пористый проницаемый материал, уровень шума, вибрация, частота вибрации, коэффициент проницаемости.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Пилиневич Л.П., Тумилович М.В., Кравцов А.Г., Румянцев Д.М., Гриб К.В. Влияние размеров частиц порошка пористых материалов на снижение уровня аэродинамического шума. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 109-116.

INFLUENCE OF POWDER PARTICLE SIZES OF POROUS MATERIALS ON REDUCING THE AERODYNAMIC NOISE LEVEL

LEANID P. PILINEVICH, MIRASLAU V. TUMILOVICH, ALIAKSANDAR G. KRAVTSOV,
DZMITRY M. RUMIANTSEV, KANSTANSIN V. HRYB

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

Submitted 15 October 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. One of the main means of reducing aerodynamic noise is the use of silencers, which can be made of various porous materials, depending on the specific operating conditions. The aim of the work is to study the dependence of the noise reduction on the characteristics of porous permeable materials (PPM) obtained by vibration molding from metal powders. Such PPMs have a wide range of porosity, high permeability, mechanical strength, provide the ability to work in a wide temperature range, high corrosion resistance, and therefore find more and more widespread application in practice. When designing silencers, their pore size, permeability, mechanical strength, cost, and the chemical composition of the material are taken into account. Basic research methods – determination of noise level, powder particle size, permeability coefficient, pore size. Vibration molding of PPM samples for experimental studies was carried out on a ВЭДС 10-1A vibration bench with vibration parameters that ensured the maximum bulk density of the powder in the mold (acceleration 10 m/s^2 , frequency 500 Hz). Main results – the dependence of the noise reduction value on the PPM characteristics obtained by the method of vibration molding of metal powders of various grades of various particle size distribution was studied. It has been shown that the most effective damping is provided by PPM from spherical bronze powder of the БрОФ10-1 grade with particle sizes of 350–400 microns, which provides at the same time a combination of a high level of noise reduction and high permeability to air or gas. It was found that the thickness of the muff significantly affects the efficiency of noise suppression, while the minimum thickness of the muff, which provides a sufficiently high degree of noise reduction, is about 3.5 mm, therefore it is not practical to increase the thickness of the muffler material above this value.

Keywords: metal powders, porous permeable material, noise level, vibration, vibration frequency, permeability coefficient.

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

For citation. Pilinevich L.P., Tumilovich M.V., Kravtsov A.G., Rumiyantsev D.M., Grib K.V. Influence of powder particle sizes of porous materials on reducing the aerodynamic noise level. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 109–116.

Введение

В настоящее время в связи с появлением принципиально новой электронной и электрической техники с улучшенными эксплуатационными характеристиками по производительности и мощности увеличивается количество охлаждающего воздуха, необходимого для отвода выделяемой теплоты, что сопровождается увеличением уровня аэродинамического шума. Шум оказывает вредное воздействие на организм человека и может быть причиной различных заболеваний. Одним из основных средств снижения аэродинамического шума является применение глушителей, выбор которых зависит от конкретных условий эксплуатации каждой установки, спектра частот и величины уровня шума. Анализ информационных источников показал, что перспективными материалами, применяемыми в качестве глушителей шума, являются пористые проницаемые материалы (ППМ) из металлических порошков [1]. Они имеют широкий диапазон пористости, высокую проницаемость, механическую прочность, способность к работе в широком диапазоне температур, высокую коррозионную стойкость, поэтому такие глушители находят все более широкое применение на практике. При конструировании глушителей шума учитывают величину их пор, проницаемость, механическую прочность, стоимость, а также химический состав материала, который должен быть инертен к составу газовой смеси. Одним из перспективных направлений создания высокоэффективных ППМ из металлических порошков различного назначения, в том

числе и для глушения шума, является формирование с помощью вибраций [2]. К настоящему времени накоплен определенный теоретический и экспериментальный материал о влиянии параметров вибраций на процессы формирования металлических порошков и на их физико-механические характеристики. Однако отсутствует обоснованный выбор ППМ с заданными эксплуатационными характеристиками для глушения шума с конкретными аэродинамическими характеристиками. В связи с вышеизложенным целью данной работы является исследование зависимости величины снижения уровня шума от характеристик ППМ, полученных методом вибрационного формирования.

Теоретический анализ

Главным достоинством ППМ является то, что такие материалы сочетают в себе два типа аэродинамических глушителей (активный и реактивный), так как в зависимости от способа его изготовления можно получать разнообразные поровые структуры из различных металлических порошков. В реактивных глушителях снижение шума обеспечивается за счет отражения звуковой энергии обратно к источнику вследствие влияния массы и упругости газа в элементах глушителя, которые выполняются в виде камер расширения, трубок, перегородок, резонаторных отростков. Эти глушители эффективны для подавления шумов, содержащих ярко выраженные составляющие на низких и средних частотах (шум двигателей внутреннего сгорания, поршневых и ротационных компрессоров, пневмодвигателей) [3].

В активных глушителях снижение шума достигается за счет потерь акустической энергии на трение в звукопоглощающих материалах и фрикционных элементах (мелких отверстиях, щелях), расположенных последовательно или параллельно пульсирующему газовому потоку. Такие глушители применяются, например, для снижения шума вентиляторов, систем сброса сжатого газа и др.

В активных глушителях с параллельной фрикцией основную роль в снижении шума играет звукопоглотитель, в качестве которого применяются ППМ. При распространении звуковых волн в поглощающем материале возникают потери, обусловленные вязким трением при колебательном движении газа в порах, внутренним трением, а также теплообменом между газом и материалом [3].

В активных глушителях с последовательной фрикцией звуковая энергия расходуется на работу сил трения при прохождении газового потока через элементы трения в виде перфорированных трубок, сетчатых перегородок, решеток или пористых материалов. На эффективность снижения шума реактивных глушителей шума влияют такие параметры пористых материалов, как, например, пористость, размер пор и их форма, толщина пористого материала и др.

Приблизительно эффективность ΔL активных глушителей с последовательной фрикцией, выполненных из пористых металлов, можно определять по формуле

$$\Delta L = 20 \lg \frac{d_1^2}{d_0^2} \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f}{c} \cdot \frac{V}{S} \cdot \frac{r}{p_c} \right)^2}, \text{ дБ}, \quad (1)$$

где d_1 – диаметр эквивалентной сферы для глушителя цилиндрической, конусной и другой формы, м; d_0 – диаметр подводящего штуцера, м; f – расчетная частота звука, Гц; V – объем внутренней полости глушителя, м; S – площадь сечения глушителя, м²; p_c – плотность воздуха, кг/м³; c – скорость звука, м/с; r – сопротивление продуванию пористых стенок глушителя, Па/с/м.

Расчет глушителя носит поверочный характер; необходимо знать параметры источника шума, конструктивную схему и приближенные геометрические размеры глушителя. Если в результате расчета окажется, что выбранный глушитель не обладает необходимой эффективностью, то следует изменить геометрические размеры, пористость элемента или величину r и произвести расчет вновь. Снижение уровня шума в перфорированном (реактивном) глушителе определяется выражением [4]

$$\Delta L = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{\sqrt{\frac{C_0 V}{2S}}}{\bar{f} - \frac{1}{f}} \right)^2 \right], \text{ дБ}, \quad (2)$$

где C_0 – акустическая проводимость отверстий; V – объем резонансной камеры; S – площадь сечения глушителя, м^2 ; $\bar{f} - \frac{1}{f}$ – безразмерная частота; f – частота в третьоктавной полосе частот, Гц.

Акустическая проводимость отверстий, в свою очередь, определяется формулой

$$C_0 = \frac{0,785 d_{\text{отв}}^2 n_0}{h + 0,785 \frac{d}{j}}, \quad (3)$$

где $d_{\text{отв}}$ – диаметр отверстия; n_0 – число отверстий; h – толщина стенки трубки; j – функция, зависящая от относительного шага расположения отверстий (определяется опытным путем).

Свободное сечение глушителя $F_{\text{св}}$, м^2 , определяют по формуле

$$F_{\text{св}} = \frac{G}{V_{\text{доп}}}, \quad (4)$$

где G – расход воздуха, $\text{м}^3/\text{с}$; $V_{\text{доп}}$ – допустимая скорость воздуха, $\text{м}/\text{с}$.

Для пористых материалов из сферических частиц средний размер пор $d_{\text{пор}}$, мм, определяется по формуле

$$d_{\text{пор}} = \frac{2}{3} \frac{\Pi d_{\text{ч}}}{(1 - \Pi)}, \quad (5)$$

где $d_{\text{ч}}$ – средний размер частиц порошка, мм; Π – пористость материала, безразмерная величина (для сферической бронзы равна 0,4).

Гидравлическое сопротивление P , Па, определяют по формуле

$$P = \frac{k \rho W^2}{2 d_{\text{пор}}}, \quad (6)$$

где W – скорость газа в порах, $\text{м}/\text{с}$; ρ – плотность газа, $\text{кг}/\text{м}^3$; k – коэффициент гидравлического сопротивления, безразмерная величина.

Коэффициент гидравлического сопротивления определяют по формуле

$$k = \frac{C(L + A \Pi^m \text{Re}^n)}{\text{Re}}, \quad (7)$$

где Re – число Рейнольдса потока, безразмерная величина; L – толщина стенки, м; A , C , m , n – постоянные коэффициенты, для сферической бронзы $A = 5,56 \cdot 10^3$; $C = 152$; $m = -1,72$; $n = 0,9$.

Результаты экспериментальных исследований

Вибрационное формования образцов ППМ для экспериментальных исследований проводили на вибрационном стенде ВЭДС 10-1А. На основании данных работы [5] для формования образцов ППМ выбраны параметры вибрации, которые обеспечивают максимальные значения насыпной плотности порошка в форме (ускорение $10 \text{ м}/\text{с}^2$, частота 500 Гц).

Необходимо отметить, что очень важной структурной характеристикой пористого материала является ее регулярность [6], которая достигается при определенной критической толщине ППМ, ниже которой ее можно считать нерегулярной, а выше – регулярной. Объективные результаты исследований влияния тех или иных технологических режимов изготовления на свойства ППМ

можно получить только в том случае, если пористая структура регулярная, а для этого необходимо знать критическую (минимальную) толщину, при которой она достигается. Поровая структура считается регулярной, если коэффициент регулярности равен 1, поэтому проведены экспериментальные исследования по определению влияния толщины материала на регулярность пористых структур ППМ, полученных методом вибрационного формования порошков различного гранулометрического состава. Результаты экспериментальных исследований регулярности поровой структуры ППМ, полученных методом вибрационного формования из сферических порошков, представлены в табл. 1.

Таблица 1. Минимальные значения толщины образца из сферических порошков, при которой поровая структура регулярна

Table 1. The minimum values of the thickness of a sample of spherical powders at which the pore structure is regular

Размер частиц, мм Particle size, mm	Минимальная толщина образца, мм Minimum sample thickness, mm
(–0,063...+0,04)	0,42
(–0,1...+0,063)	0,70
(–0,16...+0,1)	1,20
(–0,2...+0,16)	1,70
(–0,315...+0,2)	2,30
(–0,4...+0,315)	3,30

Измерение уровня шума производили с помощью шумомера ИШВ-1. Для определения наиболее эффективного материала аэродинамического шума проведены исследования снижения величины уровня шума глушителями из различных материалов. Для этого изготавливались образцы в виде дисков диаметром 30 мм и толщиной 4 мм. Толщина выбиралась из расчета, чтобы поровая структура ППМ была регулярной. Образцы изготавливались из следующих порошков: коррозионно-стойкой стали марки Х18Н10, титана марки ВТ9, меди марки ПМС, бронзы марки БрОФ10-1, никеля марки ПН-2. Спекание образцов проводили в защитной атмосфере или в вакууме при температуре, которая обеспечивала соотношение контактной шейки к диаметру в зависимости от размеров частицы порошка 0,15–0,2. Данное соотношение является оптимальным для ППМ, так как обеспечиваются высокая проницаемость и высокие значения механической прочности [7].

На рис. 1 представлены результаты исследований эффективности глушения шума в широком диапазоне частот различными ППМ с размерами пор ($d_{\text{пор}} = 100 \pm 5$ мкм).

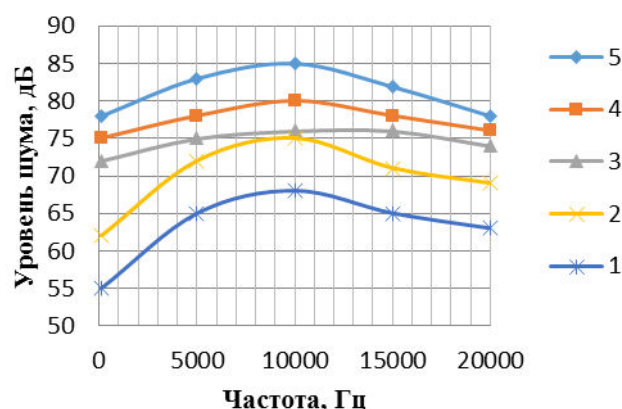


Рис. 1. Зависимость величины снижения уровня шума ППМ из различных материалов от частоты шума: 1 – порошок титана марки ВТ9; 2 – порошок коррозионно-стойкой стали марки Х18Н10; 3 – порошок меди марки ПМС, 4 – порошок никеля марки ПН-2; 5 – порошок бронзы марки БрОФ10-1

Fig. 1. Dependence of the magnitude of the decrease in the noise level of PPM from various materials on the noise frequency: 1 – BT9 grade titanium powder; 2 – powder of corrosion-resistant steel grade X18H10; 3 – PMS grade copper powder; 4 – PH-2 grade nickel powder; 5 – БрОФ10-1 brand bronze powder

Из рис. 1 видно, что наиболее эффективное глушение шума в данном диапазоне частот обеспечивает ППМ из порошка бронзы марки БрОФ10-1.

Основные свойства образцов ППМ из порошка бронзы марки БрОФ10-1, полученных вибрационным формованием (ускорение 10 м/с^2 , частота 500 Гц), представлены в табл. 2, а на рис. 2 представлены фотографии частиц порошка бронзы, из которых были изготовлены образцы ППМ для исследований.

Таблица 2. Свойства ППМ из порошка бронзы марки БрОФ10-1
Table 1. Properties of PPM from BrOF10-1 brand bronze powder

Размер частиц порошка, мм Powder particle size, mm	Средний размер пор, мкм The average pore size, microns	Максимальный размер пор, мкм The maximum pore size, microns	Коэффициент проницаемости, $\times 10^{13}, \text{ м}^2$ Permeability coefficient, $\times 10^{13}, \text{ м}^2$	Номинальное усилие среза, кН Rated shear force, kN
-0,063...+0,04	16	18	29	4,8
-0,1...+0,063	26	33	50	4,8
-0,16...+0,1	40	48	105	4,7
-0,2...+0,16	63	76	140	4,7
-0,315...+0,2	46	85	290	4,7
-0,4...+0,315	90	96	650	4,6
-0,63...+0,4	138	155	880	4,6

На рис. 3 приведены результаты исследований зависимости уровня шума в октавной полосе со среднегеометрической частотой 500 Гц и коэффициента проницаемости ППМ от размера частиц исходного порошка БрОФ10-1.

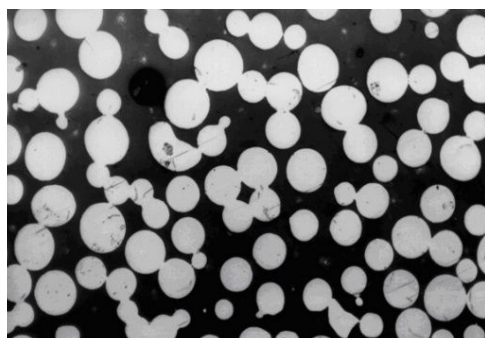


Рис. 2. Фотография шлифа частиц порошка бронзы марки БрОФ10-1, $\times 100$
Fig. 2. Photo of a thin section of particles of bronze powder of the grade BrOF10-1, $\times 100$

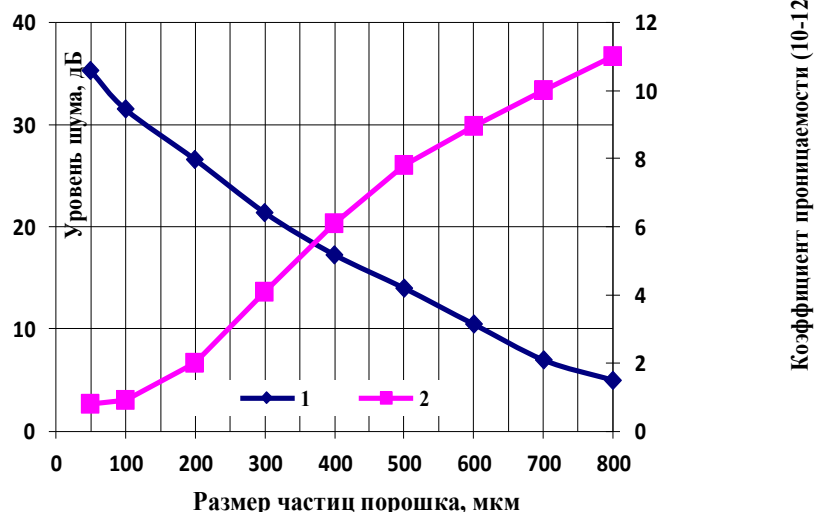


Рис. 3. Зависимость уровня шума (1) и коэффициента проницаемости (2) от размера частиц порошка марки БрОФ10-1
Fig. 3. Dependence of noise level (1) and permeability coefficient (2) on the particle size of BrOF10-1 powder

Анализ приведенных результатов исследований показывает, что наиболее эффективными материалами являются материалы, изготовленные из порошков с размерами $350\text{--}400 \text{ мкм}$, которые обеспечивает высокую эффективность снижения уровня шума и высокую проницаемость газа. Кроме того, на эффективность глушения шума оказывает значительное влияние и толщина ППМ.

На рис. 4 приведены экспериментальные данные зависимости эффективности глушения шума от толщины ППМ, изготовленных из порошка с размерами частиц $(-0,4...+0,315) \text{ мкм}$.

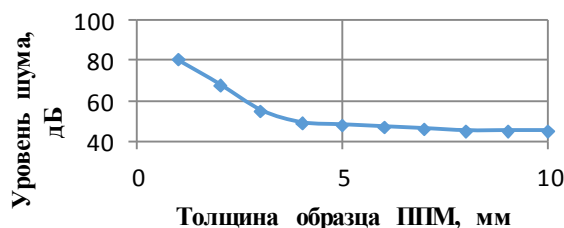


Рис. 4. Экспериментальные данные зависимости эффективности глушения шума от толщины ППМ
Fig. 4. Experimental data on the dependence of the efficiency of noise suppression on the thickness of the PPM

Анализ данных экспериментальных результатов показывает, что толщина ППМ значительно влияет на эффективность глушения шума, при этом минимальная толщина ППМ, которая обеспечивает достаточно высокую степень снижения уровня шума, составляет около 3,5 мм, поэтому увеличивать толщину материала глушителя выше указанной величины нецелесообразно. Это связано с тем, что уровень шума уменьшается всего на 3–5 дБ, а проницаемость глушителей значительно снижается при увеличении материалоемкости и массы изделий.

Заключение

Исследована зависимость величины снижения уровня шума от характеристик ППМ, полученных методом вибрационного формования металлических порошков. Показано, что наиболее эффективное глушение обеспечивают ППМ из порошка бронзы БрОФ10-1 с размерами частиц 350–400 мкм, которые обеспечивают одновременно сочетание высокого уровня снижения шума и высокой проницаемости по газу. Установлено, что толщина ППМ значительно влияет на эффективность глушения шума, при этом минимальная толщина ППМ, которая обеспечивает достаточно высокую степень снижения уровня шума, составляет около 3,5 мм, поэтому увеличивать толщину материала глушителя выше указанной величины нецелесообразно.

Список литературы

1. Тумилович М.В., Пилиневич Л.П. Исследование процесса получения глушителей шума с повышенной эффективностью из пористых порошковых материалов. *Доклады БГУИР*. 2018;5:9-23.
2. Мазюк В.В., Пилиневич Л.П., Савич В.В., Тумилович М.В. *Пористые порошковые материалы с анизотропной структурой: методы получения*. Минск: Томпик; 2005.
3. Тумилович М.В., Пилиневич Л.П., Савич В.В., Сморгы О.Л., Галкин А.Е. *Пористые порошковые материалы и изделия на их основе для защиты здоровья человека и охраны окружающей среды: получение, свойства, применение*. Минск: Беларуская навука; 2010.
4. Бердников Л.А., Шишкин Д.А., Пачурин Г.В. Расчетные исследования влияния геометрических параметров резонансного (перфорированного) глушителя шума на эффективность снижения уровня шума. *Фундаментальные исследования*. 2015;2(4):701-703.
5. Пилиневич Л.П., Капцевич В.М., Беденко С.А. Влияние режимов вибрации на насыпную плотность и текучесть порошков. *Сб. Порошковая металлургия*. Минск: Вышэйшая школа. 1992;16:3-6.
6. Галкин А.Е., Пилиневич Л.П., Савич В.В. Влияние регулярности структуры на свойства фильтрующих материалов. *Сб. Порошковая металлургия*. Минск: Кибер. 1995;18:56-63.
7. Шатт В. *Порошковая металлургия. Спеченные и композиционные материалы*. Москва: Металлургия; 1983.

References

1. Tumilovich M.V., Pilinevich L.P. [Investigation of the process of obtaining noise mufflers with increased efficiency from porous powder materials]. *Doklady BGUIR=Doklady BGUIR*. 2018;5:19-23.
2. Mazyuk V.V., Pilinevich L.P., Savich V.V., Tumilovich M.V. [*Porous powder materials with anisotropic structure: production methods*]. Minsk: Tompik; 2005.
3. Tumilovich M.V., Pilinevich L.P., Savich V.V., Smorygo O.L., Galkin A.E. [*Porous powder materials and products based on them for protecting human health and environmental protection: production, properties, application*]. Minsk: Belarus. Navuka; 2010.
4. Berdnikov L.A., Shishkin D.A., Pachurin G.V. [Computational studies of the influence of the geometric parameters of a resonant (perforated) silencer on the effectiveness of noise reduction]. *Basic research*. 2015;2(4):701-703.
5. Pilinevich L.P., Kaptsevich V.M., Bedenko S.A. [The influence of vibration modes on bulk density and fluidity

- of powders. *Sat Powder metallurgy*. Minsk: Higher. school. 1992;16:3-6.
6. Galkin A.E., Pilinevich L.P., Savich V.V. [The influence of regularity of the structure on the properties of filter materials]. *Sat Powder metallurgy*. Minsk: Cyber. 1995;18:56-63.
7. Shatt V. [*Powder metallurgy. Sintered and Composite Materials*]. Moscow: Metallurgy; 1983.

Вклад авторов

Пилиневич Л.П. провел теоретический анализ исследуемой проблемы.
Тумилович М.В. сформулировал цель и задачи исследований, экспериментально исследовал влияние размеров частиц порошка на размер пор и коэффициент проницаемости.
Кавцов А.Г. написал введение, заключение, провел анализ полученных результатов.
Румянцев Д.М. и Гриб К.В. провели экспериментальные исследования влияния размера частиц порошка и толщины ППМ на уровень глушения шума, провели обработку полученных данных.

Вклад каждого автора составляет 20 %.

Authors contribution

Pilinevich L.P. conducted a theoretical analysis of the investigated problem.
Tumilovich M.V. formulated the goal and objectives of the research, experimentally investigated the effect of the particle size of the powder on the pore size and permeability coefficient.
Kavtsov A.G. wrote an introduction, a conclusion, conducted an analysis of the results.
Rumyantsev D.M. and Hryb K.V. conducted experimental studies of the effect of powder particle size and the thickness of the PPM on the level of noise suppression, conducted processing of the data.

The contribution of each author is 20 %.

Сведения об авторах

Тумилович М.В., д.т.н., доцент, начальник управления подготовки научных кадров высшей квалификации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Пилиневич Л.П., д.т.н., профессор, профессор кафедры инженерной психологии и эргономики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кравцов А.Г., д.т.н., профессор, профессор кафедры инженерной психологии и эргономики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Румянцев Д.М., аспирант кафедры инженерной психологии и эргономики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Гриб К.В., аспирант кафедры инженерной психологии и эргономики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники
тел.+375-17-293-88-83;
e-mail: tumilovich@bsuir.by
Тумилович Мирослав Викторович

Information about the authors

Tumilovich M.V., D.Sci, Associate Professor, Head of Department of Preparation of Scientific Shots of the Top Skills of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Pilinevich L.P. D.Sci, Professor, Professor of Department of Engineering Psychology and Ergonomics of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kravtsov A.G., D.Sci, Professor, Professor of the Department of Engineering Psychology and Ergonomics of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Rumiantsev D.M., PG student of the Department of Engineering Psychology and Ergonomics, of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Hryb K.V., PG student of the Department of Engineering Psychology and Ergonomics, of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
tel. +375-17-293-88-83;
e-mail: tumilovich@bsuir.by
Tumilovich Miraslau Viktorovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-117-124>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.218:614.89.086.5

ЧАСТОТНОНЕЗАВИСИМЫЕ ПРЕДЕЛЫ ЗНАЧЕНИЙ СИСТЕМНЫХ ПАРАМЕТРОВ СОТОВОЙ СВЯЗИ ПРИ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ РАДИОВОЛН В ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКЕ

МОРДАЧЕВ В.И.

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

Поступила в редакцию 16 октября 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Исследования выполнены с целью уточнения оценок ожидаемых ограничений на характеристики сотовой связи новых поколений (4G, 5G) при существующих ограничениях на излучаемую мощность абонентского радиооборудования, а также в условиях, когда границы городских сайтов лежат за пределами области свободного распространения радиоволн между абонентскими и базовыми станциями сотовых радиосетей. Исследования выполнены с использованием основных положений и ансамблевых моделей статистической теории электромагнитной обстановки, а также базовых положений и моделей теории информации, определяющих пропускную способность радиоканала в условиях помех. Получены частотно-независимые соотношения для оценки ряда системных параметров сотовой связи в условиях интерференционного распространения радиоволн в городских каньонах и присутствия внутрисистемных радиопомех: оценки требуемой эквивалентной изотропно излучаемой мощности (ЭИИМ) абонентских станций, предельной пропускной способности обратного радиоканала, предельной дальности качественной связи, а также допустимого уровня внутрисистемных радиопомех при заданных требованиях к дальности связи и скорости передачи информации по обратному радиоканалу с учетом принятых ограничений на ЭИИМ абонентского радиооборудования. Полученные соотношения позволяют оценить пределы возможных значений этих системных параметров современных и перспективных систем сотовой связи, а также обеспечивают возможность обоснования требований к качеству обеспечения внутрисистемной электромагнитной совместимости при требуемой скорости передачи информации в обратных радиоканалах сетей сотовой связи и имеющихся ограничений на ЭИИМ абонентских станций.

Ключевые слова: сотовая связь, электромагнитное излучение, системные характеристики, внутрисистемная электромагнитная совместимость.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Мордачев В.И. Частотнонезависимые пределы значений системных параметров сотовой связи при интерференционном распространении радиоволн в городской застройке. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 117-124.

FREQUENCY-INDEPENDENT LIMITS OF VALUES OF SYSTEM PARAMETERS OF CELLULAR COMMUNICATIONS AT MULTIPATH PROPAGATION OF RADIO WAVES IN URBAN AREA

VLADIMIR I. MORDACHEV

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

Submitted 16 October 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The analysis was carried out in order to clarify the estimates of the expected restrictions on characteristics of new-generation mobile communications (4G, 5G) under the existing restrictions on radiated power of subscriber radio equipment, as well as in conditions where the boundaries of urban sites are outside of the area of free radio waves propagation (RWP) between subscriber and base stations. Analysis was performed using the basic principles and ensemble models of statistical theory of electromagnetic environment, as well as the basic principles of information theory that determines the radio channel capacity in presence of interference. Frequency-independent relationships have been obtained for estimating a number of system parameters of cellular communications under the conditions of multipath RWP in urban canyons and the presence of internal system interference: estimation the required equivalent isotropic radiated power (EIRP) of subscriber stations, the maximum data transmission capacity of the backward radio channel, the maximum distance of qualitative communication, and also the permissible level of internal radio interference at given requirements for communication range, and the information transfer rate of reverse radio channel taking into account the accepted restrictions on EIRP of subscriber radio equipment. The obtained relations allow us to estimate the limits of possible values of these system parameters of modern and future mobile communications; these relations also provide the opportunity to justify the quality requirements for ensuring the intra-system electromagnetic compatibility at the required data rate in backward radio channels of cellular networks and the existing restrictions on EIRP of subscriber stations.

Keywords: cellular communications, electromagnetic radiation, system parameters, intrasystem electromagnetic compatibility.

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

For citation. Mordachev V.I. Frequency-independent limits of values of system parameters of cellular communications at multipath propagation of radio waves in urban area. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 117-124.

Введение

Резкое увеличение скоростей и объемов передачи данных по радиоканалам перспективных систем мобильной (сотовой) связи, несмотря на известные достижения в области повышения спектральной эффективности этих систем за счет совершенствования методов модуляции/демодуляции и кодирования/декодирования, а также за счет применения технологии MIMO, может быть причиной существенного усложнения электромагнитной обстановки, ухудшения электромагнитной экологии среды обитания и электромагнитной безопасности населения.

Данная проблема может быть существенно ослаблена за счет развития инфраструктуры этих систем с реализацией их полноценной иерархической структуры, обеспечивающей существенное уменьшение дальности радиосвязи при реализации высокоскоростной передачи данных. Последнее возможно только в условиях существенного уменьшения размеров сайтов в сотовых радиосетях за счет уменьшения максимальной дальности радиосвязи в городских сайтах до 200–300 м и менее и использования на нижнем иерархическом уровне сетевой структуры пикосайтов с дальностью связи до 50 м, что согласуется с [1–3]. Однако это связано с весьма существенными затратами, вследствие чего развитие инфраструктуры сетей 4G (LTE), как правило, отстает от развития их абонентской базы и увеличения объемов сетевого трафика,

что приводит к ухудшению электромагнитной экологии в местах с высокой плотностью населения и снижению безопасности использования сотовой связи. Поэтому актуальным является обоснование ограничений на системные параметры сетей 4G/5G, позволяющих сформулировать требования к характеристикам и темпам совершенствования инфраструктуры этих сетей для обеспечения их безопасности и экологичности в процессе их развития.

Важнейшим параметром этих сетей является предельная дальность связи по обратному радиоканалу при его различных характеристиках в условиях ограничений на ЭИИМ абонентских станций (АС) сотовой связи. В [4, 5] выполнен анализ этой проблемы в предположении, что предельная дальность высокоскоростной передачи данных по обратному каналу соизмерима с радиусом области свободного распространения радиоволн (РРВ) между базовыми станциями (БС) и АС. Однако последующий анализ проблемы выявил целесообразность расширения полученных результатов на область интерференционного РРВ, характерного для РРВ в городских каньонах, образуемых в условиях плотной городской застройки параллельными рядами зданий, при наблюдаемом снижении высот подвеса антенн БС в целях снижения уровней внутрисетевых помех за счет экранирующего действия зданий, при котором вклад от РРВ над их крышами оказывается незначительным.

Цель данной работы – оценка ожидаемых ограничений на характеристики сотовой связи новых поколений (4G, 5G) при существующих ограничениях на ЭИИМ АС, а также применительно к условиям, когда границы городских сайтов (микросайтов по классификации [1–3]) лежат за пределами области свободного РРВ между АС и БС.

Исходные модели и соотношения

При интерференционном (многолучевом) РРВ в каньонах городской застройки, характерном при расстояниях между БС и АС, превышающих размеры R_{BP} области свободного РРВ (или так называемого «breakpoint distance»), в [1] рекомендована «вилочная» оценка потерь при РРВ L_t в этих условиях с использованием следующих соотношений:

$$L_t = L_{to} = \frac{16\pi^2 d^4}{\lambda^2 G_{BS} R_{BP}^2}, \quad L_t = L_{tp} = \frac{1600\pi^2 d^4}{\lambda^2 G_{BS} R_{BP}^2}, \quad L_t = L_{tm} = \frac{64\pi^2 d^4}{\lambda^2 G_{BS} R_{BP}^2}; \quad (1.1)$$

$$d \geq R_{BP}, \quad R_{BP} = \frac{4H_{eBS}H_{eMS}}{\lambda}, \quad (1.2)$$

где d – расстояние между АС и БС, м; λ – длина волны, м; G_{BS} – коэффициент усиления антенны БС, ед.; R_{BP} – условная граница области значений расстояния между БС и АС (breakpoint distance), за пределами которой затухание существенно возрастает за счет многолучевости; H_{eBS} и H_{eMS} – значения эквивалентной высоты антенн БС и АС соответственно над подстилающей (отражающей радиоволны) поверхностью (земной, стен зданий и т. п.), м; L_{to} соответствует нижней границе возможных значений (оптимистической оценке) потерь для АС, удаленных от БС на расстояния $d \geq R_{BP}$, L_{tp} соответствует верхней границе возможных значений (пессимистической оценке) этих потерь, взятой с запасом 20 дБ на замирания; L_{tm} – медианное значение потерь при РРВ между БС и АС в рассматриваемых условиях.

Требуемая минимальная ЭИИМ АС P_{MSR} (с близким к единице коэффициентом усиления антенны), при которой обеспечивается необходимая скорость передачи данных по обратному радиоканалу БС, для которого характерны близкие к потенциальной пропускная способность C_P , бит/с, и спектральная эффективность передачи информации S_{EP} , бит/с/Гц, связана с затуханием L_t , ед., при РРВ от АС к БС следующим образом [4, 5]:

$$P_{MSR} = N_{\Sigma} C_P L_t \frac{2^{S_{EP}} - 1}{S_{EP}}, \quad N_{\Sigma} = (K_{CC} + 1)P_{IN}, \quad K_{CC} = \frac{P_{INI}}{P_{IN}}, \quad P_{IN} = kT_0 K_N, \quad (2)$$

где k – постоянная Больцмана, $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град; K_N – коэффициент шума радиоприемника, ед.; T_0 – температура окружающей среды, град ($T_0 = 290$ К); K_{CC} – коэффициент, характеризующий создаваемое в радиосети превышение уровнем внутрисетевой помехи

уровня теплового шума и представляющий собой отношение уровней внутрисетевой помехи и собственного шума приемника, ед. ($K_{CC} \geq 3 \div 5$).

Соотношение (2) может быть использовано для оценок системных характеристик современных (2G, 3G, 4G) и перспективных (5G) технологий сотовой связи, поскольку ожидаемое увеличение спектральной эффективности в радиоканалах 4G (LTE) и 5G за счет технологии ММО в 2–8 раз [3 и др.] позволяет сделать заключение [4, 5], что применение этой технологии позволяет лишь фактически скомпенсировать неидеальность процессов модуляции/демодуляции и кодирования-декодирования. Поэтому оценка ожидаемых ограничений на характеристики сотовой связи в условиях интерференционного РРВ может выполняться в предположении, что скорость передачи данных в радиоканалах перспективных систем сотовой связи близка к потенциальной.

Подстановка одного из значений (1.1) в соотношение (2) позволяет:

– связать необходимое значение P_{MSR} , необходимое для обеспечения качественной связи на расстоянии d , либо оценить предельную дальность d высококачественной связи при заданной ЭИИМ P_{MSR} (подстановкой L_{ip});

– оценить расстояние радиовидимости d АС с ЭИИМ P_{MSR} при благоприятных (оптимистических) условиях РРВ из точки подвеса (фазового центра) приемной антенны БС (подстановкой L_{io});

– реализовать процедуру оценивания совокупного уровня внутрисетевых помех на территории сайта как суммы медианных значений интенсивности электромагнитных полей от БС соседних сайтов (использованием соотношения для медианных потерь L_{im}).

Результаты анализа

В результате указанных подстановок получены следующие соотношения для верхней границы L_{ip} значений затухания при РРВ в каньонах городской застройки и для верхней границы P_{MSRp} значений требуемой ЭИИМ АС, при которой в данных условиях РРВ ($d \geq R_{BP}$) обеспечивается необходимая скорость передачи данных по обратному радиоканалу БС:

$$L_{ip} = \frac{100\pi^2 d^4}{G_{BS} H_{eBS}^2 H_{eMS}^2}, \quad d > R_{BP}; \quad (3.1)$$

$$P_{MSRp} = \frac{100\pi^2 d^4 C_P (K_{CC} + 1) k T_0 K_N (2^{S_{EP}} - 1)}{G_{BS} H_{eBS}^2 H_{eMS}^2 S_{EP}}, \quad d > R_{BP}. \quad (3.2)$$

Обращением (3.2) могут также быть получены следующие аналитические зависимости:

– соотношение для граничной дальности $d_{\max}$ качественной (вследствие присутствия в (3.1) поправки 20 дБ на замирания) радиосвязи при заданной ЭИИМ АС P_{MSR} :

$$d_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{MSR} G_{BS} H_{eBS}^2 H_{eMS}^2 S_{EP}}{100\pi^2 C_P (K_{CC} + 1) k T_0 K_N (2^{S_{EP}} - 1)}}, \quad d_{\max} > R_{BP}; \quad (3.3)$$

– зависимость предельной пропускной способности радиоканала $C_{\max}$ от дальности связи d при ограниченной ЭИИМ АС P_{MSR} :

$$C_{\max} = \frac{P_{MSR} G_{BS} H_{eBS}^2 H_{eMS}^2 S_{EP}}{100\pi^2 d^4 (K_{CC} + 1) k T_0 K_N (2^{S_{EP}} - 1)}, \quad d > R_{BP}; \quad (3.4)$$

– зависимости предельно допустимого относительного уровня внутрисетевой помехи K_{CCp} от дальности радиосвязи с ЭИИМ АС P_{MSR} , при котором обеспечивается заданная пропускная способность радиоканала C_P :

$$K_{CCp} = \frac{P_{MSR} G_{BS} H_{eBS}^2 H_{eMS}^2 S_{EP}}{100\pi^2 d^4 C_P k T_0 K_N (2^{S_{EP}} - 1)} - 1, \quad d > R_{BP}. \quad (3.5)$$

В силу того, что в модель (3.1) интерференционных условий РРВ введена дополнительная поправка 20 дБ на замирания, полученные соотношения (3.2)–(3.5) обеспечивают пессимистическую оценку системных параметров сотовой радиосети с высокими уровнями полезного сигнала АС, обеспечивающими достаточно высокое качество связи.

Применительно к другим видам оценок, выполняемых при анализе межсистемной электромагнитной совместимости (ЭМС) сотовых радиосетей, интерес представляют следующие соотношения:

– соотношения для нижней границы L_{lo} значений затухания при РРВ в каньонах городской застройки и нижней границы P_{MSRo} значений требуемой ЭИИМ АС, при которой в этих условиях РРВ обеспечивается пропускная способность C_P обратного радиоканала БС:

$$L_{lo} = \frac{\pi^2 d^4}{G_{BS} H_{eBS}^2 H_{eMS}^2}, \quad d > R_{BP}; \quad (4.1)$$

$$P_{MSRo} = \frac{\pi^2 d^4 C_P (K_{CC} + 1) k T_0 K_N (2^{S_{EP}} - 1)}{G_{BS} H_{eBS}^2 H_{eMS}^2 S_{EP}}, \quad d > R_{BP}; \quad (4.2)$$

– соотношения для медианных значений L_{tm} затухания при РРВ в каньонах городской застройки и медианных значений P_{MSRm} требуемой ЭИИМ АС, при которой в этих условиях РРВ обеспечивается пропускная способность C_P обратного радиоканала БС:

$$L_{tm} = \frac{4\pi^2 d^4}{G_{BS} H_{eBS}^2 H_{eMS}^2}, \quad d > R_{BP}; \quad (5.1)$$

$$P_{MSRm} = \frac{4\pi^2 d^4 C_P (K_{CC} + 1) k T_0 K_N (2^{S_{EP}} - 1)}{G_{BS} H_{eBS}^2 H_{eMS}^2 S_{EP}}, \quad d > R_{BP}. \quad (5.2)$$

Очень важным обстоятельством является независимость приведенных выше соотношений от частоты (за исключением границ $d \geq R_{BP}$, $d_{\max} \geq R_{BP}$ их областей определения), что позволяет определить ряд базовых зависимостей и ограничений, справедливых для всех диапазонов частот сотовой связи.

На рис. 1–6 приведены семейства кривых (2), (3.2), (3.4), (3.5), полученных расчетным путем для $S_{EP} = 5$, $K_N = 5$, $T_0 = 293$ К, $G_{BS} = 50$, $H_{MS} = 1,5$ м.

На рис. 1 приведены характерные расчетные зависимости $P_{MSR}(d)$, полученные с использованием (2) и пессимистической модели РРВ [1] в городских каньонах, включающей модель (3.1) для области интерференционного РРВ ($d \geq R_{BP}$) и модель РРВ в свободном пространстве с запасом 20 дБ на замирания для внутренней области ($d < R_{BP}$). Эти зависимости получены для ряда используемых и обсуждаемых для использования системами сотовой связи полос частот: для $\lambda = 0,67$ м (450 МГц, линия 1), $\lambda = 0,5$ м (600 МГц, линия 2), $\lambda = 0,33$ м (900 МГц, линия 3), $\lambda = 0,17$ м (1,8 ГГц, линия 4) и $\lambda = 0,11$ м (2,7 ГГц, линия 5); они рассчитаны для $C_P = 100$ Мбит/с, $K_{CC} = 10$ и $H_{eBS} = 10$ м. Нетрудно убедиться в наличии частотнонезависимой асимптоты, ограничивающей возможности уменьшения необходимых уровней ЭИИМ АС при $d \geq R_{BP}$ за счет увеличения длины волны. Эта асимптота обозначена пунктирной линией и представляет собой зависимость $P_{MSRp}(d)$, рассчитанную с использованием (3.2) для тех же значений C_P , K_{CC} , S_{EP} , K_N , T_0 , G_{BS} , H_{eBS} , H_{MS} . Частотнозависимым является лишь положение $d = R_{BP}$ точек пересечения ветвей, соответствующих свободному и интерференционному РРВ.

На рис. 2 для аналогичных условий приведены расчетные зависимости $P_{MSRp}(d)$ для ряда значений эквивалентной высоты антенн БС над отражающей поверхностью: для $H_{eBS} = 5$ м (линия 1), $H_{eBS} = 10$ м (линия 2; эта кривая присутствует также на рис. 1 в качестве асимптоты), $H_{eBS} = 20$ м (линия 3), $H_{eBS} = 40$ м (линия 4), $H_{eBS} = 80$ м (линия 5).

На рис. 3 приведено семейство расчетных асимптотических зависимостей необходимой ЭИИМ АС для области $d \geq R_{BP}$ (3.2) от требуемой пропускной способности радиоканала C_P для различных уровней внутрисетевых помех: для $K_{CC} = 0$ (линия 1), $K_{CC} = 1$ (линия 2), $K_{CC} = 10$ (линия 3), $K_{CC} = 100$ (линия 4) и $K_{CC} = 1000$ (линия 5); они рассчитаны для $d = R_{BP} = 400$ м, $\lambda = 0,15$ м и $H_{eBS} = 10$ м. На рис. 4 приведено полученное для этих же условий семейство асимптотических зависимостей необходимой ЭИИМ АС для области $d \geq R_{BP}$ от относительного уровня внутрисетевых помех K_{CC} при различной пропускной способности радиоканала: для $C_P = 10^4$ (линия 1), $C_P = 10^5$ (линия 2), $C_P = 10^6$ (линия 3), $C_P = 10^7$ (линия 4), $C_P = 10^8$ (линия 5) и $C_P = 10^9$ (линия 6).

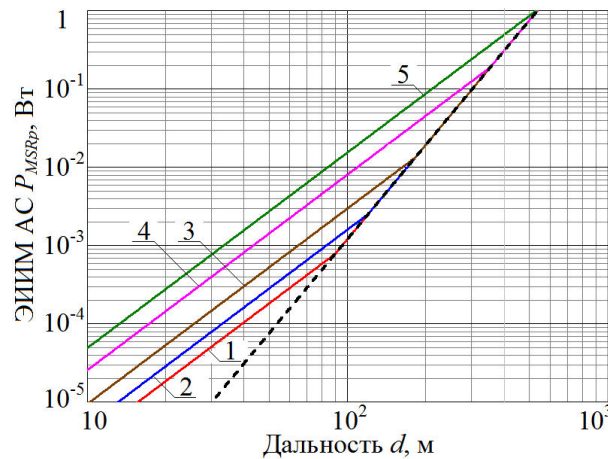


Рис. 1. Зависимости $P_{MSRp}(d)$ при свободном ($d < R_{BP}$) и интерференционном РРВ ($d \geq R_{BP}$) для различных диапазонов частот ($C_P = 100$ Мбит/с, $K_{CC} = 10$, $H_{eBS} = 10$ м)

Fig. 1. Dependencies $P_{MSRp}(d)$ for free-space RWP ($d < R_{BP}$) and for $d \geq R_{BP}$ for different frequency ranges ($C_P = 100$ Mbit/s, $K_{CC} = 10$, $H_{eBS} = 10$ m)

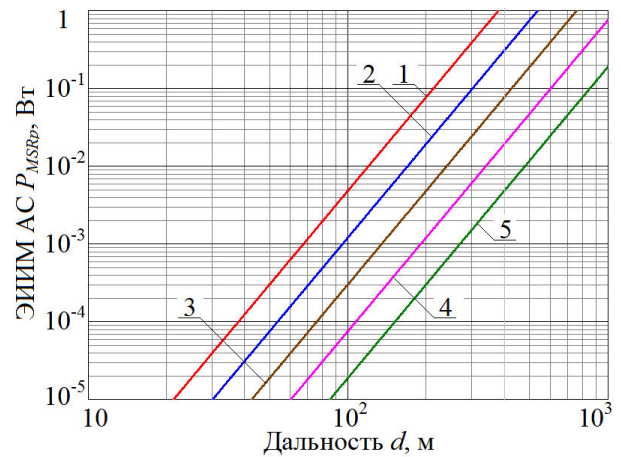


Рис. 2. Асимптоты $P_{MSRp}(d)$ для $d \geq R_{BP}$ (интерференционное РРВ) при различных высотах антенн БС над отражающей поверхностью ($C_P = 100$ Мбит/с, $K_{CC} = 10$)

Fig. 2. Asymptotes $P_{MSRp}(d)$ for $d \geq R_{BP}$ at different heights of BS antennas above the reflective surface ($C_P = 100$ Mbit/s, $K_{CC} = 10$)

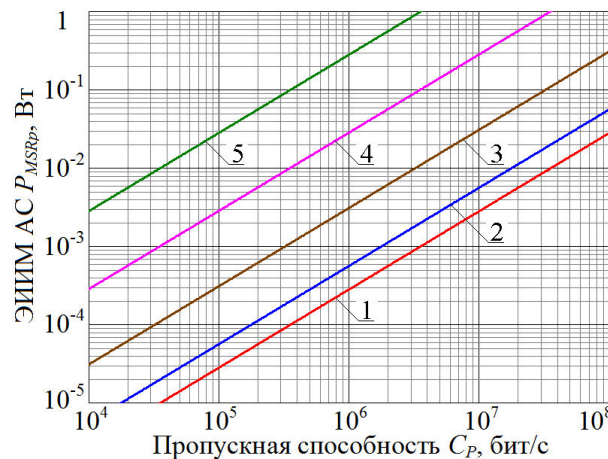


Рис. 3. Асимптоты $P_{MSRp}(C_P)$ при $d \geq R_{BP}$ для различных уровней внутрисетевых помех ($d = R_{BP} = 400$ м, $\lambda = 0,15$ м)

Fig. 3. Asymptotes $P_{MSRp}(C_P)$ for $d \geq R_{BP}$ at different levels of intranetwork interference ($d = R_{BP} = 400$ м, $\lambda = 0,15$ м)

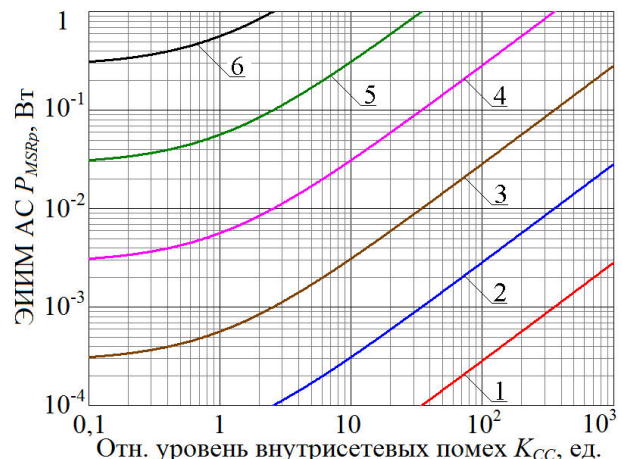


Рис. 4. Асимптоты $P_{MSRp}(K_{CC})$ при $d \geq R_{BP}$ для различной пропускной способности радиоканала ($d = R_{BP} = 400$ м, $\lambda = 0,15$ м)

Fig. 4. Asymptotes $P_{MSRp}(K_{CC})$ for $d \geq R_{BP}$ at different radio channel data rates ($d = R_{BP} = 400$ м, $\lambda = 0,15$ м)

Принимая во внимание, что уровни ЭИИМ АС, удовлетворяющие спецификациям современных и перспективных систем сотовой связи [6–8], ограничены значением 20–23 дБм (0,1–0,2 Вт), можно сделать следующие заключения, уточняющие выводы [4, 5]:

– на дальностях 200–400 м, примерно соответствующих радиусам микросот в городской застройке [1–3], каналы передачи речевой информации, имеющие относительно невысокую пропускную способность 10^4 – 10^5 бит/с, при соответствующих условиях допускают наличие в них высоких относительных уровней внутрисетевых помех ($K_{CC} \approx 100 \dots 1000$) без выхода на опасные уровни ЭИИМ АС;

– в этих же условиях электромагнитная безопасность АС по обратному радиоканалу высокоскоростной передачи данных со скоростями 10^8 – 10^9 бит/с требует существенного снижения относительного уровня внутрисетевых помех ($K_{CCp} \approx 3 \dots 30$) за счет резкого повышения качества обеспечения внутрисетевой ЭМС.

На рис. 5 приведено семейство расчетных асимптотических зависимостей (3.4) предельно возможной пропускной способности радиоканала от ЭИИМ АС $C_{\max}(P_{MSR})$ для области $d \geq R_{BP}$ для различной дальности связи: для $d = 200$ м (линия 1), $d = 400$ м (линия 2), $d = 800$ м (линия 3) и $d = 1600$ м (линия 4); они рассчитаны для $\lambda = 0,15$ м и $K_{CC} = 10$ м. На рис. 6 приведено полученное для этих же условий семейство «обращенных» асимптотических зависимостей (3.5) для области $d \geq R_{BP}$ предельно допустимого относительного уровня внутрисетевой помехи $K_{CCp}(C_{\max})$ от требуемой пропускной способности радиоканала для различной дальности связи: для $d = 200$ м (линия 1), $d = 400$ м (линия 2), $d = 800$ м (линия 3) и $d = 1600$ м (линия 4).

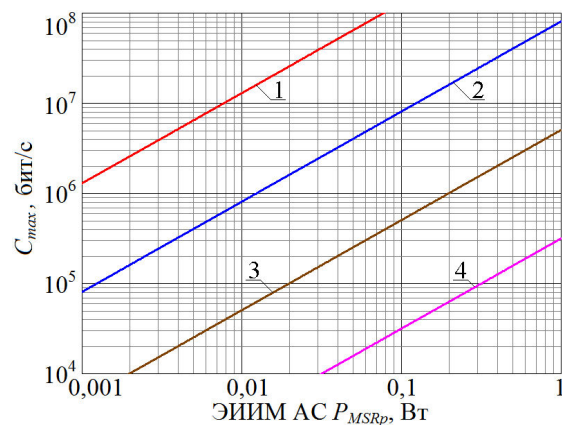


Рис. 5. Асимптоты $C_{\max}(P_{MSR})$ при $d \geq R_{BP}$ для различной дальности связи ($R_{BP} = 200$ м, $K_{CC} = 10$)
Fig. 5. Asymptotes $C_{\max}(P_{MSR})$ for $d \geq R_{BP}$ at different operating distance ($R_{BP} = 200$ м, $K_{CC} = 10$)

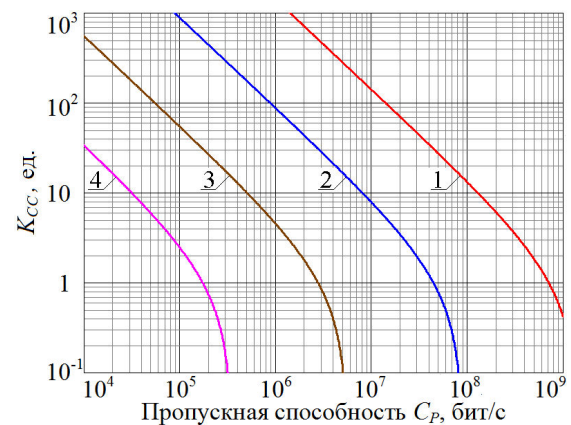


Рис. 6. Асимптоты $K_{CC}(C_p)$ при $d \geq R_{BP}$ для различной дальности связи ($P_{MSR} = 0,1$ Вт, $R_{BP} = 200$ м)
Fig. 4. Asymptotes $K_{CC}(C_p)$ for $d \geq R_{BP}$ at different operating distance ($P_{MSR} = 0.1$ W, $R_{BP} = 200$ м)

Принимая во внимание, что плотность БС сотовой связи может составлять до 10 микро-БС/км² и более в условиях города, до 1–3 БС/км² в условиях пригорода и до 0,1–0,2 БС/км² в условиях сельской местности [1–3], из анализа кривых, представленных на рис. 5, 6, можно сделать следующие выводы:

– в условиях города при максимальной дальности связи не более 200–400 м при принятых в [6–8] ограничениях на ЭИИМ АС высокое качество обеспечения внутрисистемной ЭМС ($K_{CC} \leq 10$) позволяет достичь скоростей передачи информации от АС к БС, декларируемых в [9] для систем 4G/5G;

– в условиях пригорода и сельской местности, где радиусы сайтов увеличиваются до 1–2 км, даже высокое качество обеспечения внутрисистемной ЭМС при принятых в [6–8] уровнях ЭИИМ АС не обеспечит скорость передачи данных от АС к БС выше 10^5 – 10^6 бит/с; в этих условиях существенное увеличение этой скорости возможно только за счет реализации иерархической структуры сотовой радиосети с использованием пико-БС в местах наиболее вероятного расположения АС – в специально организуемых локальных зонах обслуживания в зданиях, на объектах инфраструктуры, в средствах транспорта и т. п.;

– качество обеспечения внутрисистемной ЭМС, определяемое качеством частотно-пространственного планирования радиосетей сотовой связи и объемом используемого ими радиочастотного ресурса, имеет первостепенное значение с точки зрения обеспечения требуемого уровня важнейших системных характеристик современной и перспективной

сотовой связи, таких как ожидаемые высокие скорости передачи данных от АС к БС на дальностях, соответствующих размерам сайтов сотовых радиосетей в различных условиях (город, пригород, сельская местность), в условиях принятых ограничений на ЭИИМ АС.

Заключение

В данной работе приведены частотно-независимые асимптотические соотношения (3.2)–(3.5) для ряда системных параметров сотовой связи (L_{ip} , P_{MSRP} , $d_{\max}$, $C_{\max}$, K_{CCP}) в условиях многолучевого (интерференционного) РРВ в городских каньонах. Эти условия РРВ могут быть характерны для связи с АС, находящимися вблизи границ сайтов на удаленности $d \geq R_{BP}$ от БС. Существование этих асимптот обусловлено компенсацией частотной зависимости соотношений (1.1) при подстановке в них R_{BP} в форме (1.2). Полученные с использованием пессимистической ветви L_{ip} модели (1.1) затухания при РРВ в городских каньонах, использование которой в силу присутствия в (3.1) поправки 20 дБ на замирания соответствует условиям высокого качества связи, они оказываются адекватными для всех полос частот сотовой связи, для которых справедлива модель (1.1), (1.2).

Полученные соотношения (3.2)–(3.5) позволяют оценить пределы возможных значений системных параметров L_{ip} , P_{MSRP} , $d_{\max}$, $C_{\max}$, K_{CCP} современных и перспективных систем сотовой связи, а также обеспечивают возможность обоснования требований к качеству обеспечения внутрисистемной ЭМС исходя из имеющихся ограничений на ЭИИМ АС и требуемой скорости передачи информации в обратных радиоканалах сетей сотовой связи.

Список литературы / References

1. Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz. Rec. ITU-R P.1411-9.
2. Methodology for the calculation of IMT-2000 terrestrial spectrum requirements. Rec. ITU-R M.1390 1.
3. Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced. Report ITU-R M.2135-1.
4. Mordachev V. Electromagnetic safety of broadband systems of mobile communications of new generations. Doklady BGUIR. 2018;113(3):39-46 (in Russian).
5. Mordachev V. Restrictions on Wideband Systems of Mobile Communications of New Generations at Declared Expansion of Data Transfer Rates. Proc. of the 2018 Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2018), Amsterdam, The Netherlands, August 27-30, 2018;202-207.
6. ETSI EN 300 910, V8.5.1 (2001-11). Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+). Radio Transmission and Reception (GSM 05.05 version 8.5.1 Release 1999).
7. 3GPP TS 25.101 V15.2.0 (2018-03). 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD) (Release 15).
8. ETSI TS 136 101 V14.3.0 (2017-04). LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 14.3.0 Release 14).
9. IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond. Rec. ITU-R M.2083-0.

Сведения об авторах

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

Information about the authors

Mordachev V.I., PhD, associate professor, leading researcher, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-89-94;
e-mail: mordachev@bsuir.by, www.emc.bsuir.by
Мордачев Владимир Иванович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University of Informatics
and Radioelectronics
tel. +375-17-293-89-94;
e-mail: mordachev@bsuir.by, www.emc.bsuir.by
Mordachev Vladimir Ivanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-125-132>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 681.3;004.896

МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛИ НЕЙРОРЕГУЛЯТОРА ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ЦИКЛОМ

СМОРОДИН В.С., ПРОХОРЕНКО В.А.

*Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины,
г. Гомель, Республика Беларусь*

Поступила в редакцию 16 октября 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Цель работы, результаты которой представлены в рамках данной статьи, состояла в разработке метода построения модели нейрорегулятора для случая оптимизации структуры управления технологическим циклом, реализация которого осуществляется на базе средств автоматизации производственного процесса при наличии физического контроллера, который осуществляет управление технологическим процессом в соответствии с заданной программой. Для достижения поставленной цели были решены задачи, связанные с применением нейросетевых технологий при построении математической модели нейрорегулятора. При этом математическая модель нейрорегулятора разработана на основе физического прототипа, а процедура синтеза управления в режиме реального времени (адаптивного управления) основана на процедуре обучения рекуррентной нейронной сети, построенной с использованием блоков LSTM, которые имеют возможность хранить информацию в течение длительного времени. Предложен метод построения модели нейрорегулятора для реализации управления технологическим циклом производства при решении задачи поиска оптимальной траектории на фазовой плоскости параметров состояний технологического цикла. В рассматриваемой задаче поиска оптимальной траектории математическая модель нейрорегулятора в каждый момент времени получает информацию о текущем состоянии системы, данные о смежных состояниях объекта управления и направление движения по фазовой плоскости состояний, которое определяется действующими критериями оптимизации управления. С учетом полученных результатов установлено, что рекуррентные сети с LSTM-модулями могут успешно применяться в качестве аппроксиматора Q -функции агента для решения поставленной задачи в условиях, когда частично наблюдаемая область состояний системы имеет сложную структуру. Выбор предложенного в работе метода адаптации к управляющим воздействиям и внешним возмущениям окружающей среды удовлетворяет требованиям к быстродействию процесса адаптации, равно как и требованиям к качеству процессов управления для случаев, когда актуальная информация о природе случайных возмущений управления отсутствует. Среда для проведения экспериментов, а также модели нейронных сетей реализованы на языке программирования Python с использованием библиотеки TensorFlow.

Ключевые слова: модель нейрорегулятора, адаптивное управление, оптимизация параметров функционирования, фазовая плоскость состояний, оптимальная траектория.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Смородин В.С., Прохоренко В.А. Метод построения модели нейрорегулятора при оптимизации структуры управления технологическим циклом. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 125-132.

METHOD OF CONSTRUCTION OF A NEUROREGULATOR MODEL WHEN OPTIMIZING THE CONTROL STRUCTURE OF A TECHNOLOGICAL CYCLE

VIKTOR S. SMORODIN, VLADISLAV A. PROKHORENKO

Gomel State University named after Francisk Skorina, Gomel, Republic of Belarus

Submitted 16 October 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. In this paper authors present the results of a research that had a purpose to develop a method of constructing a neuroregulator model for the case of optimization of the control structure of a technological cycle. The method's implementation is based upon the automation of a production process when a physical controller, that operates the technological process according to a given program, is present. In order to achieve this goal, the artificial neural network approaches were implemented to create a mathematical model of the neuroregulator. The mathematical model of the neuroregulator is based on a physical prototype, and the procedure of a real-time control synthesis (adaptive control) is based on recurrent neural network training. The neural network architecture includes LSTM blocks, which are capable of storing information for long periods of time. A method is proposed for constructing a neuroregulator model for control of a production cycle when solving the task of the optimal trajectory finding on the phase plane of the technological cycle states. In the considered task of the optimal trajectory finding the mathematical model of the neuroregulator receives at each moment of time information about the current system state, the adjacent system states and the movement direction on the phase plane of states. Movement direction is determined by the given control optimization criteria. Based on the research results it was found that recurrent networks with LSTM modules can be used successfully as an approximator for the agent's Q -function to solve the given problem when the partially observed region of system states has a complex structure. The choice of the method of adaptation to the control actions and the external environmental disturbances proposed in the paper satisfies the requirements for the adaptation process performance, as well as the requirements for the control processes quality, when there is lack of information about the nature of random control disturbances. The experimental environment, as well as the neural network models was implemented using the Python programming language with TensorFlow library.

Keywords: neuroregulator model, adaptive control, optimization of functioning parameters, phase plane of states, optimal trajectory.

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

For citation. Smorodin V.S., Prokhorenko V.A. Method of construction of a neuroregulator model when optimizing the control structure of a technological cycle. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 125-132.

Введение

Современный обзор состояния разработок в области анализа функционирования систем управления показывает, что проблема динамического определения параметров системы в рамках решения многокритериальной задачи оптимизации управления часто возникает ввиду наличия случайных внешних управляющих воздействий, включая и наличие человеческого фактора. Это имеет место особенно в тех случаях, когда ввиду наличия внешних управляющих воздействий меняется структура управления в процессе реализации рабочего цикла сложной технологической системы. Рассмотрим один из вариантов подхода к формализации технологического цикла производства, работающего под управлением автоматизированной системы управления технологическим процессом (АСУТП) при наличии контроллера, который администрирует работу системы управления в соответствии с заданной программой.

В основу формализации структуры управления технологическим циклом производства положены результаты исследований авторов в области анализа функционирования вероятностных технологических систем [1]. Под адаптивным управлением в настоящей статье будем понимать способность системы управления изменять свои параметры в зависимости

от штатных управляющих воздействий контроллера системы и внешних возмущений. При этом будем понимать, что вероятностно-технологические системы (ВТС) – это технологические объекты, параметры работы которых имеют вероятностный характер. Технологический цикл производства состоит из набора технологических операций и ресурсов, которые потребляются технологическими операциями в процессе их реализации, а технологические операции могут конкурировать за требуемые ресурсы. Подобное представление позволяет рассматривать технологический цикл производства как замкнутую систему, для изучения которой могут быть применены нейросетевые технологии, основанные на построении математических моделей искусственных нейронных сетей (ИНС). Математическая модель ВТС строится в пространстве состояний и включает в себя набор входных и выходных данных, а также переменных состояния конечного набора взаимосвязанных математических моделей компонентов управления. Моделирование подобных типов технологических процессов осуществляется на основе критических или средних значений показателей расхода ресурсов.

В настоящей статье рассматриваются технологические процессы, которые имеют непрерывный характер и работают в режиме реального времени. Контроль функционирования технологического цикла производства осуществляется с использованием соответствующих средств автоматизации. Математическая модель нейрорегулятора строится на основе существующего прототипа, а процедура синтеза адаптивного управления основана на обучении рекуррентной нейронной сети с помощью блоков LSTM [2], которые имеют возможность хранить информацию в течение длительного времени.

Подобный подход позволяет создать аналог нейронной сети базы знаний об окружающей среде системы управления (случайных помехах и предыдущих состояниях контроллера). Выбор данного метода адаптации к внешним управляющим воздействиям удовлетворяет как требованиям к быстрдействию процесса адаптации, так и требованиям к качеству процессов в управлении, когда актуальная информация о природе возможных случайных помех отсутствует.

Общая постановка задачи

В рассматриваемой задаче поиска оптимальной траектории на фазовой плоскости состояний системы управления в каждый момент времени модель нейрорегулятора получает вектор, состоящий из нескольких элементов: данные о текущем состоянии системы, данные о смежных состояниях объекта управления и направление движения по фазовой плоскости состояний в соответствии с заданными критериями оптимизации управления. Результатом работы модели нейрорегулятора в каждый момент времени является вектор, определяющий выбор следующего состояния системы управления на фазовой плоскости. Перемещения на плоскости состояний осуществляются до тех пор, пока не будет получена оптимальная траектория перемещений по фазовой плоскости возможных состояний в рамках заданного критерия качества управления.

Одним из подходов к решению поставленной задачи в предложенной формализации может быть использование методов обучения модели с учителем: построение математической модели нейрорегулятора таким образом, чтобы она воспроизводила правильные последовательности действий в заданной последовательности состояний системы. Однако при решении реальных задач подобный подход, как известно, может привести к трудностям при формировании достаточно полного обучающего множества исходной модели. При этом наличие большой выборки статистики о работе системы не является гарантией, что таковая будет отражать важные области фазового пространства состояний системы, если на практике они встречаются относительно редко.

Поэтому в работе рассмотрена группа алгоритмов обучения с подкреплением (в частности, Q -обучение), примененных к имитационной модели рассматриваемой технологической системы. Данные алгоритмы предполагают исследовательскую деятельность агента [3], управляемого контроллером, и потому имеют потенциал обучить контроллер в более полной мере.

Используемая идея Q -обучения состоит в том, что агент в процессе обучения строит верную функцию Q оценки следующего состояния, к которому может привести выбор некоторого управления. В качестве аппроксиматора данной функции может быть использована нейронная сеть. Подобный подход дал хорошие результаты при решении сложных задач с частично наблюдаемым окружением, в которых был достигнут уровень человека-эксперта [3, 4].

Постановка задачи Q -обучения агента

На каждом шаге обучения агент получает данные о текущем состоянии окружения s_t , выбирает действие a_t в соответствии с политикой выбора действий p , и получает от окружения сигнал о вознаграждении r_t . Задачей агента в процессе обучения является поиск такой политики действий, которая будет максимизировать ожидаемое суммарное вознаграждение R_t .

Q -функция (функция качества) данной политики π определяется как ожидаемое вознаграждение от использования действия a в состоянии окружения s :

$$Q^\pi(s, a) = E[R_t | s_t = s, a_t = a].$$

Аппроксиматором функции Q выступает нейронная сеть. Задачей обучения является поиск таких значений настраиваемых параметров нейросети, при которых приближенная функция будет достаточно близкой к оптимальной функции Q^* , определяемой следующим образом¹:

$$Q^*(s, a) = \max_{\pi} E[R_t | s_t = s, a_t = a] = \max_{\pi} Q^\pi(s, a).$$

Для оптимальной функции Q^* выполняется уравнение Беллмана[4]¹:

$$Q^*(s, a) = E[r + \gamma \max_{a'} Q^*(s', a') | s, a].$$

Отсюда функция потерь (ошибки) для текущей $Q(\theta)$ ¹:

$$L_t(\theta_t) = E_{s,a,r,s'}[(y_t - Q_{\theta_t}(s, a))^2],$$

где $y_t = r + \gamma \max_{a'} Q_{\theta_t}(s', a)$.

Отсюда – градиент функции потерь:

$$\nabla_{\theta_t} L_t(\theta_t) = E_{s,a,r,s'}[(y_t - Q_{\theta_t}(s, a)) \nabla_{\theta_t} Q_{\theta_t}(s, a)],$$

На практике обычно вычисляется его приближение [4]¹:

$$\nabla_{\theta_t} L_t(\theta_t) \approx (y_t - Q_{\theta_t}(s, a)) \nabla_{\theta_t} Q_{\theta_t}(s, a).$$

Во время обучения агента на практике обычно используется не онлайн-обучение (одно обновление настраиваемых параметров после каждого действия), а какой-либо механизм демонстрации алгоритму обучения опытов, или последовательностей опытов, полученных в предыдущие моменты времени [4]¹.

При решении практических задач агенту часто бывает недоступна полная информация о состоянии среды. В этой ситуации агент, который пользуется аппроксиматором Q , зависящим только от текущего наблюдаемого состояния среды может быть неэффективным при достаточно сложной структуре среды. Существует несколько подходов к решению данной проблемы, которые предполагают наличие у агента внутреннего состояния, которое сохраняется при переходе к следующему моменту времени. Один из подходов предполагает подачу на вход аппроксиматора не только текущего, но также и некоторого числа предыдущих наблюдаемых состояний среды $s_{t-1}, s_{t-2}, \dots, s_{t-n}$ [4]. Другой подход основан на применении рекуррентных нейронных сетей, обладающих внутренним состоянием h_t ². В качестве структурного элемента, обеспечивающего сохранение внутреннего состояния h_t , может использоваться LSTM (Long short-term memory) [2].

¹ Lample G., Chaplot D.S. Playing FPS Games with Deep Reinforcement Learning. *AAAI'17 Proceedings of the Thirty-First AAAI Conference on Artificial Intelligence*. 2140-2146, AAAI Press; 2017.

² Hausknecht M., Stone P. Deep recurrent q -learning for partially observable mdps. *2015 AAAI Fall Symposium Series*. AAAI Press; 2015.

Формирование функции вознаграждения

Определение функции вознаграждения играет важную роль, определяя поведение агента, формируемое при обучении. В экспериментах использовалась функции вознаграждения следующего вида:

$$r_t(s, a) = lr + mtgr \cdot d,$$

где lr – константа, прибавляемая к награде на каждом шаге независимо от действий агента, $mtgr$ – коэффициент вознаграждения за движение по направлению к цели, d – изменение расстояния до цели.

Значения, использованные в экспериментах: $Lr = -2,0$; $mtgr = 3,0$.

В случае совершения недопустимого действия $r_t = -100$.

В случае достижения цели $r_t = 500$.

Стратегии исследования в процессе обучения

В отличие от обучения с учителем, агенту доступно окружение только через его собственные действия. Следовательно, выбор стратегии исследования окружения в процессе обучения представляет собой важную задачу.

В процессе данной работы использовались стратегии выбора очередного действия агентом при обучении:

– ϵ -greedy – выбор случайного действия с вероятностью, которая уменьшается в процессе обучения [3, 4];

– softmax/Boltzmann – случайный выбор одного из доступных действий с распределением

$$P_t(a) = \frac{\exp(q_t(a)/\tau)}{\sum_{i=1}^n \exp(q_t(i)/\tau)},$$

где $q_t(a)$ – оценки Q , построенные текущей моделью, τ – параметр, убывающий с течением времени [3].

Выбор модели для решения задачи в описанной формализации

В процессе работы рассмотрено несколько нейросетевых агентов различных типов при решении задачи поиска траектории в двумерной области. Интересно сравнить их способности обучиться и затем осуществлять навигацию в области сложной структуры.

sfDQN – агент, использующий нейронную сеть типа МСП (многослойный персептрон). На вход сети на каждом шаге подается только текущее наблюдаемое состояние среды.

Структура сети:

- 1) Dense x8 ReLU
- 2) Dense x16 ReLU
- 3) Dense x32 ReLU
- 4) Dense x4 no activation.

mfDQN – агент, использующий МСП. На вход сети на каждом шаге подаётся текущее наблюдаемое состояние среды, а также несколько предыдущих (в дальнейших экспериментах это 3 предыдущих состояния).

Структура сети:

- 1) Dense x8 ReLU
- 2) Dense x16 ReLU
- 3) Dense x32 ReLU
- 4) Dense x4 no activation.

DQRN1 – агент, использующий рекуррентную нейросеть на базе МСП с LSTM блоком. На вход сети подается текущее состояние среды. Обучается на длине последовательности 4.

Структура сети:

- 1) Dense x16 ReLU
- 2) Dense x16 ReLU
- 3) Dense x32 ReLU
- 4) LSTM x32 ReLU
- 5) Dense x4 no activation

Генерация данных и обучение моделей

Для обучения данных моделей сгенерированы с помощью клеточных автоматов [5] двумерные области 30×30 клеток с различным отношением проходимых и непроходимых клеток, различным расположением начальной и целевой позиции агента в области.

Сгенерировано 5 датасетов, на которых будут тестироваться способности моделей решать задачу в описанной формализации. Датасеты различаются отношением непроходимых клеток.

- Empty – 0 % – области не имеют непроходимых клеток;
- CA5 – 5 % непроходимых клеток;
- CA15 – 15 % непроходимых клеток;
- CA30 – 30 %;
- CA45 – 45 %.

В условиях, когда в среднем больше 45 % области не проходимо, становится невозможно получить достаточно удаленные друг от друга начальную и конечную точки в большей части сгенерированных областей.

Процедура обучения следующая.

1. Агент участвует в одном эпизоде решения задачи (новая область с новыми положениями стартовой и целевой клеток). Агент последовательно получает текущее наблюдаемое состояние среды и выбирает действие в соответствии с избранной стратегией исследования. Эпизод длится до тех пор, пока агент не достигнет цели, либо не совершит недопустимое действие (перемещение в непроходимую клетку), либо не достигнут лимит на число шагов (50).

2. Опыт, полученный агентом во время эпизода, сохраняется в формате (наблюдаемое состояние; выбранное действие; вознаграждение; следующее наблюдаемое состояние).

3. Осуществляется отбор сохраненного опыта для очередного обновления весов нейросети-аппроксиматора. В соответствии с выбранными параметрами обучения часть этого опыта отбирается случайно по всей памяти, а другая часть представляет собой последние записанные в память элементы.

4. Вычисляются обновленные значения Q , рассчитанные в соответствии со следующими наблюдаемыми агентом состояниями из опыта:

$$q_t(a) = r_t(s, a) + \gamma \max_i(q_{t+1}(i))$$

5. Обучение нейросети на обучающем множестве размера 32 в течение одной эпохи с помощью алгоритма RMSprop. Коррекции весов в процессе обучения – после предъявления 4 элементов множества. (Для МСП элементы множества это единичные элементы (состояние, q), в случае рекуррентных сетей это последовательности $\langle \text{состояние}, q \rangle$).

6. Вернуться к п. 1 и проиграть новый эпизод.

Обучение агента длится до истечения лимита по эпизодам (5000) либо до тех пор, пока в среднем 50 из 50 предыдущих эпизодов не будут успешными.

Практика показала, что стратегия исследования e-greedy плохо подходит для нейросетевых агентов, имеющих внутреннее состояние. Наилучшие результаты обучения всех агентов получены с использованием стратегии softmax.

Результаты тестирования

Процедура тестирования состоит в проигрывании агентом 5000 эпизодов на областях, не входивших в обучающее множество. Результаты тестирования обученных моделей представлены в табл. 1.

wins – процент областей, в которых агент дошел до целевой клетки.

fails – процент областей, в которых агент совершил недопустимое действие.

Таблица 1. Результаты тестирования обученных моделей
Table 1. Testing results for the trained models

Dataset	sfDQN		mfDQN		DRQN1	
	wins, %	fails, %	wins, %	fails, %	wins, %	fails, %
Empty	95	5,1	98	4,2	92	6,3
CA5	93,2	4,6	93,1	6,4	82,4	5,1
CA15	68	45,4	63,1	39,4	89,2	5,3
CA30	32,5	68,1	31,6	68,25	63,74	36,19
CA45	13	86,7	16,2	83,45	42,2	54,3

Заключение

В настоящей работе предложен метод построения модели нейрорегулятора для реализации процедуры управления при решении задачи динамического определения параметров функционирования системы в соответствии с заданными критериями качества, основанный на реализации задачи поиска оптимальной траектории на фазовой плоскости состояний объекта исследований. Математическая модель нейрорегулятора реализована в виде программного кода на языке программирования Python, модели архитектур нейронных сетей с блоками LSTM построены на основе технологии TensorFlow.

Совместная работа математической модели и системы управления технологическим циклом осуществляется на базе программно-аппаратного интерфейса между вычислительной системой и блоками управления АСУТП. Установлено, что рекуррентные сети с LSTM-модулями могут успешно применяться в качестве аппроксиматора Q -функции агента для решения задачи в описанной формализации в условиях, когда частично наблюдаемая область состояний системы имеет сложную структуру.

Новизна данного подхода состоит в обеспечении возможности разработки алгоритмов адаптивного управления технологическим циклом производства на основе нейросетевых технологий, учитывающих допустимые диапазоны изменений параметров функционирования системы и обратные связи по управлению. Реализация подобных алгоритмов позволяет разработать дополнительные схемы резервирования контура управления объекта исследования при наличии условий неопределенности и риска возникновения аварийных ситуаций в процессе реализации технологического цикла производства.

Список литературы

1. Максимей И.В., Смородин В.С., Демиденко О.М. *Разработка имитационных моделей сложных технических систем*. Гомель: ГГУ им. Ф. Скорины; 2014.
2. Hochreiter S., Schmidhuber J. Long short-term memory. *Neural Computation*. 1997;9(8):1735-1780. DOI:10.1162/neco.1997.9.8.1735.
3. Sutton R.S., Barto A.G. *Reinforcement Learning: An Introduction*. Cambridge: The MIT Press; 1998.
4. Mnih V., Kavukcuoglu K., Silver D., Rusu A., Veness J., Bellemare M., Graves A., Riedmiller M., Fidjeland A., Ostrovski G., Petersen S., Beattie C., Sadik A., Antonoglou I., King H., Kumaran D., Wierstra D., Legg S., Hassabis D. Human-level control through deep reinforcement learning. *Nature*. 2015;518(7540):29-533. DOI:10.1038/nature14236.
5. Toffoli T., Margolus N. *Cellular Automata Machines: A New Environment for Modeling*. Cambridge: The MIT Press; 1987.

References

1. Maksimej I.V., Smorodin V.S., Demidenko O.M. [*Development of simulation models of complex technical systems*]. Gomel: GGU im. F. Skoriny; 2014. (in Russ.)
2. Hochreiter S., Schmidhuber J. Long short-term memory. *Neural Computation*. 1997;9(8):1735-1780. doi:10.1162/neco.1997.9.8.1735.
3. Sutton R.S., Barto A.G. *Reinforcement Learning: An Introduction*. Cambridge: The MIT Press; 1998.
4. Mnih V., Kavukcuoglu K., Silver D., Rusu A., Veness J., Bellemare M., Graves A., Riedmiller M., Fidjeland A., Ostrovski G., Petersen S., Beattie C., Sadik A., Antonoglou I., King H., Kumaran D., Wiestra D., Legg S., Hassabis D. Human-level control through deep reinforcement learning. *Nature* 2015;518(7540):529-533. DOI:10.1038/nature14236.
5. Toffoli T., Margolus N. *Cellular Automata Machines: A New Environment for Modeling*. Cambridge: The MIT Press; 1987.

Вклад авторов

Прохоренко В.А. разработал метод построения модели нейрорегулятора и модели архитектур нейронных сетей с блоками LSTM.

Сморodin В.С. определил задачи, которые необходимо было решить в ходе проведения исследований, а также принимал участие в интерпретации их результатов.

Authors contribution

Prokhorenko V.A. has developed a method of construction of the neuroregulator model and implemented the neural network architectures that include LSTM blocks.

Smorodin V.S. has defined the set of research problems and took part in interpreting the research results.

Сведения об авторах

Сморodin В.С., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой математических проблем управления и информатики Гомельского государственного университета имени Франциска Скорины.

Прохоренко В.А., ассистент кафедры математических проблем управления и информатики Гомельского государственного университета имени Франциска Скорины.

Information about the authors

Smorodin V.S., D.Sci., Professor, Head of the Department of Mathematical Problems of Control and Informatics of Gomel State University named after Francisk Skorina.

Prokhorenko V.A., M.Sci., Assistant of the Department of Mathematical Problems of Control and Informatics of Gomel State University named after Francisk Skorina.

Адрес для корреспонденции

246019, Республика Беларусь,
г. Гомель, ул. Советская, д. 104,
Гомельский государственный университет
имени Франциска Скорины
тел. +375-29-329-27-99;
тел. 8-023-251-03-04;
e-mail: smorodin@gsu.by
Сморodin Виктор Сергеевич

Address for correspondence

246019, Republic of Belarus,
Gomel, Sovetskaya st., 104,
Gomel State University
named after Francisk Skorina
тел. +375-29-329-27-99;
тел. 8-023-251-03-04;
e-mail: smorodin@gsu.by
Smorodin Victor Sergeevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-133-140>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 616-006

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АНТРОПОМОРФНОГО ФАНТОМА ТЕЛА ЧЕЛОВЕКА ДЛЯ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ КОМПЛЕКСНОГО ТЕСТИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ЛУЧЕВОЙ ТЕРАПИИ

ГОЛЬДМАН Е.И., ТИТОВИЧ Е.В.

*РНПЦ онкологии и медицинской радиологии им. Н.Н. Александрова,
агр. Лесной, Республика Беларусь*

Поступила в редакцию 28 ноября 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Развитие технологий в области лучевой терапии позволяет реализовывать прецизионные, клинически эффективные и наиболее щадящие для пациентов методики, позволяющие минимизировать дозовую нагрузку на нормальные ткани и улучшить контроль над злокачественным новообразованием. При этом важным условием выполнения принципа обоснования является неукоснительное соблюдение требований к точности доставляемой дозы. Гарантацией выполнения стандартов лечения является разработка и соблюдение в радиологическом отделении программы контроля качества. Однако, в силу своей специфики, стандартизированные и применяемые во всем мире тесты, входящие в системы менеджмента качества, представляют собой тривиальные механические и дозиметрические проверки, которые не могут показать наличие и величину интегральной ошибки в процессе доставки дозы пациенту, которая возникает в результате осуществления мероприятий всей технологической цепочки лучевой терапии, а также учесть сложность реализации современных методов лечения. Целью данной работы являлась разработка методики комплексного дозиметрического тестирования технологического процесса лучевой терапии (end-to-end тестирование), базирующейся на использовании антропоморфного фантома оригинальной конструкции. Результатом данной работы стало создание модифицированного для прецизионных дозиметрических измерений антропоморфного фантома, предназначенного для тестирования следующих технологических узлов процесса лучевой терапии: компьютерного томографа; компьютерной системы дозиметрического планирования облучения, включая модуль контурирования и алгоритмы расчета дозового распределения; систем визуализации на лечебных аппаратах; дозиметрических и технических характеристик лечебных аппаратов. Регулярное проведение дозиметрического комплексного тестирования технологического процесса лучевой терапии (end-to-end тестирование) с использованием предложенной авторами методики, базирующейся на использовании разработанного антропоморфного фантома оригинальной конструкции, позволит провести оценку точности доставки дозового распределения для онкологических пациентов с различными локализациями злокачественных новообразований.

Ключевые слова: контроль качества, менеджмент качества, клиническая дозиметрия, фантом Алдерсона, антропоморфный фантом.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Гольдман Е.И., Титович Е.В. Использование антропоморфного фантома тела человека для осуществления комплексного тестирования технологического процесса лучевой терапии. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 133-140.

HUMAN BODY ANTHROPOMORPHIC PHANTOM UTILISATION FOR THE COMPLEX TESTING OF RADIATION THERAPY TECHNOLOGICAL PROCESS

YAUHENI I. HOLDMAN, EGOR V. TITOVICH

N. N. Alexandrov National Cancer Center of Belarus, Lesnoy, Republic of Belarus

Submitted 28 November 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The rapid development of technologies in the field of radiation therapy allows us nowadays to implement precision and most clinically effective radiotherapy techniques for oncological patient's treatment to minimize the irradiation of normal tissues and improve local tumor control. An important condition for the implementation of the justification principle is strict compliance with the requirements for the accuracy of the dose delivered. High standards of radiation treatments performed are guaranteed by the development and strict compliance with the quality assurance (QA) program in the radiological department. However, due to QA programmes specificity, standardized and worldwide used tests included in the quality management system are trivial mechanical and dosimetric tests that can't define the presence and magnitude of the integral error in the dose delivered to the patient, which arises as a result of the execution of sophisticated radiation therapy procedures, as well as to take into account the complexity of the implementation of modern methods of treatment. The aim of the work is to develop a method of complex dosimetric testing of the radiation therapy process (end-to-end audit), based on the utilization of the anthropomorphic phantom of the original design. The result of this work is the creation of the modified anthropomorphic phantom for precision dosimetric measurements, designed for testing the following technological procedures of the radiation therapy process: a computer tomography acquisition; a computerized treatment planning system, including a contouring module and dose distribution calculation algorithm; imaging systems integrated with radiation treatment units; dosimetric and technical characteristics of the radiation treatment units. Regular dosimetric testing of the radiation therapy technological process (end-to-end audit) with utilization of the technique proposed by the authors, based on the developed anthropomorphic phantom usage, will allow to assess the accuracy of dose distribution delivered to patients with all major malignant tumors localizations.

Keywords: quality control, quality assurance, clinical dosimetry, anthropomorphic phantom.

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

For citation. Holdman Y.I., Titovich E.V. Human body anthropomorphic phantom utilisation for the complex testing of radiation therapy technological process. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 133-140.

Введение

В настоящее время лучевая терапия является высокоизбирательным, эффективным и щадящим для пациентов методом лечения злокачественных и доброкачественных новообразований. Ее эффективность доказана в лечении опухолей таких локализаций, как голова-шея, шейка матки, простата, мочевого пузыря, кожа и некоторых других. Еще одним немаловажным направлением применения лучевой терапии является оказание паллиативной помощи. В настоящее время, примерно для 15 % всех раков основным методом лечения является именно лучевая терапия [1].

Развитие технологий в данной отрасли позволяет реализовывать прецизионные, клинически эффективные и наиболее щадящие для пациентов методики, такие как облучение с модуляцией интенсивности (ЛТМИ) или секторное облучение с объемной модуляцией (СЛТМИ), а также позволяет применять нестандартные методы фракционирования доставки дозового распределения (гипо- или гиперфракционирование, стереотаксическое облучение и т. п.). При этом важным условием выполнения принципа обоснования является неукоснительное соблюдение требований к точности доставляемой дозы. Рекомендации Международной комиссии по радиационным единицам и измерениям регламентируют точность отпуска дозы, утверждая,

что точечные значения дозы, доставляемой к мишени облучения, должны быть в пределах $\pm 5\%$ от предписанного значения (в некоторых клинических случаях $\pm 2\%$) [2]. Геометрическая точность доставки дозового распределения зависит от части тела человека, которая подвергается облучению, типа злокачественного новообразования, сопутствующих патологий и т. д. Например, она может варьироваться от нескольких миллиметров в малом тазу до менее чем 1 мм при облучении метастатических поражений в головном мозге, но в среднем составляет порядка 5 мм [3].

При несоблюдении этих требований после проведения курса лучевой терапии у пациентов могут возникать нежелательные лучевые осложнения, и сотрудники отделений лучевой терапии, как правило, хорошо осведомлены о необходимости соблюдения всех стандартов и правил осуществления лучевой терапии.

Гарантией выполнения стандартов лечения является разработка и соблюдение в радиологическом отделении программы контроля качества (QA). Контроль качества в лучевой терапии – это совокупность методик, процедур и действий, которые обеспечивают безопасную и эффективную доставку лечебной дозы к целевому объему (опухоли), с одновременным снижением дозовой нагрузки на здоровые ткани и органы, минимизацией радиационного воздействия на персонал и адекватным контролем состояния пациента. Все эти действия направлены на достижение необходимого терапевтического эффекта при оказании медицинской помощи [4].

С точки зрения медицинской физики контроль качества в первую очередь направлен на медицинское оборудование и специализированное программное обеспечение, применяемое в процедурах лучевой терапии, в том числе системы дозиметрического планирования, которые позволяют под руководством квалифицированного специалиста в области медицинской физики создавать дозиметрические планы облучения, и устройства для реализации этих планов и доставки лечебной дозы ионизирующего излучения пациентам (линейные ускорители или аппараты с природными радионуклидными источниками).

Однако, в силу своей специфики (воспроизводимость, регулярность, аппаратное время), стандартизированные и применяемые во всем мире тесты, входящие в системы менеджмента качества, представляют собой тривиальные механические и дозиметрические проверки [5, 6], контролирующие каждый отдельный узел аппарата либо его функциональное действие в отдельности, но результаты этих тестов не могут показать наличие и величину интегральной ошибки в доставке индивидуального дозового распределения пациенту, которая возникает в результате осуществления мероприятий всей технологической цепочки лучевой терапии, а также учесть сложность реализации современных методов лечения. Известные в настоящее время и наиболее распространенные методы контроля качества IMRT-технологий включают в себя простой пересчет плана облучения пациента в объеме геометрически простого однородного тканеэквивалентного фантома. Такие методы не могут учитывать ошибки в доставке дозового распределения пациентам, возникшие вследствие расчета компьютерной системой планирования облучения взаимодействия (поглощения и рассеивания) ионизирующего излучения с гетерогенными структурами в теле пациента, такими как кости или легкие, или установления реалистичных контуров тела [2].

В настоящее время одним из способов учета всех указанных выше особенностей и недостатков традиционного QA является проведение дозиметрических (end-to-end) аудитов. Идейно дозиметрические аудиты берут свое начало в стандартных программах менеджмента качества. В обоих случаях все действия направлены на проверку двух основных аспектов лучевой терапии: соответствие плана лечения клиническим требованиям и адекватность представления лечебным планом тех дозовых нагрузок, которые будет получать реальный пациент в течение всего курса лечения [7].

Тем не менее end-to-end аудиты используют для этих целей нетипичное, сложное оборудование. Как правило, это антропоморфные, модульные фантомы, которые могут быть проведены через всю технологическую цепочку лучевой терапии: от первичной симуляции и визуализации, до укладки и доставки дозы. Кроме того, эти фантомы не только точно повторяют анатомические контуры тела человека, но и содержат различные гетерогенности, а также позволяют использовать разнообразное дозиметрическое оборудование: радиохромные и радиографические пленки, термоллюминесцентные дозиметры, ионизационные камеры и т. д. [7, 8].

Такой способ оценки контроля качества и улучшения проводимых в лучевой терапии процедур хорошо себя зарекомендовал, а дозиметрическими аудитами на постоянной основе занимаются крупные национальные и международные организации, например, Международное агентство по атомной энергии (МАГАТЭ) или Всемирная организация здравоохранения (ВОЗ) [9]. Однако, как уже упоминалось ранее, проведение подобных аудитов требует специализированного и дорогостоящего оборудования, а участие аккредитованных организаций оплачивает приглашающая сторона. Это может стать серьезным препятствием для участия в end-to-end тестировании онкологических клиник, работающих в условиях ограниченных ресурсов.

В настоящее время в Республике Беларусь не существует национальной структуры, занимающейся проведением подобного комплексного тестирования технологического процесса лучевой терапии в клиниках на территории страны. Тем не менее осуществление end-to-end аудита, как было показано ранее, может стать тем инструментом, который позволил бы провести оценку точности доставки дозового распределения для онкологических пациентов с различными локализациями злокачественных новообразований и установить те ошибки в доставке индивидуальных дозовых распределений, которые не представляется возможным выявить другими проверками, входящими в типовую программу гарантии качества лучевой терапии. Таким образом, целью данной работы стала разработка методики комплексного тестирования технологического процесса лучевой терапии (end-to-end тестирование), базирующейся на использовании антропоморфного фантома оригинальной конструкции и позволяющей оценить отклонение значения поглощенной дозы в опорной точке для планов облучения онкологических пациентов основных локализаций и всего терапевтического диапазона энергий излучения, мощностей дозы и терапевтических размеров радиационных полей.

Описание методики

В основе методики проведения end-to-end тестирования, разработанной в РНПЦ онкологии и медицинской радиологии им. Н. Н. Александрова, лежит применение модифицированного антропоморфного фантома Алдерсона. Этот фантом представляет собой макет мужского тела от головы до паховой области, выполненный из плотного тканезквивалентного материала. Тело фантома набрано из отдельных слоев толщиной 1 см с вставками материалов различных плотностей. В сборе фантом представляет собой тело человека, в котором можно выделить три основные компоненты: мягкие ткани со средней плотностью порядка 80 единиц Хаунсвилда (HU), костные структуры (470 HU) с выделенным спинномозговым каналом и легкие (–650 HU).

В первоначальном виде данный фантом мог применяться в дозиметрических целях только с использованием пленки, помещаемой между слоями фантома, или с помощью термолюминесцентных дозиметров (ТЛД), гнезда для которых находятся в мягких тканях и органах риска. Определение дозы при использовании данных типов детекторов затруднительно вследствие достаточно сложной процедуры процессинга данных. Недостатком также является и то, что как ТЛД, так и дозиметрическая пленка являются пассивными детекторами, и для установления величины дозы необходимо значительное время и квалифицированный персонал. Для проведения абсолютных дозиметрических измерений с использованием ионизационной камеры (ИК) (наиболее точной методикой измерения точечного значения поглощенной дозы) фантом был модифицирован: с помощью фрезерного станка был просверлен сквозной канал диаметром 8 мм, для соответствия геометрических характеристик канала с диаметром ИК, применяемых в РНПЦ онкологии и медицинской радиологии им. Н. Н. Александрова. Канал проходит по воображаемой оси ствол головного мозга – средостение – предстательная железа.

С использованием компьютерного томографа LightSpeed RT производства компании GE HealthCare была получена ростовая томограмма модифицированного фантома с шагом 2,5 мм, реконструированная до толщины среза в 1,25 мм, результат которой представлен на рис. 1. Перед сканированием на фантом была нанесена водостойкая разметка (совмещенная с рентген контрастными метками), которую в дальнейшем можно применять для укладки фантома на столе линейного ускорителя.

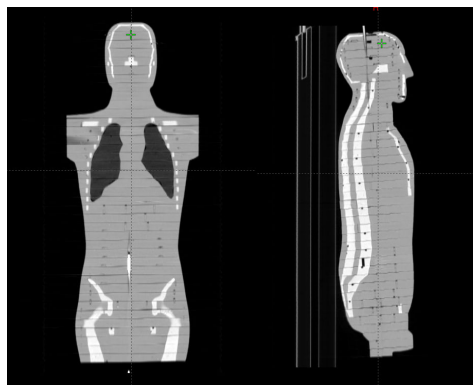


Рис. 1. Компьютерная томограмма модифицированного антропоморфного фантома
Fig. 1. Computed tomography of a modified anthropomorphic phantom

Сканирование проводилось с предустановленной ИК модели PTW Freiburg 30010. Согласно разработанной методике данная камера будет использоваться для всех абсолютных измерений дозы при проведении комплексного тестирования технологического процесса лучевой терапии.

Остальной объем канала был заполнен стержнем из тканеэквивалентного материала (плотностью порядка 350 HU) подходящего диаметра и длины.

Полученная томограмма была импортирована в компьютерную систему планирования облучения (КСПО) Eclipse версии 13.7 (Varian Medical Systems, Palo Alto, California). Антропоморфность фантома позволяет изображать на нем органы риска и целевые объемы как в соответствии с международными рекомендациями по оконтуриванию, так и согласно национальным локальным протоколам и требованиям [10].

Так как металлический провод и оплетка ИК камеры создают визуальные артефакты и искажения в плотностном распределении на компьютерной томограмме, было принято решение заместить объем, занимаемый реальной ИК, ее геометрической моделью. Таким образом, в модель камеры были включены следующие структуры, оконтуренные с использованием соответствующего программного модуля КСПО Eclipse (рис. 2):

- непосредственно канал для позиционирования ИК диаметром 8 мм и плотностью 1000 HU (воздух);
- цилиндр измерительной полости камеры диаметром 7 мм и присвоенной плотностью 450 HU;
- металлическая оплетка, предвещающая измерительную полость в виде цилиндра диаметром 7 мм и плотностью 3500 HU;
- тканеэквивалентный стержень, заполняющий оставшуюся часть канала, диаметром 7 мм и плотностью 350 HU.

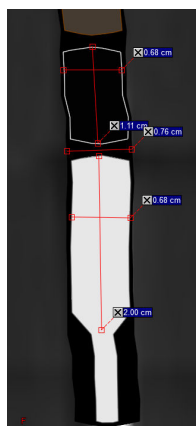


Рис. 2. Геометрическая модель ионизационной камеры
Fig. 2. Geometric model of the ionization chamber

Полученный набор структур (органы риска, целевые объемы и модель ИК) можно использовать для создания дозиметрических планов облучения любой методикой из применяемых в практике в отделениях лучевой терапии.

Основным преимуществом использования данного фантома для оценки отклонений значения поглощенной дозы в опорной точке для планов облучения онкологических больных является наличие в нем объемов с сильным градиентом плотностей (ткани – кости – легкие – ткани). В ряде известных исследований показано, что алгоритмы расчета дозы современных КСПО имеют тенденцию к некорректному расчету значений поглощенной дозы в областях с низкой плотностью (легкие) или в мягких тканях сразу за ними [11–13], соответственно, планирование и тестирование планов облучения именно в таких областях представляет наибольший интерес.

В дальнейшем полученный план облучения возможно реализовать на лечебном аппарате (линейный ускоритель или гамма-терапевтический аппарат). Позиционирование фантома будет происходить согласно водостойкой разметке, нанесенной на поверхность фантома перед первичным сканированием, и верифицироваться с использованием рентгеновских изображений объема антропоморфного фантома и рентген контрастных меток на его поверхности. Более того, вследствие рентген контрастности ИК верификацию ее положения представляется возможным осуществлять с помощью интегрированных с радиотерапевтическим аппаратом систем визуализации (MV или kV изображения, СВСТ), с их же помощью можно проводить верификацию положения фантома на столе благодаря наличию контрастных костных структур.

Доставленную дозу и изодозовое распределение за любое количество фракций возможно оценить с использованием установки в фантом дозиметрических пленок, ТЛД либо результатов измерений ИК.

Результаты

Таким образом, проведение дозиметрического комплексного тестирования технологического процесса лучевой терапии (end-to-end тестирование) с использованием разработанного антропоморфного фантома оригинальной конструкции позволит проанализировать ошибки в индивидуальных дозовых распределениях, доставляемых онкологическим пациентам, возникающих вследствие следующих аспектов технологической цепи лучевой терапии:

- компьютерный томограф: четкость контуров наличествующих контрастных структур, точность определения плотностей помещенных в канал материалов с различной, заведомо известной плотностью;
- модуль контурирования КСПО: поиск и точное выделение анатомических структур по заданному интервалу плотностей в НУ, точность определения геометрических размеров и объема этих структур или искусственных имплантированных материалов;
- алгоритм расчета дозового распределения КСПО: точность расчета изодозного распределения с учетом гетерогенности и геометрических контуров фантома;
- система визуализации на лечебных аппаратах: точность позиционирования фантома в соответствии с планом облучения, различимость как отдельных анатомических структур, так и искусственно внесенных ИК);
- дозиметрические и технические характеристики радиотерапевтического аппарата: точность облучения и доставляемая доза.

Заключение

Регулярное проведение дозиметрического комплексного тестирования технологического процесса лучевой терапии (end-to-end тестирование) с использованием предложенной авторами методики, базирующейся на использовании разработанного антропоморфного фантома оригинальной конструкции, позволит провести оценку точности доставки дозового распределения для онкологических пациентов с различными локализациями злокачественных новообразований и установить те ошибки в доставке индивидуальных дозовых распределений, которые не представляется возможным выявить другими проверками, входящими в типовую программу гарантии качества лучевой терапии, и удостовериться в соответствии проводимой

лучевой терапии национальным и международным рекомендациям и, таким образом, улучшить качество оказываемой медицинской помощи, поддерживая точность доставляемой к мишени поглощенной дозы в пределах $\pm 5\%$ от предписанного значения.

Доставленную дозу и изодозовое распределение за любое количество фракций возможно оценить с использованием установки в разработанный фантом дозиметрических плёнок, ТЛД либо результатов измерений ИК. Полученная ростовая томограмма (трехмерная геометрическая модель с учетом гетерогенности анатомических структур) и предложенная модель ИК позволяют провести позиционирование разработанного антропоморфного фантома и измерение значения поглощенной дозы в опорной точке для планов облучения онкологических пациентов основных локализаций для всего терапевтического диапазона энергий излучения, мощностей дозы и терапевтических размеров радиационных полей.

Список литературы/ References

1. Hasan Murshed. *Fundamentals of Radiation Oncology. Physical, Biological, and Clinical Aspects*. 3rd Edition. London: Academic Press; 2019.
2. Kron T., Haworth A., Williams I. Dosimetry for audit and clinical trials: challenges and requirements. *Journal of Physics: Conference Series*. 2013;444:1-7. DOI: 1742-6596.
3. Editor E.B. Podgorsak. *Radiation oncology physics*. Vienna: International Atomic Energy Agency; 2005.
4. Hellebust T.P., Heikilla I.E., Frykholm G., Levernes S., Johannesen D.C., Bjerke H., Olerud H. Quality assurance in radiotherapy on a national level; experience from Norway: the KVIST initiative. *Radiotherapy Practice Journal*. 2013;1:35-44. DOI: 10.1017/S1460396912000544.
5. Court L., Wang H., Aten D., Brown D., MacGregor H., Toit M., Chi M., Gao S., Yock A., Aristophanus M., Balter P. Illustrated instructions for mechanical quality assurance of a medical linear accelerator. *Journal of Applied Clinical Medical Physics*. 2018;3:355-359. DOI: 10.1002/acm2.12265.
6. Chung E., Kwon D., Park T., Kang H., Chung Y. Clinical implementation of Dosimetry Check for ThomoTherapy delivery quality assurance. *Journal of Applied Clinical Medical Physics*. 2018;6:193-199. DOI: 10.1002/acm2.12480.
7. Zakjevskii V.V., Knill C.S., Rakowski J.T., Snyder M.G. Development and evaluation of an end-to-end test for head and neck IMRT with a novel multiple-dosimetric modality phantom. *Journal of applied clinical medical physics*. 2016;02:497-510. DOI: 10.1120/jacmp.v17i2.5705.
8. Molineu A., Hernandez N., Nguyen T., Ibbott G., Followill D. Credentialing results from IMRT irradiations of an anthropomorphic head and neck phantom. *Medical Physics*. 2013;02:22-29. DOI: 10.1118/1.4773309.
9. Izewska J., Andreo P., Vatnitsky S., Shortt K.R. The IAEA/WHO TLD postal dose quality audits for radiotherapy: a perspective of dosimetry practices at hospitals in developing countries. *Radiotherapy and Oncology: journal of the ESTRO*. 2003;01:91-97. DOI: S0167-8140(03)00245-7.
10. Gay H.A., Barthold H.J., O'Meara E., Bosch W.R., El Naqa I., Al-Lozi R., Rosenthal S.A., Lawton C., Lee W.R., Sandler H., Zietman A., Myerson R., Dawson L.A., Willett C., Kachnic L.A., Jhingran A., Portelance L., Ryu J., Small W.Jr., Gaffney D., Viswanathan A.N., Michalski J.M. Pelvic normal tissue contouring guidelines for radiation therapy: a Radiation Therapy Oncology Group consensus panel atlas. *International journal of radiation oncology, biology, physics*. 2012;3:353-362. DOI: 10.1016/j.ijrobp.2012.01.023.
11. Zhao Y., Qi G., Yin G., Wang X., Wang P., Li J., Xiao M., Li J., Kang S., Liao X. A clinical study of lung cancer dose calculation accuracy with Monte Carlo simulation. *Radiation Oncology*. 2014;9:287-296. DOI: 10.1186/s13014-014-0287-2.
12. Wen-Zhou Chen, Ying Xiao, Jun Li. Impact of dose calculation algorithm on radiation therapy. *World journal of Radiology*. 2014;11:874-880. DOI: 10.4329/wjr.v6.i11.874.
13. Chopra L.K., Leo P., Kabat C., Rai D.V., Avadhani J.S., Kehwar T.S., Sethi A. Evaluation of dose calculation accuracy of treatment planning systems in the presence of tissue heterogeneities. *Therapeutic Radiology and Oncology*. 2018;2:420-427. DOI: 10.21037/tro.2018.07.01.

Вклад авторов

Титовичем Е.В. была предложена модель модифицированного антропоморфного фантома, а также модель измерительной ионизационной камеры и ее позиционирования внутри антропоморфного фантома, разработана методика проведения дозиметрического комплексного тестирования технологического процесса лучевой терапии.

Гольдманом Е.И. была проведена модификация антропоморфного фантома, путем проведения компьютерного томографического сканирования и реконструкции плоскостных изображений им было получено трехмерное изображение модифицированного антропоморфного фантома, совмещенного с моделью измерительной ионизационной камеры, им проведено контурирование всех необходимых анатомических структур и осуществлен расчет трехмерных дозовых распределений. Определение цели и задач исследований, интерпретация и обобщение научных результатов проводились совместно с Титовичем Е.В.

Authors contribution

Goldman E.I. has participated during the modification of the anthropomorphic phantom, have obtained the three-dimensional image of the modified anthropomorphic phantom combined with a model of a measuring ionization chamber by computed tomography scanning and reconstruction of planar images, he contoured all the necessary anatomical structures and calculated three-dimensional dose distributions. The determination of the goals and objectives of the research, the interpretation and synthesis of scientific results were carried out by Goldman E.I. jointly with E. Titovich.

Titovich E.V. has developed a model of a modified anthropomorphic phantom, as well as proposed a model of an ionization chamber and a way for its positioning inside an anthropomorphic phantom, have developed a new technique for conducting end-to-end testing of the radiation therapy technological process.

Сведения об авторах

Гольдман Е.И., инженер отдела по инженерному обеспечению лучевой терапии РНПЦ онкологии и медицинской радиологии им. Н.Н. Александрова.

Титович Е.В., к.т.н., ведущий инженер отдела по инженерному обеспечению лучевой терапии РНПЦ онкологии и медицинской радиологии им. Н. Н. Александрова.

Information about the authors

Holdman Y.I., Engineer in the Radiotherapy Engineering and Medical Physics Department of N. N. Alexandrov National Cancer Center of Belarus, Republic of Belarus.

Titovich E.V., PhD, Leading Engineer in the Radiotherapy Engineering and Medical Physics Department of N. N. Alexandrov National Cancer Center.

Адрес для корреспонденции

223040, Республика Беларусь,
Минская область, агр. Лесной, д. 66,
РНПЦ онкологии и медицинской радиологии
им. Н.Н. Александрова
тел. +375-29-219-54-85;
e-mail: e.holdman9@gmail.com
Гольдман Евгений Игоревич

Address for correspondence

223040, Republic of Belarus,
Minsk district, Lesnoy agrotown, 66,
N.N. Alexandrov National Cancer Center
of Belarus, Republic of Belarus
tel. +375-29-219-54-85;
e-mail: e.holdman9@gmail.com
Holdman Yauheni Igorevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-141-148>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.794.61

ИНТЕНСИВНОСТИ РАССЕЙВАНИЯ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА В ГРАФЕНЕ, РАСПОЛОЖЕННОМ НА ПОДЛОЖКЕ ИЗ ГЕКСОГОНАЛЬНОГО НИТРИДА БОРА

МУРАВЬЕВ В.В., МИЩЕНКО В.Н.

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

Поступила в редакцию 28 ноября 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Приведены результаты моделирования интенсивностей рассеивания носителей заряда в графене, расположенном на подложке из гексогонального нитрида бора. Графен считается перспективным материалом для формирования новых полупроводниковых приборов с хорошими характеристиками для диапазонов СВЧ и КВЧ. Представлены формулы, которые позволяют выполнить моделирование основных интенсивностей рассеивания электронов в одиночном слое графена, размещенном на подложке из нитрида бора. Получены зависимости интенсивности рассеивания на оптических фонах, связанных с границей раздела между графеном и слоем из гексогонального нитрида бора при изменении толщины зазора между этими слоями. Моделирование основных интенсивностей рассеивания производилось как для обычной температуры, равной 300 К, так и для повышенной, равной 370 К, что связано с необходимостью учета повышения температуры слоя графена при увеличении энергии электронов. Анализ полученных зависимостей показал, что при значениях энергии электронов, которые превышают величину, равную приблизительно 0,165 эВ, наблюдается преобладание рассеивания электронов на оптических фонах, присущих внутреннему слою графена, электрон-электронного рассеивания, а также рассеивания на оптических фонах, связанных с границей раздела между графеном и слоем из гексогонального нитрида бора, над другими видами рассеивания. При низких значениях энергии, которые меньше чем приблизительно 0,03 эВ, преобладает рассеивание на примесях над другими видами рассеивания. Опираясь на полученные зависимости интенсивностей рассеивания электронов в графене, становится возможным реализация статистического метода Монте – Карло для определения характеристики переноса электронов в полупроводниковых приборах, содержащих слои графена и гексогонального нитрида бора.

Ключевые слова: графен, нитрид бора, полупроводниковая структура, интенсивность рассеивания, процессы переноса электронов, метод Монте – Карло.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Муравьев В.В., Мищенко В.Н. Интенсивности рассеивания носителей заряда в графене, расположенном на подложке из гексогонального нитрида бора. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 141–148.

THE INTENSITY OF SCATTERING OF CHARGE CARRIERS IN GRAPHENE, LOCATED ON A SUBSTRATE OF HEXAGONAL BORON NITRIDE

VALENTIN V. MURAVYOV, VALERY N. MISHCHENKA

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

Submitted 28 November 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. The results of modeling the scattering intensities of charge carriers in graphene located on a substrate of hexagonal boron nitride are presented. Graphene is considered a promising material for the formation of new semiconductor devices with good characteristics for the microwave and HF bands. Formulas are presented that allow modeling of the main electron scattering intensities in a single layer of graphene placed on a substrate of boron nitride. The dependences of the scattering intensity on optical phonons associated with the interface between graphene and a layer of hexagonal boron nitride are obtained when the thickness of the gap between these layers changes. Simulation of fixed rate dispersion was carried out as for normal temperature equal to 300 K and at elevated – equal to 370, which is connected with the necessity of considering the temperature rise of the graphene layer with increasing electron energy. The analysis of the obtained dependences showed that at electron energy values that exceed a value equal to approximately 0.165 eV, there is a predominance of electron scattering on optical phonons inherent in the inner layer of graphene, electron-electron scattering, as well as scattering on optical phonons associated with the interface between graphene and a layer of hexagonal boron nitride, over other types of scattering. At low energy values, which are less than about 0.03 eV, the dispersion on impurities prevails over other types of dispersion. Based on the obtained dependences of electron scattering intensities in graphene, it becomes possible to implement the Monte – Carlo statistical method to determine the characteristics of electron transfer in semiconductor devices containing layers of graphene and hexagonal boron.

Keywords: graphene, boron nitride, semiconductor structure, scattering intensity, electron transfer processes, Monte – Carlo method.

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

For citation. Muraviev V.V., Mishchenko V.N. The intensity of scattering of charge carriers in graphene, located on a substrate of hexagonal boron nitride. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 141–148.

Введение

Для анализа процессов переноса носителей заряда и их последующего рассеивания в полупроводниковых структурах широкое применение нашел статистический метод Монте – Карло. Разработан ряд полупроводниковых структур, которые содержат слои графена, размещенные на подложке из нитрида бора (BN) [1–3]. Использование BN в качестве подложки для графена привлекает рядом положительных свойств: близкая к графену структура кристаллической решетки, низкая шероховатость поверхности, большой зазор между нижней и верхними долинами в зоне проводимости, относительно большие значения энергий оптических мод. Отмеченные достоинства BN позволяют надеяться на создание новых конструкций полупроводниковых приборов диапазонов СВЧ и КВЧ с улучшенными характеристиками. Однако для изучения работы таких приборов и разработки новых конструкций необходим детальный анализ процессов переноса носителей заряда. Целью данной работы является исследование интенсивностей рассеивания электронов в графене, размещенном на подложке из BN.

Определение интенсивностей рассеивания электронов в графене

В полупроводниковых структурах обычно рассматриваются следующие механизмы рассеяния электронов: рассеяние на внутренних оптических фононах, на поверхностных оптических фононах, на примесях, на акустических фононах и электрон-электронное рассеивание [4].

Интенсивность рассеивания на поверхностных оптических фононах при испускании фононов может быть найдена с помощью выражения, представленного в [4]:

$$\frac{1}{\tau_{so}^+} = \frac{n_q^+ \cdot e^2 \cdot E_{so}}{4 \cdot \pi \cdot \hbar^2 \cdot v_F \cdot \epsilon_0} \cdot \left(\frac{1}{k_d^\infty} - \frac{1}{k_d^0} \right) \cdot \left(\frac{x+1}{x} \right) \cdot I^+(x, u) \cdot \theta(E - E_{so}). \quad (1)$$

Аналогичное выражение для определения интенсивности рассеивания на поверхностных оптических фононах при поглощении фононов [4]:

$$\frac{1}{\tau_{so}^-} = \frac{n_q^- \cdot e^2 \cdot E_{so}}{4 \cdot \pi \cdot \hbar^2 \cdot v_F \cdot \epsilon_0} \cdot \left(\frac{1}{k_d^\infty} - \frac{1}{k_d^0} \right) \cdot \left(\frac{x+1}{x} \right) \cdot I^-(x, u), \quad (2)$$

где $n_q = \frac{1}{\exp\left(\frac{E_{so}}{k_B \cdot T}\right) - 1}$ – число оптических фононов, которое при испускании фононов

подставляется в выражение $n_q^+ = n_q + 1$, а при поглощении фононов – в выражение $n_q^- = n_q$, e – заряд электрона, E_{so} – энергия фононов, величина которой для BN обычно принимается равной 102,4 эВ [5, 6], v_F – скорость Ферми, величина которой принимается равной $1,5 \cdot 10^8$ см/с [7], $\hbar$ – постоянная Планка, E – энергия электронов, k – модуль вектора волнового числа, параметр $x = \frac{E}{E_{so}}$, параметр $u = \frac{d \cdot E_{so}}{v_F \cdot \hbar}$, d – величина зазора между слоями графена и BN, ϵ_0 – электрическая постоянная, k_d^∞ – относительная диэлектрическая проницаемость для BN на высоких частотах, k_d^0 – относительная диэлектрическая проницаемость для BN на низких частотах, $\theta = (E - E_{so})$ – ступенчатая функция Хэвисайда, T – температура, k_B – постоянная Больцмана. Расчет специального интеграла $I^\pm(x, u)$ выполнялся по формуле

$$I^\pm(x, u) = \int_0^\pi \exp(-2 \cdot u \cdot p^\pm(x, u)) \cdot p^\pm(x, u) \cdot \frac{\cos(\theta) \cdot \cos(1 + \theta)}{(p^\pm(x, u) + \lambda_v)^2} d\theta, \quad (3)$$

где параметр $p^\pm(x, u)$ определялся как

$$p^\pm(x, u) = \sqrt{x \cdot (x \mp 1) \cdot (1 - \cos(\theta)) + 1}, \quad (4)$$

параметр λ_v можно найти, зная N_s – концентрацию электронов в двумерном слое графена,

$$\lambda_v = \frac{e^2 \cdot \sqrt{N_s}}{\epsilon_0 \cdot \sqrt{\pi} \cdot \left(\frac{k_d^0 + 1}{2} \right) \cdot E_{so}}. \quad (5)$$

В графене, в отличие от обычных полупроводников, энергия электрона прямо пропорциональна модулю вектора волнового числа вблизи точки Дирака и описывается зависимостью [8–9]

$$E = v_F \cdot \hbar \cdot k. \quad (6)$$

Данную зависимость учитывают при анализе электрон-электронного рассеивания, при котором вероятность перехода двух взаимодействующих электронов, имеющих начальное состояние волновых векторов (k, k_0) , в конечное состояние (k', k'_0) может быть найдена с использованием правила «золотого сечения» Ферми [10–13]. Зависимость (6) представляет одну из главных особенностей, которые определяют динамику поведения электронов в графене. Исходя из представленных выше особенностей, для интенсивности электрон-электронного рассеивания с участием пары элементов была получена зависимость [13], которая использовалась при моделировании:

$$\frac{1}{\tau^{e-e}} = \frac{\pi \cdot e^4 \cdot N_s \cdot g}{\hbar^2 \cdot (\epsilon_0 \cdot \epsilon_s)^2} \int_0^{2\pi} \frac{d\alpha}{[Q(\alpha) + Q_0]^2}, \quad (7)$$

где параметр $Q(\alpha) = g \cdot \sin \frac{\alpha}{2}$, Q_0 – постоянная экранирования, для расчета которой можно использовать выражение, полученное в [10], ϵ_s – относительная диэлектрическая проницаемость графена, параметр $g = |k - k_0|$ – модуль разности волновых векторов исходного и второго электронов, которые участвуют в процедуре рассеивания. Анализ уравнения (7) позволяет установить основные зависимости параметра τ^{e-e} от концентрации электронов в слое графена, от величины относительной диэлектрической проницаемости графена, а также от величины энергии электронов.

Интенсивность акустического рассеяния может быть найдена с помощью выражения, приведенного в [8]:

$$\frac{1}{\tau_{AP}} = \frac{D_{AP}^2 \cdot k_B \cdot T \cdot E}{4 \cdot v_F^2 \cdot \hbar^3 \cdot \rho_m \cdot v_{ph}^2}, \quad (8)$$

где D_{AP} (эВ) – акустический деформационный потенциал, $v_{ph} = 2 \times 10^4$ – скорость акустических фононов (звука) (см/с), $\rho_m = 7,6 \times 10^{-7}$ (кг/м²) – плотность графена. Значение величины D_{AP} в литературе еще не установлено окончательно.

Интенсивность рассеяния на внутренних оптических фононах определяется следующим выражением [9]:

$$\frac{1}{\tau_{op}(k)} = \frac{D_o^2 \cdot \left(n_{op} + \frac{1}{2} \mp \frac{1}{2} \right)}{2 \cdot \hbar^2 \cdot v_F^2 \cdot \rho_m \cdot \omega_o} (E \pm \hbar \cdot \omega_o), \quad (9)$$

где знак $\pm$ выбирается при поглощении и испускания фонона соответственно, D_o (эВ) – оптический деформационный потенциал, ω_o – частота оптического фонона, $n_{op} = 1 / (e^{\hbar \cdot \omega_o / (k_B \cdot T)} - 1)$ – число оптических фононов в объемной части графена.

Интенсивность рассеяния на примесях определяется выражением, представленным в [8]:

$$\frac{1}{\tau_{imp}} = \left(\frac{\hbar \cdot v_F^2}{20} \right) \times \left(\frac{n_{imp}}{E} \right), \quad (10)$$

где $\hbar = 2 \cdot \pi \cdot \hbar$, а параметр n_{imp} – концентрация примеси в графене, величина которой при моделировании принималась равной $8,86 \cdot 10^{11}$ см⁻² согласно данным статьи [6].

Результаты моделирования

Исходя из представленных выше выражений, было выполнено моделирование основных интенсивностей рассеивания электронов в слое графена, расположенном на подложке из BN. На рис. 1 показаны результаты расчета интенсивностей рассеивания на поверхностных оптических фононах в графене при испускании (а) и поглощении (b) фононов от энергии при температуре $T = 300$ К. Как видно из рис. 1, интенсивности рассеивания на поверхностных оптических фононах при поглощении и испускании фононов монотонно уменьшаются с ростом энергии. Кривые, обозначенные на рис. 1, а и b цифрами 1, получены при величине зазора d между слоями графена и BN, равной $1 \cdot 10^{-9}$ м, а аналогичные кривые, но обозначенные цифрами 2, получены при величине $d = 1 \cdot 10^{-13}$ м. На рис. 1, а отмечено пороговое значение энергии $E_{th1} = E_{so}$, ниже которого интенсивность данного вида рассеивания не рассматривается и равняется нулю. Значение параметра N_s принималось при моделировании равным величине $3 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$. Как показывает анализ этих кривых, значительное изменение значения параметра d приводит лишь к небольшому изменению интенсивности рассеивания как при испускании, так и поглощении фононов.

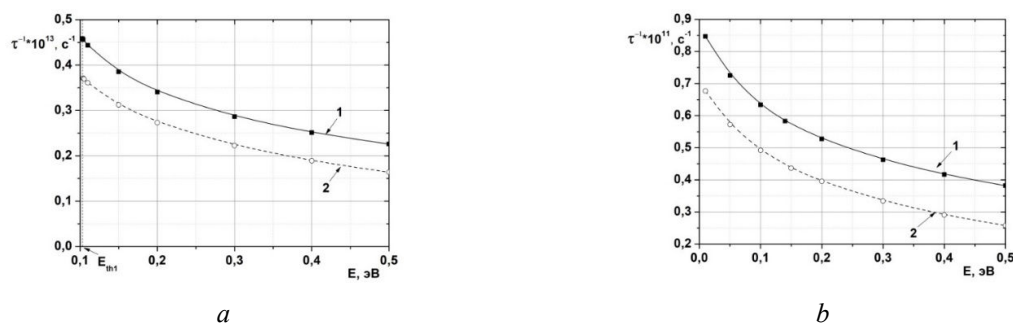


Рис. 1. Зависимости интенсивностей рассеивания электронов на поверхностных оптических фононах при испускании (а) и поглощении (b) фононов от энергии при температуре 300 К

Fig. 1. Dependences of the intensities of electron scattering on surface optical phonons upon emission (a) and absorption (b) of phonons on energy at a temperature 300 K

На рис. 2 представлены результаты расчета интенсивностей рассеивания на внутренних оптических фононах в графене при поглощении (кривая 1) и испускании (кривая 2) фононов от энергии при температурах $T = 300$ К (а) и $T = 370$ К (b). Необходимость проведения расчетов при повышенном значении температуры $T = 370$ К объясняется тем, что в работе [6] при проведении экспериментальных измерений структуры, состоящей из слоев графена и BN, наблюдалось увеличение температуры до величины приблизительно 70 К при подаче рабочего постоянного напряжения. Величины параметров $D_o = 1 \cdot 10^9 \text{ эВ/см}$, $\hbar \cdot \omega_0 = 164,6 \text{ мэВ}$, согласно данным из [9], хотя их значения еще окончательно не установлены. В [8] для графена выбиралась величина параметра $\hbar \cdot \omega_0 \approx 200 \text{ мэВ}$. Исследование поведения кривых 1 и 2 на рис. 2, а и b показывает, что при увеличении энергии интенсивность рассеивания на внутренних оптических фононах монотонно увеличивается при испускании и поглощении фононов [9, 13].

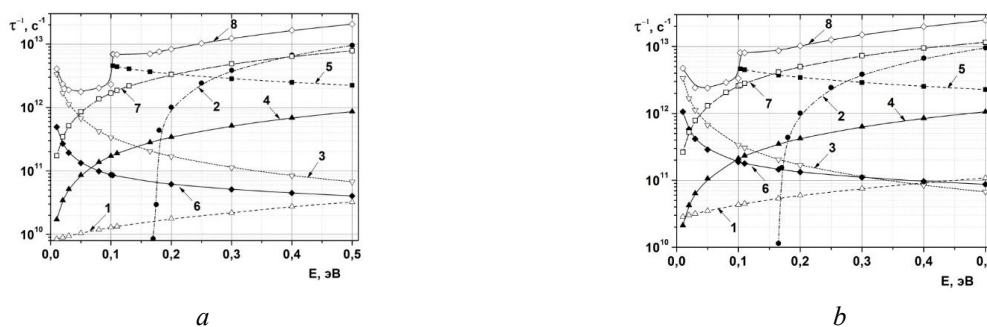


Рис. 2. Зависимости интенсивностей рассеивания электронов в графене от энергии при температуре 300 К (а) и 370 К (b)

Fig. 2. Dependence of electron scattering intensities in graphene on energy at temperature 300 K (a) and 370 K (b)

Результаты моделирования, показанные на рис. 1 для значения параметра $d = 1 \cdot 10^{-13}$ м, представлены на рис. 2 еще раз для того, чтобы выполнить их сравнение с другими видами рассеивания. Таким образом, на рис. 2, a и b представлены зависимости интенсивностей рассеивания на поверхностных оптических фононах в графене при испускании (кривая 5) и поглощении (кривая 6) фононов от энергии.

Зависимости интенсивностей рассеивания на примесях от энергии представлены кривыми 3 на рис. 2, a и b . Анализ рис. 2 показывает, что рассеивание на примесях преобладает над другими видами рассеиванием только при низких значениях энергии (менее 0,03 эВ) при тех значениях концентрации, которые принимались при моделировании. При увеличении концентрации примесей интенсивность этого вида рассеивания пропорционально увеличивается.

Зависимости интенсивностей рассеивания на акустических фононах от энергии поля показаны кривыми 4 на рис. 2, a и b . Для проведения расчетов величина параметра D_{AP} принималась равной 18 эВ согласно рекомендациям, высказанным в [8]. Как видно из этих данных, интенсивность рассеивания на акустических фононах монотонно увеличивается с ростом энергии [8, 13]. Используя значение параметра диэлектрической проницаемости ϵ_s , равное 1,8 [14], были получены зависимости электрон-электронного рассеивания, которые представлены кривыми 7 на рис. 2, a и b . Анализ этих зависимостей показывает, что интенсивность электрон-электронного рассеивания монотонно возрастает с увеличением энергии электрического поля [13].

Кривыми 8 на рис. 2 показаны зависимости общей (суммарной) интенсивности рассеивания при температурах $T = 300$ К (a) и $T = 370$ К (b). Анализ этих кривых показывает, что с ростом температуры в целом наблюдается увеличение интенсивностей рассеивания, хотя по отдельным зависимостям, например, для примесей, такой закономерности не наблюдается, что объясняется анализом уравнения (10). При больших энергиях (приблизительно больше чем 0,3 эВ) доминирующими видами рассеивания над другими видами рассеивания являются рассеивания на внутренних оптических фононах при испускании фононов (рис. 2, a , b , кривые 2) и электрон-электронное рассеивание (рис. 2, a , b , кривые 7).

Заключение

Представлены результаты моделирования интенсивностей рассеивания электронов в слое графена, расположенном на подложке из гексагонального нитрида бора. Выполнен анализ основных механизмов рассеяния электронов в графене: рассеяние на внутренних оптических фононах, на поверхностных оптических фононах, на акустических фононах, на примесях, электрон-электронное рассеивание. Установлено преобладание рассеивания электронов на оптических фононах, присущих внутреннему слою графена, электрон-электронного рассеивания, а также рассеивания на оптических фононах, связанных с границей раздела между графеном и слоем из гексагонального нитрида бора, над другими видами рассеивания в области при величинах энергии, превышающих приблизительно 0,165 эВ.

Список литературы

1. Stolyarov M., Liu G., Shur M., Balandin A. Suppression of $1/f$ in near-ballistic h-BN-graphene-h-BN heterostructure field-effect transistors. *Applied Physics Letters*. 2015;107:023106. DOI.org/10.1063/1.4926872.
2. Lee K.H., Shin H. J., Lee J., Lee I. Y., Kim G. H., Choi J. Y., Kim S. W. Large-Scale Synthesis of High-Quality Hexagonal Boron Nitride Nanosheets for Large-Area Graphene Electronics. *Nano Letters*. 2012;12:714. DOI.org/10.1021/nl203635v.
3. Свинцов Д.А., Бьюрков В.В., Лукичев В.Ф., Буренков А., Охснер Р. Туннельные полевые транзисторы на основе графена. *Физика и техника полупроводников*. 2013;47(2):244-250.
4. Aniruddha K., Tian F., Debdeep J. Effect of high-k dielectrics on charge transport in graphene-based field effect transistors. *Physical Review*. 2010;82:1154520. DOI: 10.1103/PhysRevB.82.115452.
5. Perebeinos V., Avouris P. Inelastic Scattering and Current Saturation in Graphene. *Physical Review*. 2010;81:195442. DOI.org/10.1103/PhysRevB.81.195442.
6. Yamoah M.A., Yang W., Pop E., Goldhaber-Gordon D. High Velocity in Graphene Encapsulated by Hexagonal Boron Nitride. *Nano*. 2017;11:9914-9919. DOI: 10.1021/acsnano.7b03878.
7. Hwang C., Siegel D., Mo S., Regan W., Ismach A., Zhang Y., Zettl A., Lanzara A. Fermi Velocity

- Engineering in Graphene by Substrate Modification. *Scientific reports*. 2012;2:590. DOI:10.1038/srep00590.
8. Jyotsna C., Jing G. High-field transport and velocity saturation in graphene. *Applied Physics Letters*. 2009;95:023120. DOI.org/10.1063/1.3182740.
 9. Tian F., Aniruddha K., Huili X., Debdeep J. *High-field transport in two-dimensional graphene*. *Physical Review*. 2011;84:125450. DOI: 10.1103/PhysRevB.84.125450.
 10. Moško M., Moškova A. Ensemble Monte Carlo simulation of electron-electron scattering: Improvement of conventional methods. *Physical Review*. 2010;4(19):10794-10803.
 11. Li X., Barry E.A., Zavada J.M., Nardelli Buongiorno M., Kim K. W. Influence of electron-electron scattering on transport characteristics in monolayer grapheme. *Applied Physics Letters*. 2010;97:08210. DOI.org/10.1063/1.3483612.
 12. Goodnick S. M., Lurgi P. Effect of electron-electron scattering on non-equilibrium transport in quantum-well system. *Physical Review*. 1988;7(5):2578-2588. DOI.org/10.1103/PhysRevB.37.2578.
 13. Муравьев В.В., Мищенко В.Н. Определение интенсивностей рассеивания электронов в одиночном слое графена. *Доклады БГУИР*. 2017;108(6):128-129.
 14. Santos E.J.G., Kaxiras E. Electric-Field Dependence of the Effective Dielectric Constant in Graphene. *Nano Lett.* 2013;13(5):898-902. DOI.org/10.1021/nl303611v.

References

1. Stolyarov M., Liu G., Shur M., Balandin A. Suppression of 1/f in near-ballistic h-BN-graphene-h-BN heterostructure field-effect transistors. *Applied Physics Letters*. 2015;107:023106. DOI.org/10.1063/1.4926872.
2. Lee K.H., Shin H.J., Lee J., Lee I.Y., Kim G.H., Choi J.Y., Kim S.W. Large-Scale Synthesis of High-Quality Hexagonal Boron Nitride Nanosheets for Large-Area Graphene Electronics. *Nano Letters*. 2012;12:714. DOI.org/10.1021/nl203635v.
3. Svintsov D.A., Vyurkov V., Lukichev V.F., Orlikovsky A.A., Burenkov A., Ohsner R. [Tunneling field effect transistors based on graphene]. *Phisika i tehnika polyprovodnikov=Physics and Technology of Semiconductors*. 2013;47(2):224-250. DOI: 10.1103/PhysRevB.82.115452. (In Russ.)
4. Aniruddha K., Tian F., Debdeep J. Effect of high-k dielectrics on charge transport in graphene-based field effect transistors. *Physical Review*. 2010;82:1154520. DOI: 10.1103/PhysRevB.82.115452.
5. Perebeinos V., Avouris P. Inelastic Scattering and Current Saturation in Graphene. *Physical Review*. 2010;81:195442. DOI.org/10.1103/PhysRevB.81.195442.
6. Yamoah M.A., Yang W., Pop E., Goldhaber-Gordon D. High Velocity in Graphene Encapsulated by Hexagonal Boron Nitride. *Nano*. 2017;11:9914-9919. DOI: 10.1021/acsnano.7b03878.
7. Hwang C., Siegel D., Mo S., Regan W., Ismach A., Zhang Y., Zettl A., Lanzara A. Fermi Velocity Engineering in Graphene by Substrate Modification. *Scientific reports*. 2012;2:590. DOI:10.1038/srep00590.
8. Jyotsna C., Jing G. High-field transport and velocity saturation in graphene. *Applied Physics Letters*. 2009; 95:023120. DOI.org/10.1063/1.3182740.
9. Tian F., Aniruddha K., Huili X., Debdeep J. High-field transport in two-dimensional graphene. *Physical Review*. 2011;84:125450. DOI: 10.1103/PhysRevB.84.125450.
10. Moško M., Moškova A. Ensemble Monte Carlo simulation of electron-electron scattering: Improvement of conventional methods. *Physical Review*. 2010;4(19):10794-10803.
11. Li X., Barry E.A., Zavada J.M., Nardelli Buongiorno M., Kim K. W. Influence of electron-electron scattering on transport characteristics in monolayer grapheme. *Applied Physics Letters*. 2010;97:08210. DOI.org/10.1063/1.3483612.
12. Goodnick S.M., Lurgi P. Effect of electron-electron scattering on non-equilibrium transport in quantum-well system. *Physical Review*. 1988;7(5):2578-2588. DOI.org/10.1103/PhysRevB.37.2578.
13. Muravyov V.V., Mishchenka V.N. [Determination of the electron scattering intensities in a single graphene layer]. *Doklady BGUIR=Doklady BGUIR*. 2017;108(6):128-129. (In Russ.)
14. Santos E.J.G., Kaxiras E. Electric-Field Dependence of the Effective Dielectric Constant in Graphene. *Nano Letters*. 2013;13(5):898-902. DOI.org/10.1021/nl303611v.

Вклад авторов

Муравьев В.В. предложил идею поведения моделирования интенсивностей рассеивания в слое графена, расположенном на поверхности подложки из нитрида бора.

Мищенко В.Н. выполнил моделирование интенсивностей рассеивания в слое графена, расположенном на поверхности подложки из нитрида бора.

Authors contribution

Muravyov V.V. proposed the idea of modeling the behavior of scattering intensities in a graphene layer located on the surface of a boron nitride substrate.

Mishchenka V.N. performed modeling of scattering intensities in a graphene layer located on the surface of a boron nitride substrate.

Сведения об авторах

Муравьев В.В., член-корр. НАН Республики Беларусь, профессор, д.т.н., профессор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Мищенко В.Н., доцент, к.т.н., доцент Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220012, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
моб. тел. +375-29-394-55-58;
тел. +375-17-293-80-70;
e-mail: mishchenko@bsuir.by
Мищенко Валерий Николаевич

Information about the authors

Muravyov V.V., Member-corr. of NAS of Belarus, Professor, D.Sci, Professor of Belarusian State University of Informatics and Radio Electronics.

Mishchenka V.N., PhD, Associate Professor, Associate Professor of Belarusian State University of Informatics and Radio Electronics.

Address for correspondence

220012, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6,
Belarussian State University
of Informatics and Radioelectronics
mob. tel. +375-29-394-55-58;
tel. +375-17-293-80-70;
e-mail: mishchenko@bsuir.by
Mishchenka Valery Nikolaevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-149-156>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 681.396.36

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ИНТЕРФЕЙСА, РАЗРАБОТАННОГО С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДИКИ СИНТЕЗА ИНФОРМАЦИОННОЙ МОДЕЛИ НА АВТОМАТИЗИРОВАННОМ РАБОЧЕМ МЕСТЕ ДИСПЕТЧЕРА УПРАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫМ ДВИЖЕНИЕМ

КАПЦЕВИЧ О.А.¹, РАБЧЕНОК Д.И.², ПОНОМАРЕВ К.Ю.³

¹ООО «ИнноТех Солюшнс», г. Минск, Республика Беларусь

²ОАО «ВОЛАТАВТО», г. Минск, Республика Беларусь

³РУП «Белаэронавигация», г. Минск, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 6 декабря 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. При помощи методики синтеза информационной модели на автоматизированном рабочем месте диспетчера управления воздушным движением синтезирован фрагмент пользовательского интерфейса на автоматизированном рабочем месте диспетчера радиолокационного контроля Минского районного диспетчерского центра, позволяющий имитировать этапы деятельности диспетчера в автоматизированной системе управления воздушным движением при современном уровне интенсивности воздушного движения. Проверка адекватности и эффективности синтезированного фрагмента пользовательского интерфейса проводилась непосредственно с участием экспертов и специалистов, имеющих опыт работы в системах подобного рода. Проведена оценка адекватности синтезированного фрагмента пользовательского интерфейса с использованием известного критерия согласия. Оценка эффективности синтезированного фрагмента пользовательского интерфейса обстановки на автоматизированном рабочем месте диспетчера проводилась в условиях высокой интенсивности воздушного движения, вынуждающих диспетчера радиолокационного контроля осуществлять управление в критическом режиме работы. Показано преимущество синтезированного фрагмента пользовательского интерфейса над существующим пользовательским интерфейсом по временному и точностному показателям. В целом синтезированный фрагмент пользовательского интерфейса превосходит существующий по эффективности на величину около 30 %. В синтезированном фрагменте пользовательского интерфейса отмечалась более стабильная деятельность испытуемых, а также их лучшая обучаемость по сравнению с существующим пользовательским интерфейсом. Разработанная схема эксперимента позволяет проводить исследования инженерно-психологических факторов в человеко-машинных системах специального назначения, в том числе производить анализ пользовательских интерфейсов на автоматизированных рабочих местах диспетчерского персонала в существующих автоматизированных системах управления воздушным движением с целью их оценки и дальнейшего совершенствования.

Ключевые слова: управление воздушным движением, автоматизированное рабочее место, эффективность действий диспетчера.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Капцевич О.А., Рабченко Д.И., Пономарев К.Ю. Экспериментальные исследования интерфейса, разработанного с использованием методики синтеза информационной модели на автоматизированном рабочем месте диспетчера управления воздушным движением. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 149–156.

EXPERIMENTAL STUDIES OF THE INTERFACE DEVELOPED USING THE METHOD OF INFORMATION MODEL SYNTHESIS AT THE AUTOMATED WORKSTATION OF AIR TRAFFIC CONTROL MANAGER

OLEG A. KAPTSEVICH¹, DMITRY I. RABCHENOK², KIRILL Y. PONOMAREV³

¹LLC “InnoTe Solutions”, Minsk, Republic of Belarus

²OJSC “VOLETAVTO”, Minsk, Republic of Belarus

³RUE “Belaionavigation”, Minsk, Republic of Belarus

Submitted 6 December 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. Using the method of synthesis of the information model at the automated workstation of the air traffic control dispatcher, a fragment of the user interface at the automated workstation of the radar control dispatcher of the Minsk district control center was synthesized, which allows to simulate the stages of the dispatcher's activity in the automated air traffic control system at the modern level of air traffic intensity. The verification of the adequacy and effectiveness of the synthesized user interface fragment was carried out directly with the participation of experts and specialists with experience in such systems. The adequacy of the synthesized user interface fragment was evaluated using a known consent criterion. The evaluation of the efficiency of the synthesized fragment of the user interface of the environment at the dispatcher's automated workstation was carried out under conditions of high air traffic intensity, which force the radar control dispatcher to control in critical mode of operation. Shows the advantage of a synthesized user interface fragment over an existing user interface in terms of time and accuracy. In general, the synthesized user interface fragment exceeds the existing one by about thirty percent. The synthesized user interface fragment noted the more stable activities of the subjects, as well as their better learning capability compared to the existing user interface. The developed experiment scheme allows to carry out research of engineering and psychological factors in human-machine systems of special purpose, including analysis of user interfaces at automated workstations of dispatching personnel in existing automated systems of air traffic control for their assessment and further improvement.

Keywords: air traffic control, workstation, dispatcher performance.

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

For citation. Kaptsevich O.A., Rabchenok D.I., Ponomarev K.Y. Experimental studies of the interface developed using the method of information model synthesis at the automated workstation of air traffic control manager. BGUIR reports. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 149-156.

Введение

Согласно прогнозам ведущих авиаперевозчиков, к 2025 году в мировом масштабе ожидается увеличение интенсивности воздушного движения примерно в 2–3 раза [1, 2]. Увеличится и количество авиационных происшествий. По данным Международной организации гражданской авиации (ИКАО от англ. ICAO – International Civil Aviation Organization) каждые три из четырех авиационных происшествий происходят по причинам, обусловленным человеческим фактором [1, 2]. Ошибки, связанные с деятельностью человека в системе человек-машина, могут быть предопределены на этапе проектирования.

Автоматизированная система управления воздушным движением (АСУВД) содержит разнородные элементы, предназначенные для решения задач обработки значительных информационных потоков. Одним из таких элементов является автоматизированное рабочее место (АРМ) диспетчера, в состав которого входит пользовательский интерфейс (ПИ).

В современных условиях все нарастающей интенсивности воздушного движения задача формирования на АРМ диспетчера управления воздушным движением ПИ, соответствующего функциям и возможностям диспетчера, а также обеспечивающего оптимальный

информационный баланс представляемой ему информации, является достаточно сложной. Основной причиной тому служат трудоемкие экспериментальные исследования деятельности диспетчера, связанные с многовариантностью его действий в различных условиях обстановки. Для оценки параметров проектируемого ПИ необходимо создание функциональных динамических прототипов и их последующее апробирование экспертами и специалистами предметной области исследований. Данный процесс носит итерационный характер и требует значительных затрат различного характера.

Методика проведения эксперимента

В рамках повышения эффективности деятельности диспетчеров на АРМ Минского районного диспетчерского центра (МРДЦ) при выполнении функций по руководству потоками воздушных судов (ВС) авторами усовершенствован ПИ диспетчера радиолокационного управления. Была использована разработанная авторами методика структурно-параметрического синтеза информационной модели обстановки на АРМ диспетчера в АСУВД. По разработанной методике был синтезирован фрагмент ПИ на АРМ диспетчера радиолокационного управления МРДЦ (рис. 1).

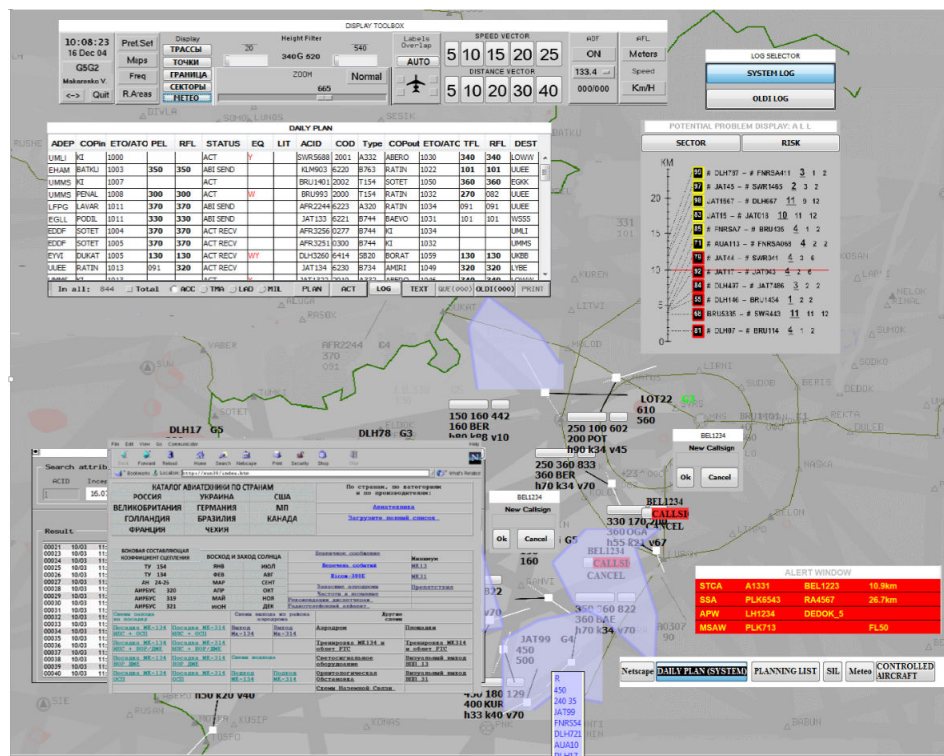


Рис. 1. Фрагмент ПИ на АРМ диспетчера радиолокационного управления МРДЦ
Fig. 1. Fragment of UI on AW of radar control dispatcher of MDDC

Фрагмент ПИ рассматриваемой АСУВД позволил имитировать деятельность диспетчера в различных условиях интенсивности воздушного движения. Для оценки адекватности и эффективности синтезированного фрагмента проводилось полунатурное моделирование деятельности диспетчера. Моделируемый процесс в общем виде представлял собой автоматизацию деятельности диспетчера при выполнении им должностных функций на АРМ МРДЦ. В результате моделирования определялись временные и точностные характеристики выполнения действий диспетчером в процессе управления ВС. Содержательно моделируемый процесс представлял собой следующее. Диспетчер радиолокационного контроля МРДЦ осуществлял обслуживание воздушного движения (ОВД) в секторе ответственности «Запад». Управленческие решения принимались в соответствии с принципом гарантированного результата (критерием Вальда). Количество одновременно обслуживаемых ВС составляло 5 и 15 ВС, для низкого и высокого уровней интенсивности воздушного движения соответственно [2].

В ходе проведения эксперимента каждому испытуемому выдавались команды на выполнение определенного действия. Испытуемый находил необходимую информацию на экране, принимал решение, производил поиск необходимого органа управления и воздействовал на него. За счет варьирования аргументов действий и действий между собой (путем применения унифицированного тестового материала), были исследованы различные варианты обработки информации диспетчером. Адекватность функционирования синтезированного фрагмента ПИ и существующего ПИ на предмет согласованной пространственно-временной работы программных блоков контролировалась визуально.

Для участия в эксперименте были отобраны эксперты и специалисты из предметно-ориентированной группы испытуемых в количестве 8 человек [2]. Испытуемые на момент проведения эксперимента находились в фазе устойчивой работоспособности. Испытания выполнялись в комфортных условиях обитания при средней шумовой нагрузке на анализаторы испытуемых. Обстановка на рабочем месте была стереотипной, мышление носило алгоритмический характер, рабочие действия осуществлялись преимущественно в определенном порядке. Темповая информационная загруженность испытуемых была подобрана таким образом, чтобы поддерживать нормальный режим деятельности последних на протяжении всего эксперимента, в том числе за счет предоставления отдыха между подходами.

Были обеспечены однородность получаемой выборки и необходимые условия проведения моделирования. Количество экспериментов по каждому действию составило 24, общее количество экспериментов – 408. Указанное количество экспериментов позволило провести оценку параметров деятельности с доверительной вероятностью, равной 0,95, и относительной погрешностью 10 % [3]. Результаты эксперимента в виде значений времени выполнения действий и общего количества допущенных при этом ошибок фиксировались на бумажном носителе информации.

Результаты и их обсуждение

В результате анализа результатов эксперимента было отмечено следующее.

Элемент «запрос-ответ» обеспечивал наибольшую безошибочность деятельности, низкую нагрузку на память испытуемых, что говорит о целесообразности выбора данного элемента при формировании ПИ. Однако избыточность использования элемента приводила к снижению скорости деятельности.

Элемент «меню» обеспечивал высокую скорость деятельности, но наличие в поле зрения всех альтернатив зачастую приводило к нарушению плана решения и значительному количеству смысловых ошибок. Тем не менее данный элемент высокоэффективно использовался испытуемыми.

Элемент «ввод по шаблону» был связан с наибольшим количеством ошибок, главным образом «забывания» и перекодирования. Несмотря на хорошие временные показатели, данный элемент оказался наименее удобен для испытуемых.

«Команда с подсказкой» – элемент, получивший неоднозначную оценку. Наибольшая успешность его использования достигалась при вызове подсказки только в случае необходимости. Успешная работа с данным элементом отражала такую черту испытуемых, как склонность к гибкости мышления и самостоятельности ведения диалога.

Выбор предпочтительного элемента диалога зависел от используемого критерия выбора и индивидуальных склонностей испытуемых. В связи с этим целесообразно обеспечить последних возможностью выбора варианта диалога. При ограниченных возможностях проектирования рекомендуется следующий порядок: «меню», «запрос-ответ», «команда с подсказкой», «ввод по шаблону».

Разработанная схема эксперимента оказалась пригодной для исследований инженерно-психологических факторов диалога в человеко-машинных системах специального назначения.

Замечания и рекомендации испытуемых представлены в табл. 1 и могут быть использованы при выполнении итеративных действий разработчика ПИ, направленных на совершенствование последнего.

Таблица 1. Замечания и рекомендации экспертов и специалистов
Table 1. Comments and recommendations of experts and specialists

Испытуемый Examinee	Замечания и рекомендации Comments and recommendations
Эксперт 1	В окне конфликтных ситуаций необходимо произвести группировку ситуаций по оставшемуся до встречи времени. Необходимо исключить информацию о потенциальных рисках в окне потенциально конфликтных ситуаций
Эксперт 2	Команды, вводимые с клавиатуры, необходимо представить в формализованном виде и обеспечить их всплывающими подсказками
Специалист 1	Необходимо повысить разрешающую способность СОО и контрастность отображения информации
Специалист 2	Отсутствует возможность оперативного измерения расстояний на карте. В окне конфликтов необходимо отображать контекстные меню
Специалист 3	Расширенный формуляр необходимо отображать в момент нахождения курсора графического указателя в центре основного формуляра ВС
Специалист 4	В таблице команд и донесений отсутствует возможность получать дополнительную информацию по ВС
Специалист 5	Отсутствуют
Специалист 6	Активацию элемента интерфейса необходимо сопровождать выделением его на общем фоне цветом или градацией яркости

В рамках проверки адекватности синтезированного фрагмента ПИ оценивалась близость теоретических результатов и полученных благодаря им практических реализаций к существующим оценкам образцов АСУВД, в частности по средним значениям откликов и дисперсиям отклонений откликов от средних значений. Оценка проводилась с помощью известного и хорошо себя зарекомендовавшего в данной предметной области критерия согласия χ^2 . Статистический материал по результатам эксперимента имеет достаточно большой объем и в статье не приводится.

Для обработки совокупности полученной информации был использован пакет анализа статистических данных из программного приложения Microsoft Office Excel 2010. На рис. 2 приведены гистограммы частот попадания времени выполнения действий в указанные интервалы значений для существующего ПИ и синтезированного фрагмента ПИ.

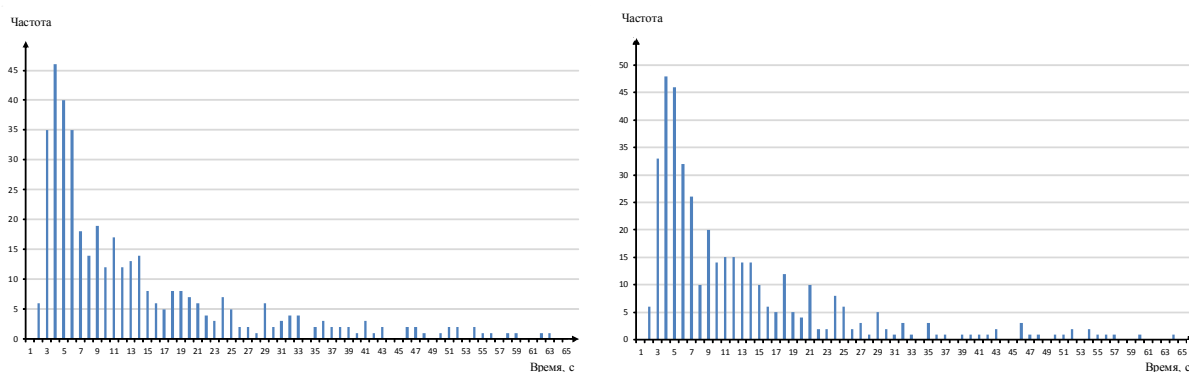


Рис. 2. Частоты попадания данных в интервалы временных значений для существующего ПИ (слева) и синтезированного фрагмента ПИ (справа)

Fig. 2. Frequency of data entering time intervals for existing UI (left) and synthesized UI fragment (right)

Гистограммы обоих ПИ, описывающие плотность распределения вероятности времени выполнения действий, свидетельствуют о подобию законов распределения времени выполнения действий в синтезированном фрагменте ПИ и существующем ПИ, что также подтвердилось при помощи критерия χ^2 . Наличие положительной асимметрии свидетельствует о подобию законов распределения гамма-распределению как наиболее характерному для действий человека-оператора в эргатических системах. Количество ошибок, допущенных испытуемыми в обоих ПИ отличалось менее чем на 10 % (19 в синтезированном фрагменте ПИ и 21 в существующем ПИ).

Оценка эффективности синтезированного фрагмента ПИ обстановки на АРМ диспетчера в АСУВД производилась в условиях, характеризующих современную интенсивность воздушного движения в секторе ответственности МРДЦ. Анализ сравнительных характеристик синтезированного фрагмента ПИ и существующего ПИ (табл. 2) указывает на преимущество синтезированного фрагмента по временному показателю приблизительно на 16 %, а по точностному – приблизительно на 49 %. Значения для СКО выборок свидетельствуют о более стабильной деятельности в синтезированном фрагменте ПИ, а также косвенно о лучшей обучаемости испытуемых в последнем.

Таблица 2. Сравнительные характеристики синтезированного фрагмента ПИ и существующего ПИ
Table 2. Comparative characteristics of the synthesized UI fragment and the existing UI

Статистическая величина Statistical size	Значение для синтезированного фрагмента ПИ Value for synthesized of UI ragment	Значение для существующего ПИ Value for existing UI
Математическое ожидание	9,4	11,2
Среднеквадратическое отклонение	10,6	11,6
Количество элементов выборки	408	408
Количество допущенных ошибок	35	69

Оценка комплексной (по времени реакции и точности действий) эффективности синтезированного фрагмента ПИ проводилась при помощи многофакторного показателя качества [2, 4]. При $K_i = K_j = 1$ он имеет вид

$$\eta^* = K_{\text{точн}} \cdot \frac{X_1^{\text{сущ}} - X_1^{\text{синт}}}{X_1^{\text{сущ}}} + K_{\text{врем}} \cdot \frac{(M_1^{\text{сущ}} + 3\sigma_1^{\text{сущ}}) - (M_1^{\text{синт}} + 3\sigma_1^{\text{синт}})}{(M_1^{\text{сущ}} + 3\sigma_1^{\text{сущ}})}, \quad (1)$$

где $X_1^{\text{сущ}}$ и $X_1^{\text{синт}}$ – количество ошибок, допущенных диспетчером в существующем ПИ и синтезированном фрагменте ПИ соответственно; $M_1^{\text{сущ}}$, $M_1^{\text{синт}}$, $\sigma_1^{\text{сущ}}$ и $\sigma_1^{\text{синт}}$ – математическое ожидание и СКО времени реакции диспетчера в существующем ПИ и синтезированном фрагменте ПИ соответственно.

Исходя из целевой установки испытуемым, рекомендующей обрабатывать информацию по возможности одновременно с высокой скоростью и точностью, значения коэффициентов $K_{\text{точн}}$ и $K_{\text{врем}}$ были выбраны 0,5 и 0,5 соответственно. Путем подстановки значений из табл. 2 в выражения для частных точностных и временных показателей эффективности [2] существующего ПИ и синтезированного фрагмента ПИ было получено:

$$\eta_{\text{точн.сущ}} = \frac{\sum_{i=1}^{k_1^{\text{сущ}}} X_i^{\text{сущ}} \cdot K_i^{\text{сущ}}}{k_1^{\text{сущ}}} = \frac{69 \cdot 1}{1} = 69, \quad \eta_{\text{точн.синт}} = \frac{\sum_{i=1}^{k_1^{\text{синт}}} X_i^{\text{синт}} \cdot K_i^{\text{синт}}}{k_1^{\text{синт}}} = \frac{35 \cdot 1}{1} = 35,$$

$$\eta_{\text{врем.сущ}} = \frac{\sum_{j=1}^{k_2^{\text{сущ}}} [M_j^{\text{сущ}} + 3\sigma_j^{\text{сущ}}] K_j^{\text{сущ}}}{k_2^{\text{сущ}}} = \frac{(11,2 + 3 \cdot 11,61) \cdot 1}{1} = 46,03,$$

$$\eta_{\text{врем.синт}} = \frac{\sum_{j=1}^{k_2^{\text{синт}}} [M_j^{\text{синт}} + 3\sigma_j^{\text{синт}}] K_j^{\text{синт}}}{k_2^{\text{синт}}} = 41,29.$$

После подстановки соответствующих значений в (1) $\eta^* = 0,297$.

Соответственно, синтезированный фрагмент ПИ обстановки превосходит по эффективности существующий на величину около 30 %. Для оценки векторной формы показателей эффективности были рассчитаны длины соответствующих векторов:

$$|\overrightarrow{\eta_{\text{сущ}}^*}| = \sqrt{\eta_{\text{точн.сущ}}^2 + \eta_{\text{врем.сущ}}^2} = 82,94, \quad |\overrightarrow{\eta_{\text{синт}}^*}| = \sqrt{\eta_{\text{точн.синт}}^2 + \eta_{\text{врем.синт}}^2} = 54,12. \text{ Проекция вектора } |\overrightarrow{\eta_{\text{синт}}^*}|$$

на вектор $\left| \vec{\eta}_{\text{сущ}}^* \right|$ составила $\Pr_{\vec{\eta}_{\text{сущ}}^* \vec{\eta}_{\text{синт}}^*} = \frac{(\vec{\eta}_{\text{синт}}^*, \vec{\eta}_{\text{сущ}}^*)}{\left| \vec{\eta}_{\text{сущ}}^* \right|} = \frac{\eta_{\text{врем.синт}} \cdot \eta_{\text{врем.сущ}} + \eta_{\text{точн.сущ}} \cdot \eta_{\text{точн.синт}}}{\sqrt{\eta_{\text{врем.синт}}^2 + \eta_{\text{точн.синт}}^2}} = 52,03$.

Векторная форма показателей эффективности для обоих ПИ представлена на рис. 3.

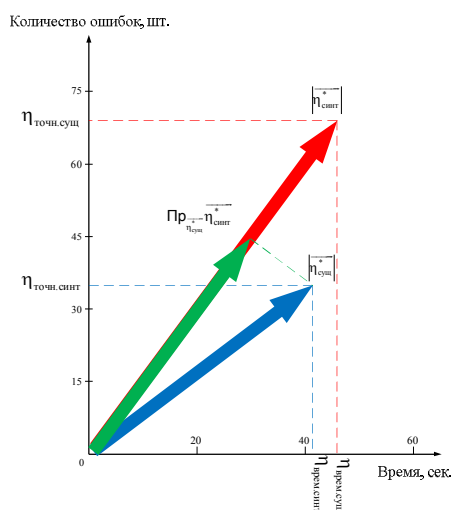


Рис. 3. Сравнение эффективностей существующего ПИ и синтезированного фрагмента ПИ
Fig. 3. Comparison of the effectiveness of the existing UI and the synthesized UI fragment

Заключение

Адекватность синтезированного фрагмента ПИ подтвердилась с уровнем статистической значимости 0,05. Оценка эффективности синтезированного фрагмента ПИ, проведенная методом полунатурного моделирования в условиях, сопровождающих современный уровень интенсивности воздушного движения и вынуждающих диспетчера осуществлять управление в критическом режиме, указала на преимущество синтезированного фрагмента ПИ обстановки на АРМ диспетчера в АСУВД над существующим ПИ. Анализ векторной формы показателей подтвердил значительный выигрыш по точности.

Использование методики структурно-параметрического синтеза информационной модели обстановки на АРМ диспетчера в АСУВД позволило снизить объем экспериментальных исследований при проектировании ПИ за счет предварительной оценки параметров формируемого ПИ на основании априорных данных.

Список литературы

1. Капцевич О.А., Дубовский А.В., Рабченко Д.И. Временная составляющая аналитической модели действий диспетчера управления воздушным движением. *Доклады БГУИР*. 2019;5:79-85.
2. Капцевич О.А., Рабченко Д.И. Оценка эффективности деятельности диспетчера в автоматизированной системе управления воздушным движением. *Сборник Военной академии Республики Беларусь*. 2018;35:92-102.
3. Косачев И.М., Касперович М.М. Методики расчета интервальных оценок коэффициента корреляции Пирсона зависимых случайных величин. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2015;3:147-184.
4. Рабченко Д.И. Методика синтеза информационной модели боевой обстановки. *Информатика*. 2017;1:78-91.

References

1. Kaptsevich O.A., Dubovsky A.V., Rabchenok D.I. [Temporary component of the analytical action model of the air traffic control manager]. *Doklady BGUIR=Doklady BGUIR*. 2019;5:79-85. (In Russ.)
2. Kaptsevich O.A., Rabchenok D.I. [Evaluation of the effectiveness of the dispatcher in the automated air traffic control system]. *Sbornik Voennoj akademii Respubliki Belarus=Collection of the Military Academy of the Republic of Belarus*. 2018;35:92-102. (In Russ.)

3. Kosachev I.M., Kasperovich M.M. [Methods of calculating interval estimates of Pearson correlation coefficient of dependent random values]. *Vestnik Voennoj akademii Respubliki Belarus=Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus*. 2015;3:147-184. (In Russ.)
4. Rabchenok D.I. [Method of synthesis of information model of combat situation]. *Informatika=Informatics*. 2017;1:78-91. (In Russ.)

Вклад авторов

Капцевич О.А. разработал схему проведения эксперимента, провел анализ результатов, участвовал в разработке методики структурно-параметрического синтеза информационной модели обстановки на автоматизированном рабочем месте диспетчера.

Рабченко Д.И. разработал методику структурно-параметрического синтеза информационной модели обстановки на автоматизированном рабочем месте диспетчера в автоматизированной системе управления воздушным движением, проводил экспериментальные исследования, обобщал статистический материал.

Пономарев К.Ю. провел анализ технологии работы диспетчера радиолокационного контроля, определил наиболее значимые для эксперимента алгоритмы действий, участвовал в эксперименте в качестве испытуемого.

Authors contribution

Kaptsevich O.A. developed a scheme for the experiment, conducted an analysis of the results; participated in the development of the method of structural and parametric synthesis of the information model of the environment at the automated workstation of the dispatcher.

Rabchenok D.I. developed the methodology of structural and parametric synthesis of the information model of the situation at the automated workstation of the dispatcher in the automated air traffic control system; conducted experimental studies, summarized statistical material.

Ponomarev K.Y. analyzed the technology of operation of the radar control manager, determined the most important algorithms of actions for the experiment; participated in the experiment as a test subject.

Сведения об авторах

Капцевич О.А., к.т.н., заместитель директора по научной работе ООО «ИнноТех Солюшнс».

Рабченко Д.И., ведущий инженер ОАО «ВОЛТАВТО».

Пономарев К.Ю., диспетчер по управлению воздушным движением первого класса РУП «Белаэронавигация».

Information about the authors

Kaptsevich O.A., PhD, Deputy Director for Scientific Work LLC “InnTom Solutions”.

Rabchenok D.I. Lead Engineer OJSC “VOLITAVTO”.

Ponomarev K.J. First Class Air Traffic Control Manager RUE “Belaironavigation”.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Кульман, 2-1, помещение 1-143,
тел. +375-173-16-14-38,
тел. +375-29-399-46-62;
e-mail: dimedrolus1798@tut.by
Рабченко Дмитрий Иванович

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Kulman st., 2-1, room 1-143,
tel. +375-17-316-14-38,
tel. +375-29-399-46-62;
e-mail: dimedrolus1798@tut.by
Rabchenok Dmitry Ivanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-157-164>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 539.2

ВЛИЯНИЕ УСЛОВИЙ БЫСТРОЙ ТЕРМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ НА ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ТОНКИХ ПЛЕНОК ХРОМА НА КРЕМНИИ

СОЛОВЬЕВ Я.А., ПИЛИПЕНКО В.А.

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

Поступила в редакцию 10 декабря 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Данная работа посвящена установлению влияния температуры процесса быстрой термообработки пленок хрома на кремнии *n*-типа проводимости на их удельное сопротивление и контактные свойства границы раздела. Пленки хрома толщиной порядка 30 нм наносили магнетронным распылением на поверхность кремниевых подложек с удельным сопротивлением 0,58–0,53 Ом×см. Быструю термообработку проводили в режиме теплового баланса путем облучения обратной стороны подложек некогерентным световым потоком в среде азота в течение 7 с. В качестве источника нагрева использовали кварцевые галогенные лампы накаливания. Температуру процесса быстрой термообработки варьировали в интервале от 200 до 550 °С. Толщину пленок хрома определяли растровой электронной микроскопией. Поверхностное сопротивление образцов измеряли четырехзондовым методом. Высоту барьера Шоттки и коэффициент неидеальности определяли методом вольтамперных характеристик. Показано, что при температуре процесса быстрой термообработки 400 °С формируется слой дисилицида хрома, вызывающий резкое увеличение удельного сопротивления пленок хрома до 1,2 мОм×см и высоты барьера Шоттки до 0,6 В. При дальнейшем увеличении температуры процесса быстрой термообработки до 550 °С удельное сопротивление монотонно возрастает до 4,0 мОм×см за счет роста ширины межзеренных границ, увеличивающих рассеяние носителей заряда в CrSi₂. Также показано, что быстрая термообработка структуры Cr/Si при температуре 450–500 °С позволяет получать выпрямляющие контакты с высотой барьера 0,615 В и коэффициентом неидеальности 1,1. Полученные результаты могут быть использованы в технологии создания изделий интегральной электроники, содержащих контакты Шоттки, а также тонкопленочные резисторы.

Ключевые слова: дисилицид хрома, диффузионный синтез, удельное сопротивление, диод Шоттки, высота барьера.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Соловьев Я.А., Пилипенко В.А. Влияние условий быстрой термической обработки на электрофизические свойства тонких пленок хрома на кремнии. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 157–164.

EFFECT OF RAPID THERMAL TREATMENT CONDITIONS ON ELECTROPHYSICAL PROPERTIES OF CHROMIUM THIN FILMS ON SILICON

JAROSLAV A. SOLOVJOV, VLADIMIR A. PILIPENKO

JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company, Minsk, Republic of Belarus

Submitted 10 December 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. Present paper is devoted the determination of the effect of the temperature of the process of rapid thermal treatment of chromium films on *n*-type conductivity silicon on their resistivity and contact properties of the interface. Chromium films of about 30 nm thickness were deposited by magnetron sputtering onto the surface of silicon substrates having a resistivity of 0.58 to 0.53 ohms×cm. The rapid thermal treatment was carried out in a heat balance mode by irradiating the back side of the substrates with non-coherent light flux in nitrogen ambient for 7 seconds. Quartz halogen incandescent lamps were used as the heating source. The temperature of the rapid thermal process ranged from 200 to 550 °C. The thickness of the chromium films was determined by raster electron microscopy. The surface resistance of the samples was measured by a four-probe method. The Schottky barrier height and the ideality factor were determined from I-V plots. It is shown that at the temperature of the rapid thermal process 400 °C a layer of chromium disilicide is formed, causing a sharp increase in the resistivity of chromium films to 1.2 mOhm×cm and the height of the Schottky barrier to 0.6 V. When the temperature of the rapid thermal process is further increased to 550 °C, the resistivity increases monotonically to 4.0 mOhm×cm due to the increase in the width of the interstitial boundaries increasing the scattering of charge carriers in the CrSi₂ layers. It has also been shown that rapid thermal treatment of the Cr/Si structure at a temperature of 450–500 °C enables to obtain rectifying contacts with a barrier height of 0.615 V and an ideality factor of 1.1. The results obtained can be used in the technology of integrated electronics products containing Schottky contacts as well as thin film resistors.

Keywords: chromium disilicide, diffusion synthesis, specific resistance, Schottky diode, barrier height.

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

For citation. Solovjov J.A., Pilipenko V.A. Effect of rapid thermal treatment conditions on electrophysical properties of chromium thin films on silicon. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 157-164.

Введение

Силициды переходных металлов нашли широкое применение в технологии создания изделий интегральной электроники благодаря своим уникальным физико-химическим свойствам, таким как высокая проводимость, простота формирования, высокая химическая стойкость, механическая стабильность, низкие внутренние механические напряжения, возможность формировать с кремнием барьеры Шоттки с заданной высотой [1]. В современной технологии КМОП интегральных схем силициды применяют для снижения сопротивления контактов, а также материала межсоединений [2]. Особый интерес силициды представляют в качестве барьеров Шоттки в изделиях силовой электроники, характерной особенностью которых является необходимость формирования протяженных границ раздела силицид – кремний с низкой дефектностью и микрошероховатостью [3]. При этом наилучшим способом формирования протяженных слоев силицидов является их диффузионный синтез путем термообработки тонких пленок металлов, нанесенных на поверхность кремния, поскольку в таком случае формируется атомарно чистая граница раздела силицид – кремний с минимальными колебаниями контактных свойств [1]. С другой стороны, наилучшее качество силицидных слоев при диффузионном синтезе обеспечивается путем быстрой термообработки (БТО) благодаря минимальному термическому бюджету и возможности обеспечения исключительной чистоты процесса в реакторе ограниченного объема [2, 4].

Пленки дисилицида хрома в изделиях интегральной электроники нашли распространение в качестве материала тонкопленочных резисторов и барьеров Шоттки. Кроме того, дисилицид хрома является полупроводником *p*-типа проводимости с шириной запрещенной зоны порядка 0,35 В, что делает его привлекательным для использования в фотодетекторах ИК диапазона [5]. Электрофизические свойства пленок дисилицида хрома сильно зависят от способа их получения и условий проведения диффузионного синтеза, что во многом объясняет существенные различия в результатах экспериментальных данных различных авторов (табл. 1, 2). Таким образом, для получения конкретных значений электрофизических параметров дисилицида хрома необходимо их изучение в зависимости от условий их формирования.

Таблица 1. Значения удельного сопротивления пленок дисилицида хрома, полученных диффузионным синтезом
Table 1. Values of specific resistance of chromium disilicide films fabricated with diffusion synthesis

Условия получения пленок CrSi ₂ Fabrication CrSi ₂ films conditions				Удельное сопротивление CrSi ₂ при комнатной температуре, мОм×см Specific resistance CrSi ₂ at room temperature, mOhm×cm	Источник Source
Толщина исходной пленки Cr, нм Thickness of initial Cr film, nm	Условия диффузионного синтеза Diffusion synthesis conditions				
	Тип термообработки Thermal treatment type	Температура процесса, °C Process temperature, °C	Время процесса Process time		
объемные образцы				0,5–1,0	[6]
не указано	стационарная	не указано	не указано	3,6–20	
100–400	стационарная	450–600	30 мин	2–4	[7]
10	быстрая	400–670	20 с	2.2	[8, 9]

Таблица 2. Значения высоты барьера и коэффициентов неидеальности пленок хрома на кремнии *n*-типа
Table 2. Values of barrier height and ideality factor of chromium films on *n*-type silicon

Условия формирования барьера Cr/Si Fabrication Cr/Si barrier conditions				Высота барьера Шоттки, В Schottky barrier height, V	Коэффициент неидеальности Ideality factor	Источник Source
Толщина исходной пленки Cr, нм Thickness of initial Cr film, nm	Условия диффузионного синтеза Diffusion synthesis conditions					
	Тип термообработки Thermal treatment type	Температура процесса, °C Process temperature, °C	Время процесса, мин Process time, min			
не указано	без термообработки			0,61	–	[10]
не указано	стационарная	450	не указано	0,57	–	
50	стационарная	450	15	0,46	2,0	[11]
300		500	15	0,68	1,1	
300	без термообработки			0,56	1,01	[12]
300	стационарная	440	80	0.62	1.06	

Настоящая работа посвящена установлению влияния температуры процесса БТО пленок хрома на кремнии *n*-типа проводимости на их удельное сопротивление и контактные свойства границы раздела.

Методика проведения эксперимента

Пленки хрома толщиной порядка 30 нм наносили магнетронным распылением хромовой мишени чистотой 99,5 % в среде аргона чистотой 99,993 % при давлении 0,5 Па на установке SNT «Sigma» с безмасляной откачкой на кремниевые подложки двух типов. Подложки первого типа представляли собой эпитаксиальные слои легированного фосфором кремния с удельным сопротивлением 0,58–0,63 Ом×см и толщиной 5,3–5,8 мкм, сформированные на подложках монокристаллического кремния 100 КДБ 10 (111). Подложки

второго типа представляли собой эпитаксиальные слои с аналогичными параметрами на подложках монокристаллического кремния 100 КЭМ 0,005 (111), содержащие охранные кольца и вскрытые в полевом окисле контакты для формирования структуры диодов Шоттки размером кристалла 1,42×1,42 мм. После нанесения слоя хрома на подложках второго типа выполняли фотолитографию с последующим травлением слоев хрома в цериевом травителе.

Далее подложки обоих типов подвергали быстрой термической обработке в режиме теплового баланса путем облучения обратной стороны подложек некогерентным световым потоком в среде азота в течение 7 с при температуре от 200 до 550 °С. Источником нагрева служили кварцевые галогенные лампы накаливания. Контроль температуры рабочей стороны подложки осуществлялся термопарой с точностью ± 0,5 °С.

На подложках первого типа осуществляли измерение поверхностного сопротивления с помощью установки RS-30 с погрешностью не более ± 5 %. Для определения поверхностного сопротивления непосредственно пленок хрома $R_{S\ TF}$ (Ом/кв) отдельно проводили измерения поверхностного сопротивления исходных подложек перед нанесением хрома и после процесса быстрой термообработки и проводили расчет по формуле

$$R_{S\ TF} = \frac{R_{S\ SUB} \cdot R_{S\ RTA}}{R_{S\ RTA} - R_{S\ SUB}}, \quad (1)$$

где $R_{S\ SUB}$ – поверхностное сопротивление подложки, Ом/кв, $R_{S\ RTA}$ – поверхностное сопротивление структуры подложка – пленка после быстрой термообработки, Ом/кв.

Величину удельного сопротивления ρ (Ом×см) пленок хрома после термообработки рассчитывали по формуле

$$\rho = R_{S\ TF} \cdot d_{TF}, \quad (2)$$

где d_{TF} – толщина пленки хрома на кремнии после термообработки, см.

В свою очередь, толщину пленок хрома после термообработки определяли с помощью растрового электронного микроскопа S-4800 ф. Hitachi (Япония) с погрешностью не более ± 5 %.

Для подложек второго типа после быстрой термообработки последовательно наносили на рабочую сторону слой титана толщиной 0,11 мкм и сплава алюминий-кремний толщиной 1,4 мкм и при помощи фотолитографии формировали металлизацию анода. Затем подложки подвергали шлифованию обратной стороны до остаточной толщины 300 мкм и на обратную сторону подложек наносили металлизацию катода последовательным напылением в вакууме слоев титана, сплава никель-ванадий и серебра. После этого подложку разделяли на отдельные кристаллы, которые собирали в пластмассовый корпус типа ТО-220.

Измерения вольт-амперных характеристик (ВАХ) проводились на комплексе прецизионных измерений характеристик элементной базы ИМС В1500 ф. Agilent (США) с зондовой станцией Summit 11000 AP ф. Cascade. Высоту барьера Шоттки ϕ_B (В) и коэффициент неидеальности n определяли методом ВАХ [10] путем экспоненциальной аппроксимации начального участка прямой ВАХ диода Шоттки к оси ординат с последующими расчетами по формулам:

$$\phi_B = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{SA^{**}T^2}{I_0} \right), \quad (3)$$

где k – постоянная Больцмана, равная $1,38 \times 10^{-23}$ Дж×К⁻¹, T – абсолютная температура, равная 296 К, q – заряд электрона, равный $1,602 \times 10^{-23}$ Кл, S – площадь выпрямляющего контакта, равная $1,38 \times 10^{-2}$ см², A^{**} – эффективная постоянная Ричардсона, равная $112 \text{ А} \times \text{см}^{-2} \times \text{К}^{-2}$, I_0 – ток насыщения (А), определяемый точкой пересечения прямой экспоненциальной аппроксимации начального участка ВАХ с осью ординат,

$$n = \frac{q}{kTE_a}, \quad (4)$$

где E_a – множитель под экспонентой в уравнении прямой экспоненциальной аппроксимации начального участка ВАХ.

Результаты и их обсуждение

1. *Удельное сопротивление.* Зависимость величины удельного сопротивления пленок хрома на кремнии от температуры БТО представлена на рис. 1. Для исходных пленок хрома до БТО величина удельного сопротивления составляет порядка $0,1 \text{ мОм} \times \text{см}$, что более, чем в 7 раз превышает величину удельного сопротивления для объемного материала, которая составляет $0,013 \text{ мОм} \times \text{см}$ [13], и объясняется размерным эффектом, приводящим к росту удельного сопротивления в тонких пленках. В диапазоне температур БТО от 200 до 350 °С наблюдается незначительное снижение удельного сопротивления от первоначальных значений до величины порядка $0,07\text{--}0,09 \text{ мОм} \times \text{см}$, что вызвано перекристаллизацией пленок Cr на кремнии и релаксацией в них остаточных механических напряжений. Скачкообразный рост удельного сопротивления при температуре БТО 400 °С более чем на порядок до величины $1,2 \text{ мОм} \times \text{см}$ однозначно вызван началом фазовых превращений в системе Cr/Si, сопровождаемых формированием переходного слоя дисилицида хрома, что согласуется также с данными других авторов [14]. Величина удельного сопротивления при данной температуре имеет более низкие значения, чем в других аналогичных работах, а также в ряде случаев она меньше, чем для объемного дисилицида хрома. Это свидетельствует о неполном переходе хрома в фазу CrSi_2 . Существенный разброс удельного сопротивления после БТО при температуре 400 °С свидетельствует об околороговом значении данной температуры для образования силицидной фазы.

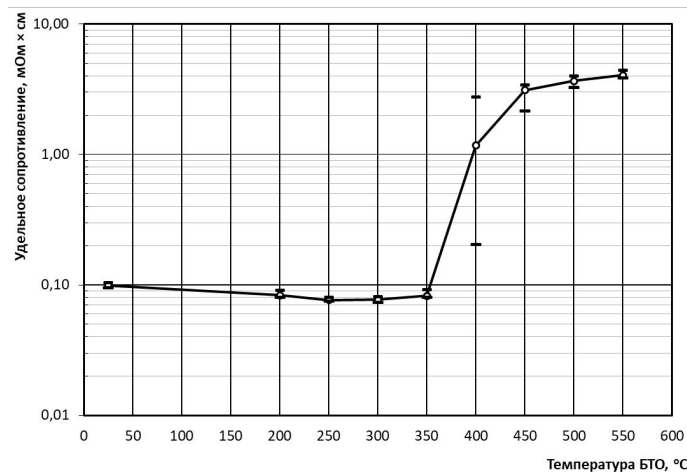


Рис. 1. Зависимость удельного сопротивления пленок хрома от температуры БТО
Fig. 1. Dependence of chromium films specific resistance on RTP temperature

При увеличении температуры БТО от 450 до 550 °С удельное сопротивление пленок достигает значений от 3,0 до 4,0 $\text{мОм} \times \text{см}$, которые хорошо согласуются с данными табл. 1 для дисилицида хрома. Монотонный рост величины удельного сопротивления при увеличении температуры термообработки обусловлен ростом ширины межзеренных границ в CrSi_2 , что приводит к усилению эффекта рассеяния на них носителей заряда [6].

2. *Барьер Шоттки.* Результаты определения высоты барьера Шоттки и коэффициента неидеальности в зависимости от температуры БТО представлены на рис. 2, 3. Высота барьера Шоттки исходной системы Cr/Si, не подвергнутой термообработке, составляет 0,554 В, что согласуется с результатами работы [12] для барьеров из чистого хрома на кремнии *n*-типа. Относительно высокие значения коэффициента неидеальности для исходной системы Cr/Si на уровне значений 1,25, очевидно, связаны частично с относительно малой толщиной исходных пленок хрома, а частично с их структурным несовершенством после процесса нанесения. В диапазоне температур БТО от 200 до 300 °С наблюдается небольшое увеличение высоты барьера с 0,563 до 0,57 В и улучшение коэффициента неидеальности с 1,2 до 1,17, что обусловлено рекристаллизацией пленок хрома, сопровождаемой улучшением совершенства их кристаллической структуры и релаксацией остаточных механических напряжений.

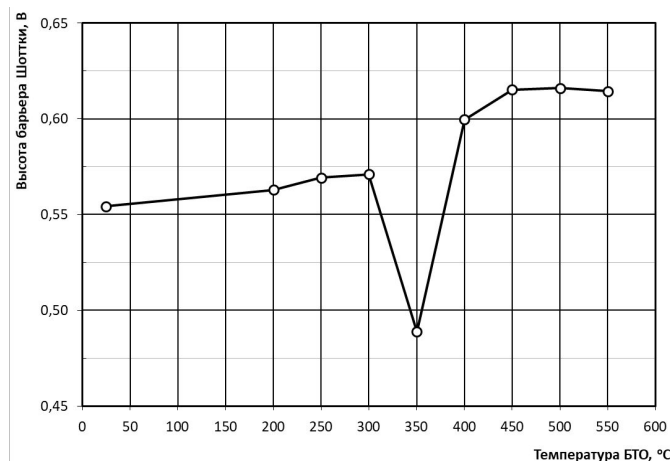


Рис. 2. Зависимость высоты барьера Шоттки структуры Cr/Si от температуры БТО
Fig. 2. Dependence of Cr/Si structure Schottky barrier height on RTP temperature

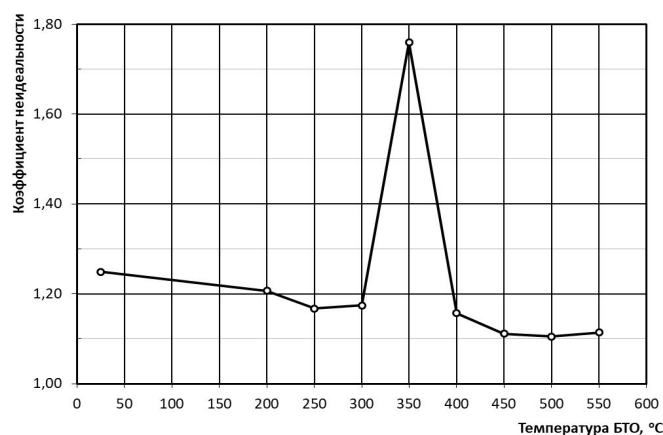


Рис. 3. Зависимость коэффициента неидеальности барьера Шоттки структуры Cr/Si от температуры БТО
Fig. 3. Dependence of Cr/Si structure Schottky barrier ideality factor on RTP temperature

При температуре БТО 350 °C наблюдается скачкообразное падение значений высоты барьера Шоттки до величины порядка 0,49 В и рост коэффициента неидеальности до величины порядка 1,7. В целом данная ситуация свидетельствует о деградации границы раздела Cr/Si, что, вероятнее всего, объясняется начальными процессами ее перестроения при формировании фазы CrSi₂. При температуре БТО 400 °C наблюдается рост высоты барьера Шоттки до 0,6 В и улучшение коэффициента неидеальности барьера до 1,16, что указывает на наличие фазы CrSi₂ на границе раздела. При БТО структуры Cr/Si в интервале температур от 450 до 500 °C достигаются наилучшие показатели высоты барьера и коэффициента неидеальности, составляющие величины порядка 0,615 В и 1,1 соответственно, что весьма близко к результатам работы [12]. При увеличении температуры БТО структуры Cr/Si до 550 °C наблюдается тенденция к росту высоты барьера Шоттки и ухудшению коэффициента неидеальности, что в целом подтверждает ранее сделанный вывод о переформировании кристаллической структуры, затрагивающем границу раздела.

Заключение

В работе исследовано влияние температуры процесса БТО пленок хрома толщиной порядка 30 нм на кремнии *n*-типа проводимости в интервале от 200 до 550 °C на их удельное сопротивление и контактные свойства границы раздела Cr/Si. Показано, что при температуре процесса БТО 400 °C формируется слой дисилицида хрома, вызывающий резкое увеличение удельного сопротивления пленок хрома до 1,2 мОм×см и высоты барьера Шоттки до 0,6 В. При дальнейшем увеличении температуры процесса БТО до 550 °C удельное сопротивление монотонно возрастает до 4,0 мОм×см за счет роста ширины межзеренных границ,

увеличивающих рассеяние носителей заряда в CrSi_2 . Также показано, что БТО структуры Cr/Si при температуре 450–500 °С позволяет получать выпрямляющие контакты с высотой барьера 0,615 В и коэффициентом неидеальности 1,1. Полученные результаты могут быть использованы в технологии создания изделий интегральной электроники, содержащих контакты Шоттки, а также тонкопленочные резисторы.

Список литературы

1. Мьюрарка Ш.П. *Силициды для СБИС*. Москва: Мир; 1986.
2. Doering R., Nishi Y. *Handbook of Semiconductor Manufacturing Technology*. 2nd edition. New York: CRC Press; 2008.
3. Баранов В.В. Материалы и процессы формирования самосовмещенных пленочных структур изделий твердотельной электроники и микроэлектроники. *Доклады БГУИР*, 2004;3:103-117.
4. Пилипенко В. *Быстрые термообработки в технологии СБИС*. Минск: Издательский Центр БГУ; 2004.
5. Филонов А.Б., Иваненко Л.И., Мигас Д.Б., Шапошников В.Л., Кривошеева А.В., Кривошеев А.Е., Борисенко В.Е. Полупроводниковые силициды, свойства и перспективы применения. *Доклады БГУИР*. 2004;3:168-179.
6. Borisenko V.E. *Semiconducting Silicides*. Berlin: Springer; 2000.
7. Lange H., Giehler M., Henrion W., Fenske F., Sieber I., Oertel G. Growth and Optical Characterization of CrSi_2 Thin Films. *Physica. Status. Solidi. B*. 1992;171:63-76. <https://doi.org/10.1002/pssb.2221710108>.
8. Gasparov V.A., Grazhulis V.A., Bondarev V.V., Bychkova T.M., Lifshits V.G., Churusov B.K., Galkin N.G., Plusnin N.I. Electrophysical properties of the surface phases of In and Cr on Si(111). *Vacuum*. 1990;41:(4-6):1207-1210.
9. Gasparov V.A., Grazhulis V.A., Bondarev V.V., Bychkova T.M., Lifshits V.G., Galkin N.G., Plusnin N.I. Electron transport in the $\text{Si}(111)\text{-Cr}(\sqrt{3}\times\sqrt{3})\text{R}30^\circ$ αSi surface phase and in epitaxial films of GrSi , CrSi_2 on Si(111). *Surface Science*. 1993;292(3):298-304.
10. Зи С.М. *Физика полупроводниковых приборов*. Москва: Мир; 1984.
11. Martinez A., Esteve D., Guivarch A., Auvray P., Henoch P., Pelous G. Metallurgical and Electrical Properties of Chromium Silicon Interfaces. *Solid-State Electronics*. 1980;23:55-64.
12. Turan R., Akman N. Schottky barrier height of $\text{CrSi}_2\text{-Si}$ junctions. *Semicond. Sci. Technol.* 1993;8:1999-2002.
13. Пасынков В.В., Сорокин В.С. *Материалы электронной техники*. Санкт-Петербург: Лань; 2001.
14. Borisenko V.E., Hesketh P.J. *Rapid Thermal Processing of Semiconductor*. Berlin: Springer; 1997.

References

1. M'jurarka Sh.P. [*Silitsidy dlja SBIS*]. Moskva: Mir; 1986. (In Russ.)
2. Doering R., Nishi Y. *Handbook of Semiconductor Manufacturing Technology*. 2nd edition. New York: CRC Press; 2008.
3. Baranov V.V. [Materials and technologies of self-aligned thin film structures formation for solid-state devices and VLSI applications]. *Doklady BGUIR=Doklady BGUIR*. 2004;3:103-117. (In Russ.)
4. Pilipenko V.A. [*Bystrye termoobrabotki v tehnologii SBIS*]. Minsk: Izdatelskij centr BGU; 2004. (In Russ.)
5. Filinov A.B., Ivanenko L.I., Migas D.B., Shaposhnikov V.L., Krivosheeva A.V., Krivosheev A.E. Borisenko V.E. Semiconducting silicides: properties and aspects of application. *Doklady BGUIR=Doklady BGUIR*. 2004;3:168-179. (In Russ.)
6. Borisenko V.E. *Semiconducting Silicides*. Berlin: Springer; 2000.
7. Lange H., Giehler M., Henrion W., Fenske F., Sieber I., Oertel G. Growth and Optical Characterization of CrSi_2 Thin Films. *Physica. Status. Solidi. B*. 1992;171:63-76. <https://doi.org/10.1002/pssb.2221710108>.
8. Gasparov V.A., Grazhulis V.A., Bondarev V.V., Bychkova T.M., Lifshits V.G., Churusov B.K., Galkin N.G., Plusnin N.I. Electrophysical properties of the surface phases of In and Cr on Si(111). *Vacuum*. 1990;41:(4-6):1207-1210
9. Gasparov V.A., Grazhulis V.A., Bondarev V.V., Bychkova T.M., Lifshits V.G., Galkin N.G., Plusnin N.I. Electron transport in the $\text{Si}(111)\text{-Cr}(\sqrt{3}\times\sqrt{3})\text{R}30^\circ$ αSi surface phase and in epitaxial films of GrSi , CrSi_2 on Si(111). *Surface Science*. 1993;292(3):298-304.
10. Zee S.M. [*Fizika poluprovodnikovyh priborov*]. Moscow: Mir; 1984. (In Russ.)
11. Martinez A., Esteve D., Guivarch A., Auvray P., Henoch P., Pelous G. Metallurgical and Electrical Properties of Chromium Silicon Interfaces. *Solid-State Electronics*. 1980;23:55-64.
12. Turan R., Akman N. Schottky barrier height of $\text{CrSi}_2\text{-Si}$ junctions. *Semicond. Sci. Technol.* 1993;8:1999-2002.
13. Pasyunkov V.V., Sorokin V.S. [*Materialy elektronnoi tekhniki*]. St. Petersburg: Lan'; 2001. (In Russ.)
14. Borisenko V.E., Hesketh P.J. *Rapid Thermal Processing of Semiconductor*. Berlin: Springer; 1997.

Вклад авторов

Соловьёв Я.А. изготовил экспериментальные образцы, выполнил анализ и интерпретацию результатов.

Пилипенко В.А. осуществил постановку задачи, выполнил электрофизические измерения.

Authors contribution

Solovjov J.A. made experimental samples, performed analysis and interpretation of the results.

Pilipenko V.A. carried out the statement of the problem, performed electrophysical measurements.

Сведения об авторах

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

Пилипенко В.А., д.т.н., профессор, член-корреспондент НАН Беларуси, заместитель директора по научному развитию ГЦ «Белмикроанализ» ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ».

Information about the authors

Solovjov J.A., PhD, as. prof., deputy director of “Transistor” Branch JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” holding managing company.

Pilipenko V.A., D.Sci, professor, corresponding member of the National Academy of Sciences of Belarus., deputy director of Science Development of State Center “Belmicroanalysis”, JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” holding managing company.

Адрес для корреспонденции

220108, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Корженевского, д. 16,
Филиал «Транзистор» ОАО «ИНТЕГРАЛ» –
управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»
тел.+375-17-212-21-21;
e-mail: jsolovjov@integral.by
Соловьёв Ярослав Александрович

Address for correspondence

220108, Republic of Belarus,
Minsk, Korzhenevskogo st., 16,
“Transistor” Branch of JSC “INTEGRAL” –
“INTEGRAL” holding managing company
tel. +375-17-212-21-21;
e-mail: jsolovjov@integral.by
Solovjov Jaroslav Aleksandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-126-8-165-172>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.315.5/.6

ВЛИЯНИЕ АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО В КАЧЕСТВЕ РАЗДЕЛИТЕЛЬНОГО ДИЭЛЕКТРИКА КРЕМНИЕВЫХ ЛАВИННЫХ СВЕТОДИОДОВ, НА ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

ЛЕ ДИНЬ ВИ, КЛЮЦКИЙ А.Ю., ДОЛБИК А.А., ЛЕШОК А.А., ЛАЗАРУК С.К.

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

Поступила в редакцию 12 декабря 2019

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2019

Аннотация. Проведено исследование влияния режимов формирования лавинных светодиодов на основе наноструктурированного кремния на параметры формируемых приборов, такие как напряжение светоизлучения и стабильность функционирования, что является важным фактором для их практического использования при разработке изделий кремниевой фотоники, с развитием которой связывается будущее интегральной электроники. Впервые представлена технологическая операция локального сквозного электрохимического анодирования алюминия в различных электролитах для формирования разделительного диэлектрика контактов Шоттки. Исследовано влияние встроенного электрического заряда в разделительном диэлектрике кремниевых лавинных светодиодов на их вольт-амперные характеристики. Обнаружено, что встроенный отрицательный электрический заряд увеличивает пробивное напряжение контакта Шоттки, что способствует увеличению эффективности светоизлучения диодных структур. Представлено объяснение данного эффекта на основе того, что встроенный отрицательный электрический заряд внутри анодного оксида создает также область пространственного заряда в кремнии, что способствует уменьшению эффекта концентрации силовых линий на краях диодных структур, выполняя функцию защиты контакта Шоттки от краевых эффектов по аналогии с охранными областями. Установлено, что наибольшее напряжение лавинного пробоя наблюдается в диодных структурах с анодным оксидом, сформированном в электролите на основе водного раствора ортофосфорной кислоты. Анализ характеристик светодиодов при различных температурах кремниевых подложек показал увеличение напряжения пробоя с ростом температуры, что свойственно лавинному пробоя при ударной ионизации. Получена стабильная генерация излучения сформированными светодиодами в широком диапазоне рабочих напряжений (8–16 В). Проведено обсуждение использования кремниевых лавинных светодиодов как при изготовлении дискретных приборов, так и в интегральной электронике в целом.

Ключевые слова: лавинные светодиоды, анодный оксид алюминия, кремниевые наночастицы, встроенный электрический заряд.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Ле Динь Ви, Ключкий А.Ю., Долбик А.А., Лешок А.А., Лазарук С.К. Влияние анодного оксида алюминия, используемого в качестве разделительного диэлектрика кремниевых лавинных светодиодов, на их характеристики. Доклады БГУИР. 2019; 7–8(126): 165–172.

INFLUENCE OF ANODIC ALUMINA USED AS SEPARATING DIELECTRIC OF SILICON AVALANCHE LEDs ON DIODE CHARACTERISTICS

LE DINH VI, ALEKSEY Yu. KLYUTSKY, ALEKSANDR V. DOLBIK,
ANDREY A. LESHOK, SERGEY K. LAZAROUK

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

Submitted 12 December 2019

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2019

Abstract. A study of the influence of the formation regimes of avalanche LEDs based on nanostructured silicon on the parameters of the formed devices, such as the light emission voltage and the stability of operation has been performed. These parameters are an important factor for the practical use of avalanche LEDs in the development of silicon photonics products, the progress of which is associated with the future of integrated electronics. For the first time, the technological operation of local through electrochemical anodizing of aluminum in various electrolytes for the formation of a separating dielectric of Schottky contacts is presented. The influence of the built-in electric charge in the separation dielectric of silicon avalanche LEDs on their current-voltage characteristics is studied. It was found that the built-in negative electric charge increases the breakdown voltage of the Schottky contact, which results in an increase of the light emission efficiency of the diode structures. An explanation of this effect is presented on the basis that the built-in negative electric charge inside the anode oxide also creates a space charge region in silicon, which helps to reduce the effect of the concentration of field lines at the edges of diode structures, performing the function of protecting the Schottky contact from edge effects as well as protective areas do. It has been established that the highest avalanche breakdown voltage is observed in diode structures with anodic oxide formed in an electrolyte based on an aqueous solution of phosphoric acid. An analysis of the characteristics of LEDs at different temperatures of silicon substrates showed an increase of breakdown voltage with increasing temperature, which is typical for avalanche breakdown during impact ionization. Stable light emission of the formed LEDs was demonstrated in a wide range of operating voltages (8–16 V). The use of silicon avalanche LEDs both as discrete devices and in integrated electronics in general has been discussed.

Keywords: avalanche LEDs, anodic alumina, silicon nanoparticles, built-in electric charge

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

For citation. Le Dinh Vi, Klutsky A.Yu., Dolbik A.A., Leshok A.A., Lazarouk S.K. Influence of anodic alumina used as separating dielectric of silicon avalanche LEDs on diode characteristics. Doklady BGUIR. 2019; 7–8(126): 165–172.

Введение

Источники света на основе кремния привлекают внимание исследователей, так как именно эти устройства являются ключевым элементом, определяющим перспективы развития кремниевой фотоники, с которой связывается будущее интегральной электроники [1]. Одним из таких источников света являются кремниевые лавинные светодиоды. Их отличительной особенностью является излучение света при обратном смещении p - n переходов или контактов Шоттки в режиме лавинного пробоя. Использование данного механизма обуславливает одно из главных преимуществ лавинных светодиодов – высокое быстродействие, позволяющее функционировать в гига- и даже терагерцовом диапазоне частот [2]. Первое сообщение о лавинных светодиодах на кремнии было сделано авторами в 1999 году [3], в последующих работах было показано, что временной отклик светоизлучения может составлять менее 1 нс [2, 4].

В последние годы появились публикации, посвященные кремниевым лавинным светодиодам, ряда исследовательских групп из США, стран Европы, Китая и Южно-Африканской Республики [5–8]. В этих работах было показано, что за счет уменьшения размеров лавинных светодиодов на кремнии достигаются временной отклик 50 пс и рабочая частота светоизлучения 20 ГГц, что открывает новые перспективы для увеличения быстродействия интегральных

микросхем за счет замены медленных электрических межсоединений быстрыми оптическими аналогами.

В данной работе представлены результаты исследования влияния режимов формирования лавинных светодиодов на основе наноструктурированного кремния на их параметры, такие как напряжение светоизлучения и стабильность функционирования, что является важным фактором для их практического использования.

Методика проведения эксперимента

Лавинные светодиоды на основе наноструктурированного кремния формировали по технологии, интегрированной с технологией КМОП ИС. В частности, диодные структуры формировали внутри *n*-карманов КМОП ИС. То есть предварительно кремниевые пластины прошли типовой маршрут изготовления КМОП ИС до операции создания *n*-карманов в окнах межкомпонентного диэлектрика SiO_2 , как это показано на рис. 1, *a*.

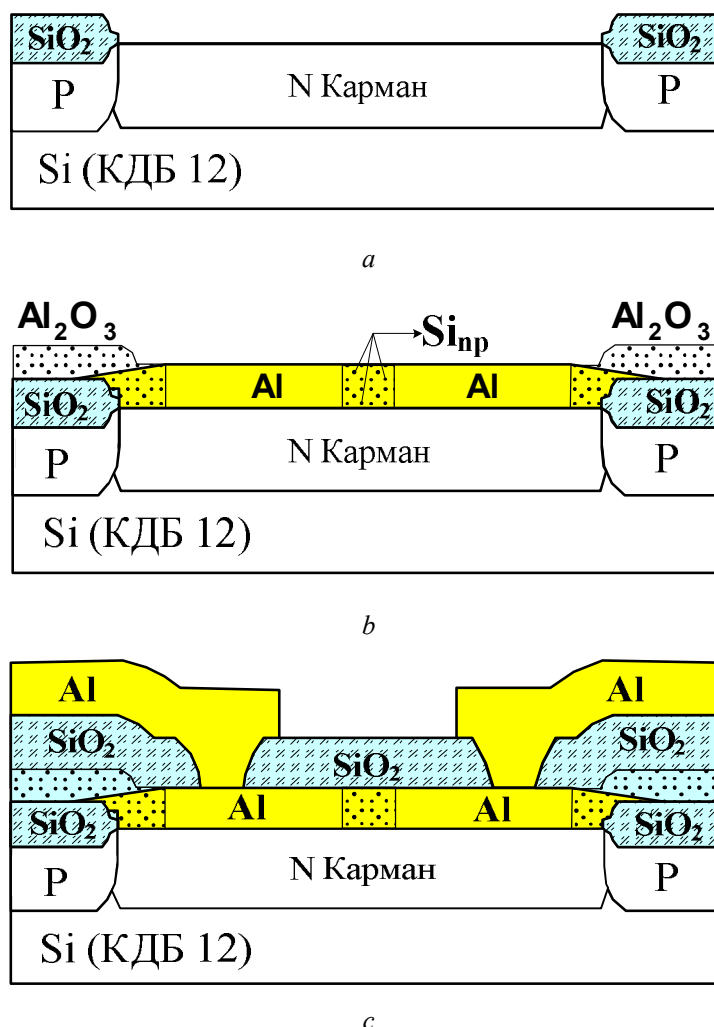


Рис. 1. Этапы формирования лавинных светодиодов по технологии КМОП ИС: исходная структура с *n*-карманом (*a*); проанодированная структура с геометрией электродов светодиодов и разделительного диэлектрика Al_2O_3 со встроенными кремниевыми наночастицами (*b*); конечная структура с двухуровневой металлизацией (*c*)

Fig. 1. Stages of formation of avalanche LEDs using CMOS IC technology: the initial structure with an *n*-pocket (*a*); an anodized structure with a pattern (geometry) of LED electrodes and separating dielectric Al_2O_3 with built-in silicon nanoparticles (*b*); the resulting structure with two-level metallization (*c*)

Ключевыми технологическими операциями, используемыми при формировании лавинных светодиодов, являются следующие:

1) осаждение алюминиево-кремниевой нанокompозитной пленки толщиной 1 мкм магнетронным распылением составной мишени, состоящей из 75 атомных процентов алюминия и 25 атомных процентов кремния (содержание примесных элементов менее 1 ат. %);

2) фотолитография, определяющая геометрию электродов светодиодов и разделительного диэлектрика Al_2O_3 ;

3) локальное сквозное электрохимическое анодирование алюминиево-кремниевой пленки, при котором алюминий полностью переходит в оксид алюминия, а кремниевые наноструктуры частично окисляются, в результате чего формируются кремниевые кластеры, покрытые собственным окислом, встроенные в матрицу оксида алюминия (рис. 1, *b*).

Далее сформированные светодиодные структуры на кремниевых подложках проводили по стандартному маршруту изготовления КМОП ИС с двухуровневой алюминиевой металлизацией и с межуровневым диэлектриком на основе SiO_2 (рис. 1, *c*).

Более подробно следует остановиться на технологической операции локального сквозного электрохимического анодирования алюминия, используемого для формирования разделительного диэлектрика кремниевых светодиодов. Для различных образцов в качестве электролита использовали 0,3 М водные растворы серной, щавелевой и ортофосфорной кислот. Анодирование проводили в гальваностатическом режиме при плотности анодного тока 10 мА/см^2 . Процесс заканчивали при увеличении анодного напряжения до уровня, на 50 % превышающего среднее значение этого параметра в течение первых трех минут.

Измерение параметров диодных структур проводили при помощи зондовой установки и прибора для измерения характеристик полупроводниковых приборов Л2-56.

Результаты и их обсуждение

На рис. 2, *a* представлены микрофотографии сформированных диодных структур, интегрированных в КМОП ИС. После подачи напряжения, превышающего значение, соответствующее лавинному пробое, вдоль периметра диодной структуры наблюдается излучение света (рис. 2, *b*).

На рис. 3 представлены вольт-амперные характеристики контакта алюминий-кремний, когда металлические электроды разделены анодным оксидом алюминия со встроенными кремниевыми кластерами, полученным анодированием в различных электролитах (растворы серной, щавелевой и ортофосфорной кислот). Как видно из графиков, наибольшее напряжение лавинного пробоя наблюдается в диодных структурах с анодным оксидом, сформированным в электролите на основе водного раствора ортофосфорной кислоты. В этих же структурах имеют место максимальные эффективность и интенсивность светоизлучения, так как именно при увеличении обратного напряжения наблюдаются максимальные значения этих параметров [9].

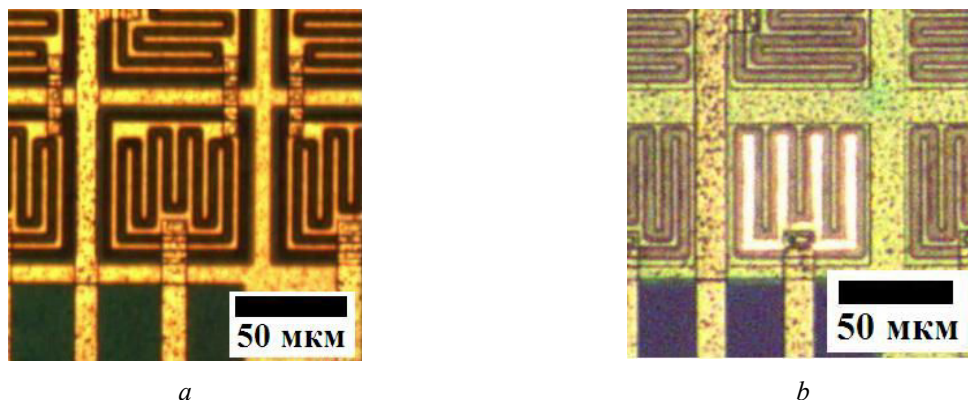


Рис. 2. Микрофотографии сформированных диодных структур, интегрированных в КМОП ИС до подачи напряжения (*a*); после подачи напряжения (*b*)

Fig. 2. Microphotographs of fabricated LED structures by CMOS IC technology before applying voltage (*a*); after applying voltage (*b*)

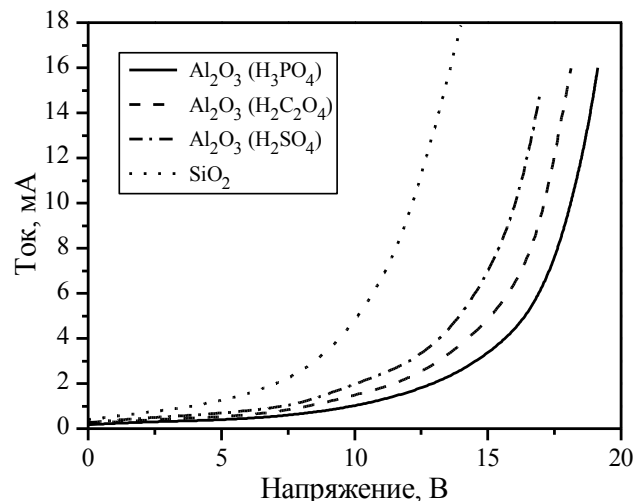


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики контакта алюминий-кремний с разделительным диэлектриком – оксидом алюминия, полученным анодированием в разных электролитах. Разделительный диэлектрик – оксид кремния приведен для сравнения

Fig. 3. Current-voltage characteristics of an aluminum-silicon contact with a separation dielectric – alumina obtained by anodizing in different electrolytes. A separation dielectric – silicon oxide given for comparison

Наблюдаемая зависимость объясняется влиянием встроенного электрического заряда в анодном оксиде алюминия на область пространственного заряда в кремнии. В планарных структурах при контакте металл-полупроводник по периметру контакта наблюдается эффект концентрации силовых линий электрического поля из-за пространственного заряда в кремнии (рис. 4, *a*). Увеличение напряженности поля на краях планарного контакта приводит к тому, что пробойные эффекты начинаются на границе анодный оксид алюминия/алюминий. При этом встроенный отрицательный электрический заряд внутри анодного оксида создает также область пространственного заряда в кремнии, как это показано рис. 4, *b*.

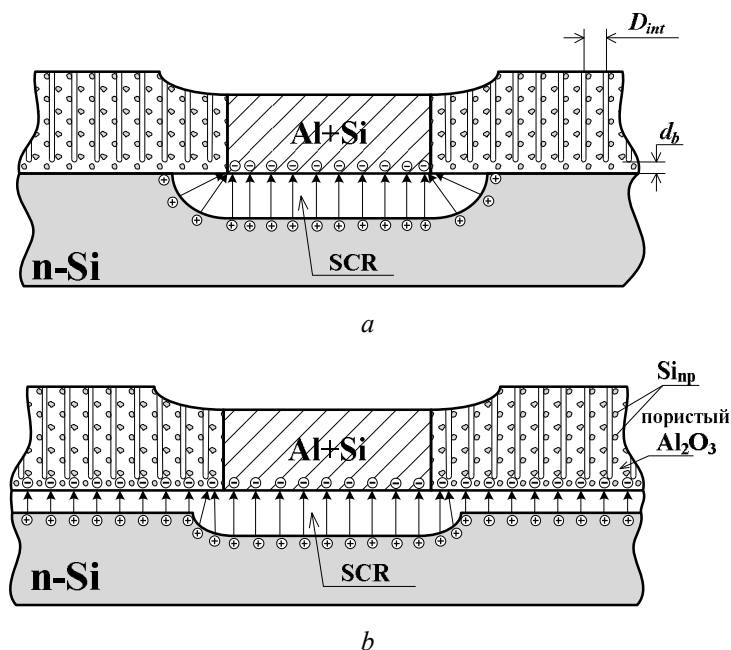


Рис. 4. Эффект концентрации силовых линий электрического поля из-за области пространственного заряда (SCR) в кремнии: встроенный заряд разделительного диэлектрика отсутствует (*a*); встроенный заряд разделительного диэлектрика отрицательный (*b*)

Fig. 4. The effect of the concentration of electric field lines due to the space charge region (SCR) in silicon: the built-in charge of separating dielectric is absent (*a*); the built-in charge of separating dielectric is negative (*b*)

Наличие этого встроенного электрического заряда способствует уменьшению эффекта концентрации силовых линий на краях диодных структур (схематически показано на рис. 4, *b*). Следует отметить, что ранее авторами было установлено, что анодный оксид алюминия, сформированный в электролите на основе водного раствора ортофосфорной кислоты, имеет максимальную плотность встроенного отрицательного заряда по сравнению с оксидами, сформированными в электролитах на основе водных растворов щавелевой и серной кислот [10]. Именно этим объясняется различие вольт-амперных характеристик, приведенных на рис. 3. На этом же рисунке приведены вольт-амперные характеристики диодов с разделительным диэлектриком на основе оксида кремния, имеющего положительный встроенный электрический заряд. Различие характеристик диодов еще раз подтверждает отмеченные выше закономерности влияния встроенного заряда на пробивное напряжение.

Таким образом, встроенный электрический заряд на границе анодного оксида алюминия выполняет функцию защиты контакта Шоттки от краевых эффектов (по аналогии с охранными областями), что улучшает качество вольт-амперных характеристик контактов за счет увеличения напряжения лавинного пробоя и перехода от «мягких» пробойных характеристик к более «резким» (рис. 3). Подобное поведение свойственно лавинным светодиодам, функционирующим при обратном смещении [4–8].

На рис. 5 приведены вольт-амперные характеристики светодиодных структур, измеренные при различных температурах кремниевой подложки. Представленные характеристики подтверждают лавинный характер пробоя при обратном смещении, проявляющийся в увеличении напряжения пробоя с ростом температуры. Кроме этого, на рис. 5 на вставках представлены микрофотографии светодиодных структур при различных напряжениях смещения. Как видно из микрофотографий, световосвечение в виде горячих точек появляется в местах максимальной напряженности электрического поля (угловые точки алюминиевых электродов). Далее, при увеличении напряжения смещения отдельные светящиеся точки сливаются в линии вдоль периметра алюминиевых контактов. Дальнейшее увеличение смещения обеспечивает расширение этих линий и, следовательно, увеличение общей интенсивности световосвечения. Следует отметить высокую стабильность световосвечения лавинных светодиодов. Испытание при непрерывном световосвечении более 1000 ч не показали заметных изменений светового сигнала. Также не было замечено изменений характеристик светодиодов в зависимости от времени хранения без электрического смещения.

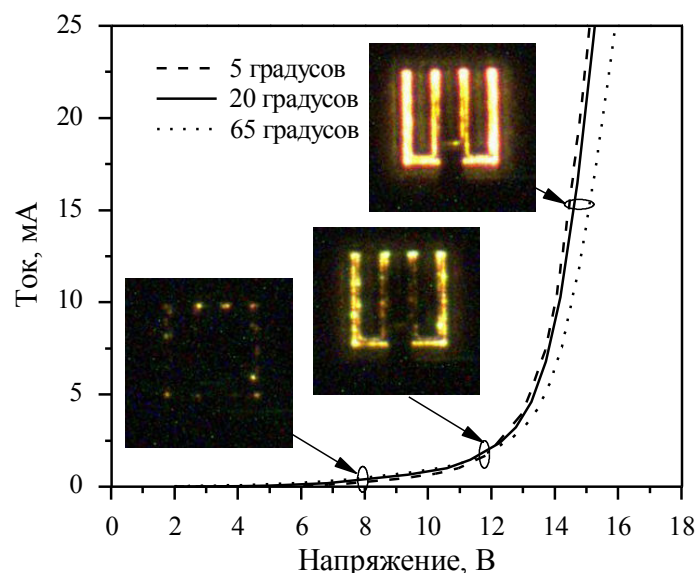


Рис. 5. Вольт-амперные характеристики светодиодных структур, измеренные при различных температурах кремниевой подложки. На вставках представлены микрофотографии световосвещающих структур при различных напряжениях смещения

Fig. 5. Current-voltage characteristics of LED structures measured at various temperatures of the silicon substrate. The insets show microphotographs of light emitting structures at different bias voltages

Вышеотмеченные режимы светоизлучения представляют интерес для различных применений. В частности, точечное светоизлучение может быть использовано для генерации случайных чисел (единичных фотонов) при регистрации света в режиме счета отдельных фотонов. Также точечное светоизлучение может быть использовано в качестве источников света терагерцового диапазона для быстродействующих оптоэлектронных устройств. Именно при уменьшении площади лавинных светодиодов до 1 мкм^2 ожидается уменьшение временных задержек до величин менее 1 пс, что позволит светодиодам работать в терагерцовом диапазоне, так как временной отклик лавинного пробоя составляет 0,1 пс [4, 11]. Полученные результаты открывают новые возможности для развития кремниевой оптоэлектроники, способной значительно увеличить быстродействие современных интегральных микросхем.

Заключение

Проведенные исследования показали, что разделительный диэлектрик, сформированный анодным окислением алюминия, выполняет функции охраны лавинных светодиодов от краевых эффектов, что позволяет увеличить напряжение пробоя диодных структур и, соответственно, интенсивность светоизлучения. Проведено обсуждение применения кремниевых лавинных светодиодов как для конкретных изделий, так и для интегральной электроники в целом.

Список литературы

1. Pavesi L., Lockwood D.J. *Silicon photonics III. Topics in Applied Physics*. Berlin: Springer; 2016.
2. Lazarouk S., Jaguiro P., Leshok A., Borisenko V. Reverse biased porous silicon light-emitting diodes for optical intra-chip interconnects. *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*. 2003;16(03&04):495-498. DOI: 10.1016/S1386-9477(02)00655-0.
3. Лазарук С., Батуревич А. Перспективы лавинных светодиодов на основе пористого кремния для оптических межсоединений. *Известия Белорусской инженерной академии*. 1999;07(01&02):147-149.
4. Lazarouk S., Leshok A., Kozlova T., Dolbik A., Le Dinh Vi, Ilkov V., Labunov V. 3D Silicon Photonic Structures Based on Avalanche LED with Interconnections through Optical Interposer. *International Journal of Nanoscience*. 2019;18(03&04):1940091(1-5). DOI: 10.1142/S0219581X1940091X.
5. Chatterjee A., Bhuva B., Schrimpf R. High-speed light modulation in avalanche breakdown mode for Si diodes. *IEEE Electron Device Letters*. 2004;25(09):628-630. DOI: 10.1109/LED.2004.834247.
6. Dutta S., Steeneken P.G., Agarwal V., Schmitz J., Annema A.-J., Hueting R.J. The avalanche-mode superjunction LED. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2017;64(04):1612-1618. DOI: 10.1109/TED.2017.2669645.
7. Du Plessis M., Joubert T.-H. Silicon nanowire hot electron electroluminescence. *International Society for Optics and Photonics*. 2017;10036:1003605(1-7). DOI: 10.1117/12.2243336.
8. Xu K. Silicon MOS optoelectronic micro-nano structure based on reverse-biased PN junction. *Physica Status Solidi A*. 2019;216(07):1800868(1-9). DOI: 10.1002/pssa.201800868.
9. Lazarouk S.K., Leshok A.A., Labunov V.A., Borisenko V.E. Efficiency of avalanche light-emitting diodes based on porous silicon. *Semiconductors*. 2005;39(1):136-138. DOI: 10.1134/1.1852663.
10. Ле Динь Ви, Купреева О.В., Дудич В.В., Филипеня В.А., Лазарук С.К. Влияние поверхностного потенциала анодных алюмооксидных пленок на их зарядовые свойства. *Доклады БГУИР*. 2019;5(123):72-78. DOI: 10.35596/1729-7648-2019-123-5-72-78.
11. Sze S.M. *Physics of Semiconductor Devices*. Second Edition. New York: John Wiley & Sons; 1981.

References

1. Pavesi L., Lockwood D.J. *Silicon photonics III. Topics in Applied Physics*. Berlin: Springer; 2016.
2. Lazarouk S., Jaguiro P., Leshok A., Borisenko V. Reverse biased porous silicon light-emitting diodes for optical intra-chip interconnects. *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*. 2003;16(03&04):495-498. DOI: 10.1016/S1386-9477(02)00655-0.
3. Lazarouk S., Baturevich A. [Perspectives of avalanche light emitting diodes based on porous silicon for optical interconnects]. *Izvestija Belorusskoj inzhenernoj akademii=Belarus Engineering Academy Letters*. 1999;07(01&02):147-149. (In Russ.)

4. Lazarouk S., Leshok A., Kozlova T., Dolbik A., Le Dinh Vi, Ilkov V., Labunov V. 3D Silicon Photonic Structures Based on Avalanche LED with Interconnections through Optical Interposer. *International Journal of Nanoscience*. 2019;18(03&04):1940091(1-5). DOI: 10.1142/S0219581X1940091X.
5. Chatterjee A., Bhuva B., Schrimpf R. High-speed light modulation in avalanche breakdown mode for Si diodes. *IEEE Electron Device Letters*. 2004;25(09):628-630. DOI: 10.1109/LED.2004.834247.
6. Dutta S., Steeneken P.G., Agarwal V., Schmitz J., Annema A.-J., Hueting R.J. The avalanche-mode superjunction LED. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2017;64(04):1612-1618. DOI: 10.1109/TED.2017.2669645.
7. Du Plessis M., Joubert T.-H. Silicon nanowire hot electron electroluminescence. *International Society for Optics and Photonics*. 2017;10036:1003605(1-7). DOI: 10.1117/12.2243336.
8. Xu K. Silicon MOS optoelectronic micro-nano structure based on reverse-biased PN junction. *Physica Status Solidi A*. 2019;216(07):1800868(1-9). DOI: 10.1002/pssa.201800868.
9. Lazarouk S.K., Leshok A.A., Labunov V.A., Borisenko V.E. Efficiency of avalanche light-emitting diodes based on porous silicon. *Semiconductors*. 2005;39(1):136-138. DOI: 10.1134/1.1852663.
10. Le Dinh Vi, Kupreeva O.V., Dudich V.V., Filipenya V.A., Lazarouk S.K. [Effect of surface potential of anodic alumina film on their charge properties]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2019;5(123):72-78. DOI: 10.35596/1729-7648-2019-123-5-72-78. (In Russ.)
11. Sze S.M. *Physics of Semiconductor Devices*. Second Edition. New York: John Wiley & Sons; 1981.

Вклад авторов

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

Authors contribution

All authors equally contributed to the writing of the article.

Сведения об авторах

Лазарук С.К., д.ф.-м.н., заведующий НИЛ 4.12
НИЧ Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники.

Лешок А.А., к.ф.-м.н., начальник Центра 4.11
НИЧ Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники.

Ле Динь Ви, аспирант кафедры микро-
и нанoeлектроники Белорусского государственного
университета информатики и радиоэлектроники.

Клюцкий А.Ю., аспирант кафедры ИРТ
Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники.

Долбик А.В., научный сотрудник НИЛ 4.12
Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Lazarouk S.K., D.Sci., head of laboratory 4.12
of Belarusian State University of Informatics
and Radioelectronics.

Leshok A.A., Ph.D., head of Center 4.11
of Belarusian State University of Informatics
and Radioelectronics.

Le Dinh Vi, PG student of Micro- and Nanoelectronics
Department of Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics.

Klutsky A.Yu, a PhD. student of Information
Radiotechnologies Department of Belarusian State
University of Informatics and Radioelectronics.

Dolbik A.V., research worker of Lab. 4.12
of Belarusian State University of Informatics
and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

20013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
e-mail:levi.ntv@gmail.com
Ле Динь Ви

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
e-mail:levi.ntv@gmail.com
Le Dinh Vi