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

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

Электроника

PROCEEDINGS OF UNIVERSITIES. ELECTRONICS

Том 26 | Vol. 26
№ 1 | No. 1
январь - февраль | January - February
2021

Дорогие коллеги!

Прошедший 2020 год выдался для всех нас необычайно сложным. Хочется верить в то, что 2021 год будет более оптимистичным и успешным!

Уважаемые авторы и читатели нашего журнала, поздравляю Вас с наступившим 2021 годом! Желаю Вам и Вашим близким крепкого здоровья, благополучия и новых творческих достижений!

Ждем публикаций в журнале результатов Ваших исследований и разработок.

Главный редактор
академик РАН Ю.А. Чаплыгин

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



Известия высших учебных заведений.

ЭЛЕКТРОНИКА

Том 26, № 1, 2021
январь – февраль

Научно-технический журнал

Издается с 1996 г.
Выходит 6 раз в год

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

Главный редактор: ***Чаплыгин Юрий Александрович*** – академик РАН, д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия), ORCID: 0000-0002-7505-5175

Редакционная коллегия:

Гаврилов Сергей Александрович – заместитель главного редактора, д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия), ORCID: 0000-0002-2967-272X
Бахтин Александр Александрович – канд.т.н., доц., МИЭТ (Москва, Россия), ORCID: 0000-0002-1107-0878
Беневоленский Сергей Борисович – д.т.н., проф., ФГБНУ «Научно-исследовательский институт – Республиканский исследовательский научно-консультационный центр экспертизы» (Москва, Россия), ORCID: 0000-0003-3177-9136
Быков Дмитрий Васильевич – д.т.н., проф., Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» (Москва, Россия), ORCID: 0000-0002-4935-7292
Гаврилов Сергей Витальевич – д.т.н., проф., Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН (Москва, Россия), ORCID: 0000-0003-0566-4482
Гапоненко Сергей Васильевич – акад. НАН Беларуси, д.физ.-мат.н., проф., Белорусский республиканский фонд фундаментальных исследований (Минск, Беларусь), ORCID: 0000-0003-3774-5471
Горбацевич Александр Алексеевич – акад. РАН, д.физ.-мат.н., проф., Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН (Москва, Россия), ORCID: 0000-0002-1950-356X
Грибов Борис Георгиевич – чл.-корр. РАН, д.хим.н., проф., АО «НИИМЭ» (Москва, Россия)
Коноплев Борис Георгиевич – д.т.н., проф., Южный федеральный университет (Таганрог, Россия), ORCID: 0000-0003-3105-029X
Коркишко Юрий Николаевич – д.физ.-мат.н., проф., НПК «Оптолинк» (Москва, Россия)
Королёв Михаил Александрович – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия), ORCID: 0000-0003-3043-1293
Красников Геннадий Яковлевич – акад. РАН, д.т.н., проф., АО «НИИМЭ» (Москва, Россия)
Кубарев Юрий Васильевич – д.физ.-мат.н., проф., ООО «Центр плазменных и вакуумных технологий» (Москва, Россия)
Лабунов Владимир Архипович – акад. НАН Беларуси, иностранный член РАН, д.т.н., проф., Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь), ORCID: 0000-0002-3494-4881
Максимов Иван Александрович – PhD, проф., Университет города Лунд (Швеция), ORCID: 0000-0003-1944-4878
Меликян Вазген Шаваршович – чл.-корр. НАН Армении, д.т.н., проф., ЗАО «Синопсис Армения» (Ереван, Армения), ORCID: 0000-0002-1667-6860
Неволин Владимир Кириллович – д.физ.-мат.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия), ORCID: 0000-0003-4348-0377

© "Известия вузов. Электроника", 2021
© МИЭТ, 2021

Неволин Владимир Николаевич – д.физ.-мат.н., проф., Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН (Москва, Россия)
Переверзев Алексей Леонидович – д.т.н., доц., МИЭТ (Москва, Россия), ORCID: 0000-0002-5834-5138
Петросянц Константин Орестович – д.т.н., проф., Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» (Москва, Россия), ORCID: 0000-0001-7969-4786
Сазонов Андрей Юрьевич – PhD, проф., Университет Ватерлоо (Канада)
Сауров Александр Николаевич – акад. РАН, д.т.н., проф., Институт нанотехнологий микроэлектроники РАН (Москва, Россия), ORCID: 0000-0001-7368-5977
Селищев Сергей Васильевич – д.физ.-мат.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия), ORCID: 0000-0002-5589-7068
Сигов Александр Сергеевич – акад. РАН, д.физ.-мат.н., проф., МИРЭА – Российский технологический университет (Москва, Россия), ORCID: 0000-0003-2017-9186
Сидоренко Анатолий Сергеевич – акад. АН Молдовы, д.физ.-мат.н., проф., Институт электронной инженерии и нанотехнологий АНМ (Кишинев, Молдова), ORCID: 0000-0001-7433-4140
Телец Виталий Арсеньевич – д.т.н., проф., Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ» (Москва, Россия), ORCID: 0000-0003-4944-676X
Тимошенков Сергей Петрович – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия), ORCID: 0000-0001-5411-1804
Юриш Сергей Юрьевич – канд.т.н., IFSA Publishing, S.L. (Барселона, Испания), ORCID: 0000-0002-1433-260X

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

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

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

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

Подписано в печать 12.02.2021. Формат бумаги 60×84 1/8. Цифровая печать.
Объем 12,555 усл.печ.л., 12,136 уч.-изд.л. Тираж 150 экз. Заказ № 2. Свободная цена.
Свидетельство о регистрации СМИ ПИ № ФС 77-72307 от 01.02.2018.

Включен ВАК в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук по следующим группам специальностей:

05.11.00 Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы
05.13.00 Информатика, вычислительная техника и управление
05.27.00 Электроника

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

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

Является членом Cross Ref.

Плата за публикацию статей не взимается.

Подписной индекс в каталоге Агентства «Роспечать» – 47570

http://ivuz-e.ru
DOI: 10.24151/1561-5405
ISSN 1561-5405 (print)
ISSN 2587-9960 (online)

СОДЕРЖАНИЕ

Элементы интегральной электроники

Юсипова Ю.А., Попов А.И. Спиновые вентили в микроэлектронике. Обзор 7

Зеневич А.О., Кочергина О.В. Исследование динамического диапазона кремниевых фотоэлектронных умножителей 30

Схемотехника и проектирование

Якунин А.Н., Аунг Мьо Сан, Кхант Вин. Повышение быстродействия многоразрядного арифметико-логического устройства 40

Крупкина Т.Ю., Лосев В.В., Недашковский Л.В., Чаплыгин Ю.А. Исследование методов подавления паразитных составляющих в спектре выходного сигнала СВЧ-квадратурного модулятора 54

Интегральные радиоэлектронные устройства

Ефимов А.Г., Корнеев С.А., Матвеев В.С., Чистюхин В.В. Проектирование многолучевой приемо-передающей апертуры низкоорбитальной космической системы связи 64

Гасанов А.Р., Гасанов Р.А., Ахмедов Р.А., Садыхов М.В. Функциональные возможности акустооптической линии задержки за пределами граничной частоты 74

Информационно-коммуникационные технологии

Теплова Я.О. Алгоритмы и методика исследования рабочих характеристик асинхронных двигателей для автоматизации испытаний 84

Немченко Д.И., Семаков В.П., Шариков А.И., Шарикова Е.М. Применение алгоритма Джарвиса для сопровождения объекта на изображениях дальнего инфракрасного диапазона 92

Юбилеи

К 90-летию со дня рождения Валиева Камиля Ахметовича 104

Коноплёву Борису Георгиевичу – 70 лет 106

Конференции

28-я Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2021» ..... 4-я стр. обложки

К сведению авторов 107

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



Proceedings of Universities.
ELECTRONICS

Volume 26, No. 1, 2021
January – February

The scientifical and technical journal

Published since 1996
Published 6 times per year

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

Editor-in-Chief: ***Yury A. Chaplygin*** **–** Acad. RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0002-7505-5175

Editorial Board:

Sergey A. Gavrilov – Deputy Editor-in-Chief, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0002-2967-272X
Aleksandr A. Bakhtin – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., MIET (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0002-1107-0878
Sergey B. Benevolensky – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Scientific Research Institute – Federal Research Centre for Projects Evaluation and Consulting Services (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0003-3177-9136
Dmitri V. Bykov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., National Research University Higher School of Economics (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0002-4935-7292
Sergey V. Gavrilov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Institute for Design Problems in Microelectronics of RAS (Moscow, Russian), ORCID: 0000-0003-0566-4482
Sergey V. Gaponenko – Acad. NAS of Belarus, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research (Minsk, Belarus), ORCID: 0000-0003-3774-5471
Aleksandr A. Gorbatsevich – Acad. RAS, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., P.N. Lebedev Physical Institute of the RAS (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0002-1950-356X
Boris G. Gribov – Cor. Mem. RAS, Dr. Sci. (Chem.), Prof., JSC «NIIME» (Moscow, Russia)
Boris G. Konoplev – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Southern Federal University (Taganrog, Russia), ORCID: 0000-0003-3105-029X
Yury N. Korkishko – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., SMS «Optolink» (Moscow, Russia)
Mikhail A. Korolev – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0003-3043-1293
Gennady Y. Krasnikov – Acad. RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., JSC «NIIME» (Moscow, Russia)
Yuri V. Kubarev – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., LLC «Center for Plasma and Vacuum Technologies» (Moscow, Russia)
Vladimir A. Labunov **–** Acad. NAS of Belarus, Foreign member of RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus), ORCID: 0000-0002-3494-4881
Ivan A. Maksimov - PhD, Prof., Lund University (Sweden), ORCID: 0000-0003-1944-4878
Vazgen S. Melikyan – Cor. Mem. NAS of Armenia, Dr. Sci. (Eng.), Prof., CJS Company «Sinopsis, Armenia» (Yerevan, Armenia), ORCID: 0000-0002-1667-6860
Vladimir K. Nevolin – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., MIET (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0003-4348-0377

© "Proceedings of Universities. Electronics", 2021
© MIET, 2021

Vladimir N. Nevolin – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., P.N. Lebedev Physical Institute of the RAS (Moscow, Russia)
Aleksey L. Pereverzev – Dr. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., MIET (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0002-5834-5138
Konstantin O. Petrosyantz – Dr. Sci. (Eng.), Prof., National Research University Higher School of Economics (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0001-7969-4786
Aleksandr N. Saurov – Acad. RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Institute of Nanotechnology of Microelectronics of the RAS (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0001-7368-5977
Andrey Y. Sazonov - PhD, Prof., University of Waterloo (Canada)
Sergey V. Selishchev – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., MIET (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0002-5589-7068
Anatolie S. Sidorenko – Acad. AS of Moldova, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Institute of the Electronic Engineering and Nanotechnologies ASM (Chisinau, Moldova), ORCID: 0000-0001-7433-4140
Aleksandr S. Sigov – Acad. RAS, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., MIREA – Russian Technological University (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0003-2017-9186
Vitaly A. Telets – Dr. Sci. (Eng.), Prof., National Research Nuclear University MEPhI (Moscow, Russia) , ORCID: 0000-0003-4944-676X
Sergey P. Timoshenkov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0001-5411-1804
Sergey Yu. Yurish – Cand. Sci. (Eng.), IFSA Publishing, S.L. (Barcelona, Spain), ORCID: 0000-0002-1433-260X

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

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

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

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

Signed to print 12.02.2021. Sheet size 60×84 1/8. Digital printing. Conventional printed sheets 12,555. Number of copies 150. Order no. 2. Free price.
The media registration certificate ПИ № ФС 77-72307 of 01.02.2018.

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

05.11.00 Instrumentation, metrology and information-measuring devices and systems
05.13.00 Computer science, computer engineering and management
05.27.00 Electronics

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

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

Is the member of Cross Ref.

The fee for the publication of articles is not charged.

The subscription index in catalogue of Agency Rospechat – 47570

http://ivuz-e.ru
DOI: 10.24151/1561-5405
ISSN 1561-5405 (print)
ISSN 2587-9960 (online)

CONTENTS

Integrated electronics elements

Iusipova Iu.A., Popov A.I. Spin Valves in Microelectronics. Review 7

Zenevich A.O., Kochergina O.V. Investigation of Dynamic Range of Silicon Photoelectronic Multiplyers 30

Circuit engineering and design

Yakunin A.N., Aung Myo San, Khant Win. Improving Performance of a Multi-Bit Arithmetic Logic Unit 40

Krupkina T.Yu., Losev V.V., Nedashkovskiy L.V., Chaplygin Yu.A. Research of Methods for Suppression of Parasitic Components in RF Quadrature Modulator Output Signal Spectrum 54

Integrated radioelectronic devices

Efimov A.G., Korneev S.A., Matveev V.S., Chistyukhin V.V. Designing Multi Beam Receiving and Transmitting Aperture LEO Space Communication Systems 64

Hasanov A.R., Hasanov R.A., Ahmadov R.A., Sadikhov M.V. Functionality of the Acousto-Optic Delay Line Beyond the Cutoff Frequency 74

Information-communication technologies

Teplova Ya.O. Algorithms and Methods for Induction Motors Performance Research Based on Testing Automation 84

Nemchenko D.I., Semakov V.P., Sharikov A.I., Sharikova E.M. Application of Jarvis Algorithm for Tracking Object on Images of Far Infrared Range 92

Anniversaries

To the 90th anniversary of the birth of Valiev Kamil Akhmetovich 104

Konoplev Boris Georgievich is 70 years old 106

Conferences

28th All-Russian Interuniversity Scientific and Technical Conference of Students and Graduate Students «Microelectronics and Informatics – 2021» ..... 4 cover page

Instructions for authors 107

ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ
INTEGRATED ELECTRONICS ELEMENTS

УДК 538.955:621.377.624.6:004.942 **DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-7-29**

Спиновые вентили в микроэлектронике

Обзор

Ю.А. Юсипова[1], А.И. Попов[2]

[1]Институт проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук, г. Москва, Россия
[2]Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия

linda_nike@mail.ru

Базовым элементом микромагнитных устройств являются слоистые спин-вентильные структуры. Малые размеры, совместимость с КМОП-технологией, хорошая масштабируемость и разнообразные режимы работы делают спин-вентильные структуры универсальным компонентом современной микроэлектроники. Цель настоящей работы – анализ, систематизация и обобщение сведений по теоретическим основам функционирования, экспериментальным данным и применению спиновых вентилей. В работе рассмотрены накопители на жестких магнитных дисках, магниторезистивная память с произвольным доступом, спин-трансферные наноосцилляторы, магнитные биосенсоры, а также различные вычислительные системы, работающие по принципам стохастической и детерминированной логики. Использованы ключевые теоретические работы, посвященные гигантскому магнетосопротивлению и спиновому переносу. Систематизированы данные о различных типах считывающих головок жестких дисков, проведено сравнение их архитектуры и параметров. Показано, как современные научные исследования наномагнитных явлений ускоряют темпы роста плотности записи. Проведен анализ современных исследований, посвященных магниторезистивной памяти с произвольным доступом. Обсуждены проблемы энергоэффективности и увеличения степени интеграции для данных устройств. Рассмотрены последние достижения в области материалов, геометрии и свойств спин-трансферных наноосцилляторов, а также проблемы и перспективы развития данной технологии. Проведен анализ теоретических и экспериментальных работ, в которых спин-вентильные структуры задействованы для выполнения логических операций булевой и небулевой логик. Показано, как вероятностный характер неустойчивого переключения спиновых вентилей используется в работе нетрадиционных вычислительных систем, а именно нейроморфных или байесовских сетей. Рассмотрены принципы работы спиновых вентилей в качестве магнитных биосенсоров и обсуждены преимущества их применения.

© Ю.А. Юсипова, А.И. Попов, 2021

Ключевые слова: гигантское магнетосопротивление; магниторезистивная память с произвольным доступом; спиновый вентиль; магнитный туннельный переход; считывающие головки жестких дисков; спин-трансферные наноосцилляторы; спиновая логика; магнитные биосенсоры

Для цитирования: Юсипова Ю.А., Попов А.И. Спиновые вентили в микроэлектронике. Обзор // Изв. вузов. Электроника. 2021. Т. 26. № 1. С. 7–29. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-7-29

Spin Valves in Microelectronics

Review

Iu.A. Iusipova[1], A.I. Popov[2]

[1]Institute for Design Problems in Microelectronics of Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia
[2]National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

linda_nike@mail.ru

Abstract: The base element of micromagnetic devices are the layered spin-valve structures. Small sizes, compatibility with the CMOS technology, scaling ability and various work conditions make the spin-valve structures a universal component of modern microelectronics. The purpose of present work is the analysis, systematization and generalization of the data of the work theoretical bases, experimental data and the application of spin valves. In the review, the hard disc drives, random-access magnetoresistive memory, the spin-transfer nano-oscillators, the magnetic biosensors, as well as various computing systems, operating on the principles of stochastic and deterministic logic, have been considered. The key theoretical works devoted to giant magnetoresistance and spin transfer have been used. The data on various types of the hard-disc readheads have been systematized, their architecture and parameters have been compared, and it has been shown how modern scientific research of nanomagnetic phenomena accelerates the growth rate of the recording density. The analysis of modern research devoted to magnetoresistive random access memory has been carried out. The problems of energy efficiency and increasing the degree of the integration for these devices have been discussed. The latest achievements in the field of materials, geometry and the properties of the spin-transfer nano-oscillators, as well as the problems and prospects for the development of this technology have been considered. The analysis of theoretical and experimental works, in which the spin-gate structures have been used to perform the logical operations of Boolean and non-Boolean logic, has been carried out. It has been shown how the probabilistic nature of the unstable switching of spin gates is used in the operation of the unconventional computing systems, namely, neuromorphic or Bayesian networks. The principles of operation of the spin valves as magnetic biosensors have been considered and the advantages of their application have been discussed.

Keywords: giant magnetoresistance; random access megnetoresistive memory; spin valve; magnetic tunnel junction; hard disc redheads; spin-transfer nano-oscillators; spin logic; magnetic biosensors

For citation: Iusipova Iu.A., Popov A.I. Spin valves in microelectronics. Review. *Proc. Univ. Electronics*, 2021, vol. 26, no. 1, pp. 7–29. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-7-29

Введение. Спин-вентильные магнитные сверхрешетки имеют множество приложений в микроэлектронике, так как характеризуются большим количеством разных режимов работы. В работе магниторезистивной памяти с произвольным доступом (Magnetoresistive Random Access Memory, MRAM) и считывающих головок накопителей на жестких магнитных дисках (Hard Magnetic Disk Drive, HMDD) и для реализации детерминированной спиновой логики используется переключение спинового вентиля из антипараллельного состояния в параллельное и наоборот. Переключение с двумя вероятными исходами лежит в основе стохастической спиновой логики (Probabilistic Spin Logic, PSL), тогда как прецессионная мода применяется в работе спин-трансферных наноосцилляторов (Spin-Transfer Nano-Oscillators, STNO). Высокая чувствительность спиновых вентилей к магнитному полю используется в разнообразных магнитных биосенсорах.

Несмотря на то что первые HMDD введены в эксплуатацию в 1956 г., этот вид памяти до сих пор самый распространенный среди постоянных хранилищ данных благодаря энергонезависимости, простоте в изготовлении и высокой надежности. MRAM, обладая всеми преимуществами HMDD, имеет более высокое быстродействие и малые размеры. К тому же в ее архитектуру не входят движущиеся части, что делает эту память возможной заменой всех остальных типов памяти в будущем. Управляемые генераторы STNO имеют широкие частотные и амплитудные характеристики, которые можно динамически изменять с помощью магнитного поля и электрического тока.

Спиновая логика – это новая область информатики и математики, которая рассматривается в качестве перспективного подхода для решения проблем поиска, обнаружения и вывода, связанных с постоянно растущим объемом «больших данных». Основными преимуществами устройств спиновой логики являются обратимость процессов, возможность реализации детерминированных и вероятностных вычислений, а также хранение данных в одной интегральной схеме. Отметим также, что матрицы спин-вентильных биосенсоров перспективны для использования в биомедицине в качестве экспресс-тестов для молекулярной диагностики рака, инфекций, лучевого поражения, сердечно-сосудистых заболеваний. Малые размеры, совместимость с КМОП-технологией, хорошая масштабируемость и разнообразие режимов работы позволяют спин-вентильным структурам стать универсальными компонентами современной микроэлектроники.

Цель настоящей работы – анализ, систематизация и обобщение сведений по теоретическим основам работы, экспериментальным данным и применению спиновых вентилей.

Гигантское магнетосопротивление и спиновый вентиль. Важность спина электрона в управлении транспортными свойствами отмечена в работе [1], посвященной электропроводности переходных металлов и их сплавов. В двухтоковой модели Н. Мотта проводимость ферромагнитного металла представляется как сумма проводимостей двух независимых токовых каналов, соответствующих электронам с противоположными спинами [2]. Зависимость проводимости от ориентации спинов в ферромагнетиках впервые экспериментально продемонстрирована и количественно описана в работе [3].

При температурах существенно ниже температуры Кюри вероятность рассеяния электронов с сохранением спина в металлах выше вероятности рассеяния с переворотом спина. В ферромагнетиках скорости рассеяния электронов с противоположными спинами значительно различаются независимо от природы рассеивающих центров. Спин-зависимое рассеяние приводит к различным длинам свободного пробега для электронов со спином вниз ($\lambda_\downarrow$) и со спином вверх ($\lambda_\uparrow$), значения которых могут достигать нескольких десятков нанометров в тонкопленочных металлических структурах. Следовательно, можно говорить о различной электрической проводимости для двух параллельных спиновых каналов [4, 5]. Согласно двухтоковой модели проводимость ферромагнитного проводника в низкотемпературном пределе равна:

$$\sigma = \frac{\rho_\uparrow + \rho_\downarrow}{\rho_\uparrow \rho_\downarrow},$$

где $\rho_\uparrow$ и $\rho_\downarrow$ – удельные сопротивления ферромагнетика для электронов со спином вверх и вниз соответственно.

Данные удельные сопротивления можно выразить через удельное сопротивление ферромагнетика ρ_F и коэффициент токовой поляризации P: $\rho_i = 2\rho_F / (1 \pm P)$, где $i = \uparrow,\downarrow$. Асимметрия между двумя каналами характеризуется коэффициентом спиновой асимметрии $\kappa = \rho_\downarrow / \rho_\uparrow$. Удельное сопротивление ρ_i можно записать как функцию эффективной массы m_i, времени релаксации τ_i и концентрации n_i:

$$\rho_i = \frac{m_i}{n_i e^2 \tau_i},$$

где e – заряд электрона.

Для типа рассеивающего потенциала без переворота спина время релаксации τ_i определяется матричными элементами потенциала V_i, плотностью состояний $n_i(E_F)$ на уровне Ферми и в приближении Борна имеет вид

$$\tau_i^{-1} \sim \left|V_i\right|^2 n_i(E_F). \qquad (1)$$

Таким образом, спиновая зависимость удельного соротивления ρ_i обусловлена зависимостью m_i, τ_i, n_i от ориентации спинов, однако в переходных металлах наиболее важной причиной является пропорциональность скорости рассеяния и плотности состояний $n_i(E_F)$. В данном случае основной вклад в перенос электрического заряда вносят высокоподвижные *s*- и *p*-электроны из валентной зоны ввиду их малой эффективной массы m_i, в то время как *d*-электроны играют роль рассеивающих центров. В ферромагнетиках *d*-уровни обменно-расщепленные, так что электроны со спином вверх и вниз имеют разные плотности состояний при энергии Ферми $n_i(E_F)$ и, соответственно, различные скорости рассеяния.

Несмотря на то что двухтоковая модель слишком упрощена и не учитывает эффектов сильной *spd*-гибридизации, теория Н. Мотта объясняет высокое удельное сопротивление ферромагнитных металлов и различные гальваномагнитные эффекты (анизотропного, гигантского и туннельного магнетосопротивления), а также вводит понятие спинового транспорта [5].

Эффект магнетосопротивления заключается в изменении электрического сопротивления ферромагнитного проводника в магнитном поле. Коэффициент магнетосопротивления δ_{MR} рассчитывается как $(R_H - R_0) / R_H$, где R_H и R_0 – соответственно сопро-

тивления ферромагнетика в магнитном поле H и в его отсутствие. При продольном гальваномагнитном эффекте, когда магнитное поле направлено вдоль проводника (эффект анизотропного магнетосопротивления (Anisotropic Magnetoresistance, AMR)), коэффициент δ_{MR} может достигать 1,5 % для никеля в магнитном поле H = 800 кА/м [4].

Гальваномагнитные эффекты гигантского (Giant Magnetoresistance, GMR) и туннельного (Tunnel Magnetoresistance, TMR) магнетосопротивлений наблюдаются в многослойных тонкопленочных структурах – магнитных сверхрешетках. Простейшая конфигурация такой сверхрешетки состоит из относительно толстого «закрепленного» (pinned) ферромагнитного слоя *FM*1, который служит поляризатором тока, немагнитной прослойки *N* и относительно тонкого «свободного» (free) слоя *FM*2. Слой антиферромагнетика *AF* нужен для фиксации намагниченности закрепленного слоя (рис.1,*а*). В качестве немагнитной прослойки используют немагнитный металл (например, медь) или тонкий диэлектрик (например, MgO). Такие структуры обычно называют классическим спиновым вентилем или магнитным туннельным переходом (Magnetic Tunnel Junction, MTJ) соответственно [6].

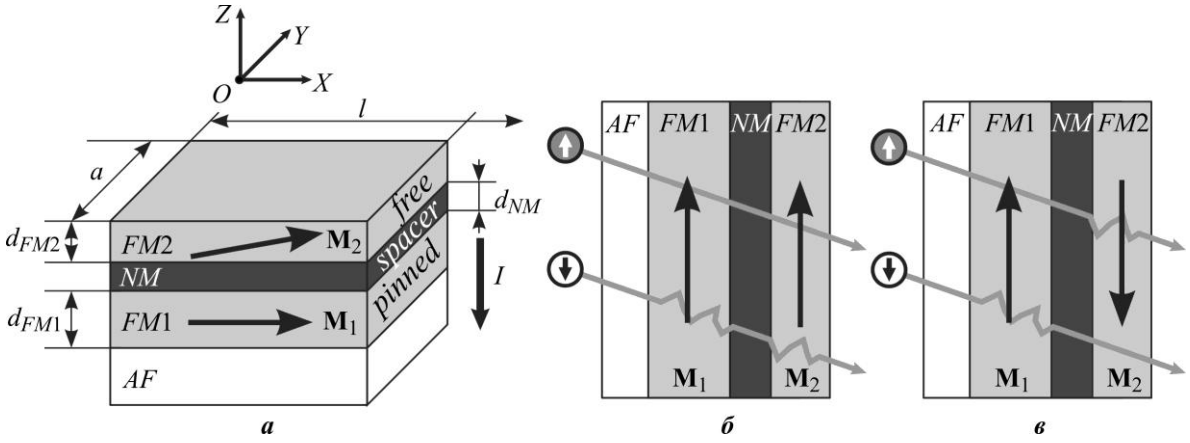


Рис.1. Спиновый вентиль (*а*), схематическое изображение механизма GMR для спинового вентиля в параллельном (*б*) и антипараллельном (*в*) состояниях [4]

Fig.1. Spin valve (*a*), schematic representation of the GMR mechanism for a spin valve in a parallel state (*b*) and in an antiparallel state (*c*) [4]

Спиновый вентиль можно включить в цепь двумя способами. При геометрии «ток в плоскости» (Current-in-Plane, CIP) металлические контакты расположены на стороне свободного слоя, при этом ток протекает вдоль слоев сверхрешетки. В конфигурации «ток перпендикулярен плоскости» (Current-Perpendicular-Plane, CPP) электроды расположены по разные стороны магниторезистивного устройства, так что ток протекает поперек слоев структуры [4].

Величина потока электронов через поперечное сечение спинового вентиля зависит от направления их спина относительно намагниченности ее ферромагнитных слоев. В случае если намагниченность слоев параллельна (*P*), электроны со спином вниз, проходя через поперечное сечение сверхрешетки, испытывают сильное рассеяние, так как их спин антипараллелен намагниченности обоих ферромагнитных слоев. Электроны, спин которых параллелен намагниченности, проходят сечение с минимальным рассеянием (рис.1,*б*). Таким образом, полное сопротивление многослойной структуры R_P главным образом определяется высокой проводимостью для электронов со спином вверх и имеет относительно небольшую величину. Когда намагниченности ферромагнитных слоев антипараллельны друг другу (*AP*), электроны сильно рассеиваются в соответствующих

ферромагнитных слоях вне зависимости от направления спина (рис.1,*в*). Следовательно, общее сопротивление многослойной структуры R_{AP} будет бóльшим [5]. Отношение $(R_{AP} - R_P) / R_P$ известно как коэффициент гигантского магнетосопротивления δ_{GMR}, если прослойка между ферромагнитными слоями металлическая, и как коэффициент туннельного магнетосопротивления (TMR) δ_{TMR}, если прослойка изолирующая [6].

Полное сопротивление магнитной сверхрешетки R для произвольного положения векторов намагниченности свободного и закрепленного слоя определяется соотношением

$$R = \frac{R_P + R_{AP}}{2} + \frac{R_P - R_{AP}}{2}\cos\beta,$$

где β – угол между векторами намагниченности свободного и закрепленного слоев [5].

Физические и теоретические модели гигантского магнетосопротивления. Простейшее количественное описание GMR может быть получено с использованием резисторной модели: каждый металлический слой рассматривается как независимый резистор, добавляемый последовательно. Это предположение является лучшим приближением для конфигурации CPP, но качественно его можно использовать и для геометрии CIP, предполагая, что длина свободного пробега электрона много больше, чем толщина немагнитной прослойки, а общая вероятность рассеяния является суммой вероятностей рассеяния в каждом слое. Следовательно, в данном спиновом канале общее сопротивление есть сумма сопротивлений каждого слоя, а эквивалентная схема структуры в целом состоит из параллельно соединенных сопротивлений спиновых каналов [5].

Рассмотрим трехслойную магнитную сверхрешетку в геометрии CPP. Структура имеет прямоугольное поперечное сечение со сторонами a и l и состоит из двух ферромагнитных слоев $FM1$ и $FM2$ толщиной соответственно d_{FM1} и d_{FM2} и металлической немагнитной прослойки между ними толщиной d_{NM} и удельным сопротивлением ρ_{NM} (см. рис.1). Сопротивление данного спинового вентиля в антипараллельной R_{AP} и параллельной R_P конфигурациях определяется выражениями

$$R_{AP} = \frac{1}{al}\left(\frac{1}{d_{FM1}\rho_{\downarrow} + d_{FM2}\rho_{\uparrow} + d_{NM}\rho_N} + \frac{1}{d_{FM1}\rho_{\uparrow} + d_{FM2}\rho_{\downarrow} + d_{NM}\rho_N}\right)^{-1},$$

$$R_P = \frac{1}{al}\left(\frac{1}{d_{FM1}\rho_{\uparrow} + d_{FM2}\rho_{\uparrow} + d_{NM}\rho_N} + \frac{1}{d_{FM1}\rho_{\downarrow} + d_{FM2}\rho_{\downarrow} + d_{NM}\rho_N}\right)^{-1}.$$

Выражение для расчета коэффициента гигантского магнетосопротивления δ_{GMR} имеет вид

$$\delta_{GMR} = \frac{R_{AP} - R_P}{R_P} = \frac{d_{FM1}d_{FM2}\left(\rho_{\downarrow} - \rho_{\uparrow}\right)^2}{\left(d_{FM1}\rho_{\uparrow} + d_{FM2}\rho_{\uparrow} + d_{NM}\rho_{NM}\right)\left(d_{FM1}\rho_{\downarrow} + d_{FM2}\rho_{\downarrow} + d_{NM}\rho_{NM}\right)}.$$

При равных толщинах ферромагнитных слоев ($d_{FM1} = d_{FM2} = d_{FM}$) коэффициент δ_{GMR} можно выразить через коэффициент спиновой асимметрии κ [5]:

$$\delta_{GMR} = \frac{(\kappa - 1)^2}{\left(2\kappa + d_{NM}\rho_{NM} / d_{FM}\rho_{\uparrow}\right)\left(2 + d_{NM}\rho_{NM} / d_{FM}\rho_{\uparrow}\right)}.$$

При $d_{NM}\rho_{NM} << d_{FM}\rho_{FM}$ эту зависимость можно представить в следующем виде:

$$\delta_{\mathrm{GMR}} = \frac{(\kappa-1)^2}{4\kappa} = \frac{P^2}{1-P^2}.$$

Приведенное описание эффекта GMR объясняет его происхождение, основанное исключительно на спин-зависимом рассеянии, происходящем в объеме ферромагнитных слоев, что имеет место только тогда, когда расстояние между этими слоями, т.е. толщина немагнитного слоя d_{NM}, много меньше длины свободного пробега электронов λ_i. В противном случае значительный вклад в спин-зависимое рассеяние вносит наличие границ разделов между ферромагнитным и немагнитным слоями [4]. Для более достоверного описания эффекта GMR при толщине d_{NM}, сравнимой с λ_i, необходимо учитывать физическое происхождение спин-зависимого рассеяния, а также выходить за рамки моделей свободных электронов.

Итак, реалистичное описание GMR требует обработки волновых функций объемного и интерфейсного спин-зависимых рассеяний, более или менее направленных внутрь слоев с помощью зеркальных отражений на границе раздела. Длина свободного пробега λ_i определяет диапазон, в котором должны быть усреднены различные спин-зависимые рассеяния. Основная трудность для количественных теоретических предсказаний заключается в ограничении имеющейся информации о дефектах внутри структуры и, соответственно, о спиновой зависимости внешних объемных и межфазных потенциалов рассеяния. Поэтому теоретические модели только качественно могут описать все основные закономерности, следовательно теория GMR не может быть количественно предсказательной [7].

Динамика вектора намагниченности свободного слоя спинового вентиля. Для построения микроэлектронных устройств на основе спиновых вентилей должна быть возможность динамически изменять сопротивление спинового вентиля. В 1996 г. Дж. Слончевским была опубликована работа, в которой предложен новый на тот момент механизм изменения магнитного состояния ферромагнетика [8]. Рассматривалась пятислойная магнитная сверхрешетка с двумя свободными ферромагнитными слоями *FM*1 и *FM*2 и тремя немагнитными прослойками *A*, *B* и *C*. Векторы намагниченности $\mathbf{M}_1$ и $\mathbf{M}_2$ соответственно ферромагнитных слоев *FM*1 и *FM*2 образуют между собой угол β. Предполагая баллистические условия и используя квазиклассическое приближение волновых функций, показано, что электрический ток, протекающий перпендикулярно такой структуре, поляризуется и переносит спиновый момент, управляющий движением векторов $\mathbf{M}_1$ и $\mathbf{M}_2$.

Динамика вектора намагниченности $\mathbf{M}_2$ описывается уравнением Ландау – Лифшица – Гильберта:

$$\frac{\partial \mathbf{M}_2}{\partial t} = -\gamma\mu_0\left[\mathbf{M}_2\times\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}\right] - \gamma G\frac{J\hbar}{ed_{FM1}}\left[\mathbf{M}_2\times\left[\mathbf{M}_1\times\mathbf{M}_2\right]\right] + \frac{\alpha}{M_{\mathrm{s}}}\left[\mathbf{M}_2\times\frac{\partial \mathbf{M}_2}{\partial t}\right], \qquad (2)$$

где γ – гиромагнитное отношение; μ_0 – магнитная постоянная; G – токовый коэффициент в форме Слончевского – Берже, который выражается через коэффициент поляризации P; $\hbar$ – постоянная Планка; e – элементарный заряд; M_{s} – намагниченность насыщения; α – коэффициент диссипации:

$$G = 4P^{3/2}\left((1+P)^3(3+(\mathbf{m}_1,\mathbf{m}_2)) - 16P^{3/2}\right)^{-1}.$$

Здесь $\mathbf{m}_{1,2} = \mathbf{M}_{1,2} / M_s$.

Эффективное поле $\mathbf{H}_{eff}$ включает в себя поле магнитной анизотропии $\mathbf{H}_a$, которое равно $(2M_XK / (M_s^2\mu_0))\boldsymbol{e_x}$ для направления вдоль оси OX или $(2M_ZK / (M_s^2\mu_0))\boldsymbol{e_z}$ для перпендикулярного направления, поле размагничивания $\mathbf{H}_d = -M_Z\boldsymbol{e_z}$ и внешнее магнитное поле $\mathbf{H}$, где M_X, M_Y, M_Z – проекции вектора $\mathbf{M}_2$ на оси OX, OY, OZ (см. рис.1), $\boldsymbol{e_x}$, $\boldsymbol{e_y}$, $\boldsymbol{e_z}$ – единичные орты, направленные вдоль соответствующих осей.

Теоретическому анализу эффекта переключения трехслойной структуры посвящено много работ, например [9–18]. При этом рассматривались различные конфигурации магнитных сверхрешеток, а также разные направления магнитного поля и анизотропии ферромагнитных слоев. В работах [10, 11] представлены эксперименты по переключению электрическим током трехслойной спин-вентильной структуры на основе кобальта с медной немагнитной прослойкой в геометрии CPP. Получена формула для расчета критического тока переключения спинового вентиля с использованием модели Слончевского, в которой текущая спиновая асимметрия рассчитывается по формулам Валетта – Ферта. В работе [12] теоретически предсказано существование режима прецессии намагниченности. Выводы получены путем решения детерминированного уравнения Ландау – Лифшица – Гильберта с токовым слагаемым Слончевского – Берже, а также предложены аналитические процедуры для оценки эффективного потенциального барьера, разделяющего прецессионную и переключательную моды.

В работах [13–18] проведен качественный анализ системы уравнений (2) для классического спинового вентиля (см. рис.1), в котором направление и величина вектора $\mathbf{M}_1$ фиксированы. При этом рассматривались различные материалы ферромагнитных слоев, а также конфигурации направлений анизотропии и внешнего магнитного поля. Такой анализ динамической системы включает в себя следующие пункты: расчет координат особых точек (положений равновесия вектора $\mathbf{M}_2$); определение типа положений равновесия вектора $\mathbf{M}_2$; расчет динамики вектора намагниченности $\mathbf{M}_2$; построение бифуркационных диаграмм путем разбиения плоскости управляющих параметров H–J на области, где совпадает число и тип особых точек, а характеристики динамики вектора $\mathbf{M}_2$ качественно не меняются.

На рис.2. представлены бифуркационные диаграммы, построенные для спинового вентиля на основе кобальта с планарной [13, 14] и перпендикулярной [17] анизотропией, а также пермаллоя с перпендикулярной анизотропией [17] в магнитном поле, параллельном оси анизотропии. Для случая с планарной анизотропией в каждой области может существовать от двух до шести положений равновесия вектора $\mathbf{M}_2$ [13], в то время как для перпендикулярной анизотропии в каждой области существуют две или четыре особые точки [17]. При $H = 0$ и $J = 0$ для анизотропии, направленной вдоль оси OX, у вектора $\mathbf{M}_2$ есть шесть положений равновесия: устойчивые фокусы T_1 (1,0,0) и T_2 (–1,0,0), неустойчивые фокусы T_3 (0,0,1) и T_4 (0,0,–1), а также седла T_5 (0,1,0) и T_6 (0,–1,0). Для случая, когда анизотропия направлена вдоль оси OZ, при нулевом поле и токе существуют всего две особые точки T_3 (0,0,1) и T_4 (0,0,–1), при этом для магнитомягких материалов они имеют тип «неустойчивые фокусы», а для магнитотвердых – «устойчивые фокусы» [17]. Для определения фазовых портретов для каждой области бифуркационных диаграмм построены годографы вектора $\mathbf{M}_2$, анализ которых позволил выделить следующие типы динамики вектора намагниченности: $1S_{q1}$ – переключение вектора намагниченности в положение равновесия T_{q1}; $2S_{q1,q2}$ – переключение вектора $\mathbf{M}_2$ с двумя возможными исходами T_{q1} и T_{q2}; $3S_{q1,q2,q3}$ – переключение вектора $\mathbf{M}_2$

с тремя вероятными исходами T_{q1}, T_{q2} и T_{q3}; ULC – динамика вектора намагниченности с неустойчивым предельным циклом; LC – устойчивая прецессия вектора $\mathbf{M}_2$; 2LC – динамика вектора $\mathbf{M}_2$ с двумя устойчивыми предельными циклами; 2LC+1S_2 – динамика вектора намагниченности с тремя вероятными исходами: «наматывание» на один из двух устойчивых предельных циклов или переключение в точку T_2 ($q_{1–3}$ – номера особых точек).

Среди данных динамических режимов три нашли применение в качестве базовых для работы микроэлектронных устройств. Моды переключения с двумя вероятными исходами 2$S_{1,2}$ (планарная анизотропия ферромагнитных слоев) и 2$S_{3,4}$ (перпендикулярная анизотропия) являются основными в работе элементов PSL. Режимы с устойчивой прецессией (LC и 2LC) находят применение в работе STNO. Переключение спинового вентиля из параллельного состояния в антипараллельное и обратно (1S_1, 1S_2 – планарная анизотропия, 1S_3, 1S_4 – перпендикулярная) используется для реализации детерминированной спиновой логики (SL), MRAM и HMDD [18].

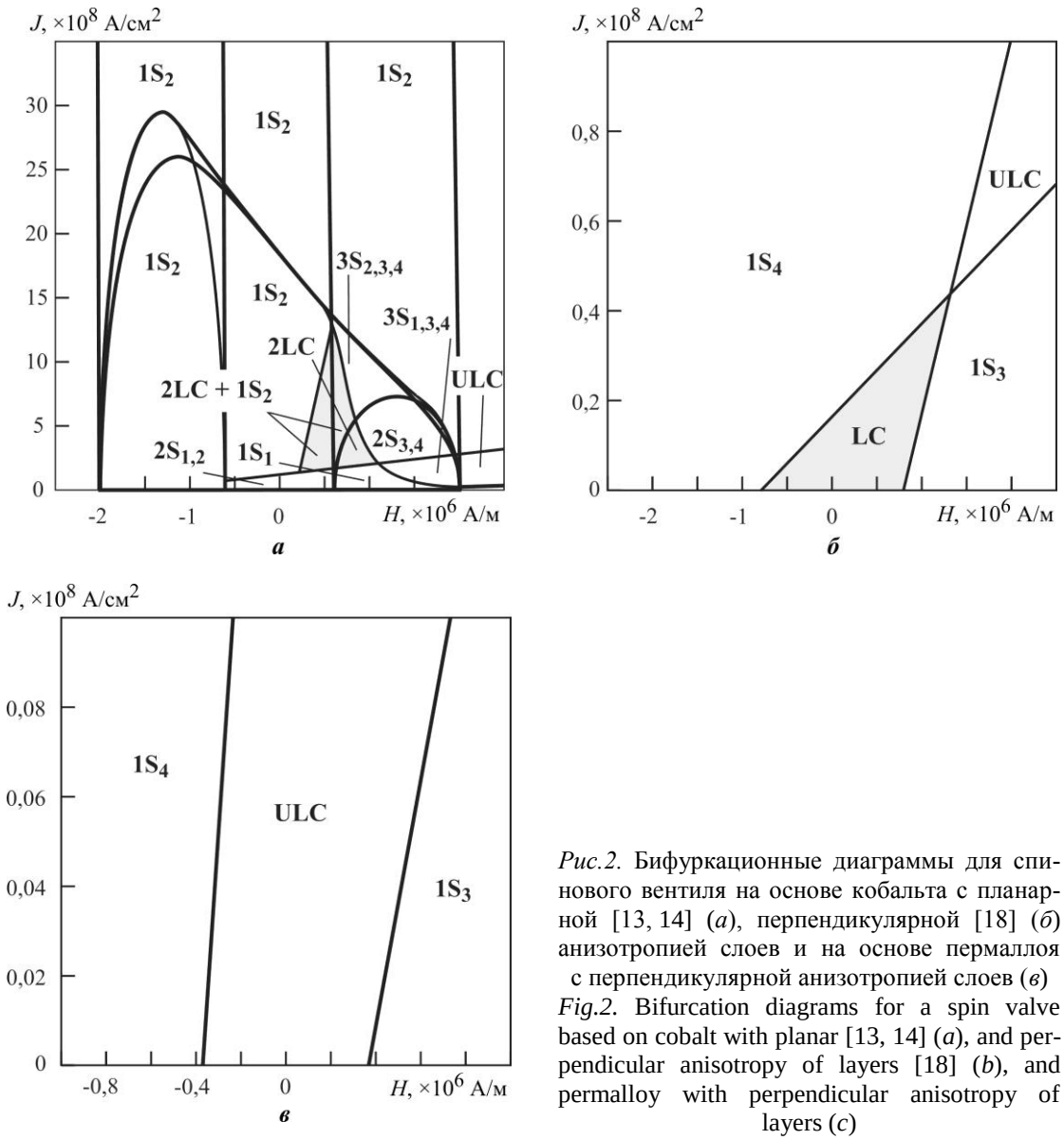


Рис.2. Бифуркационные диаграммы для спинового вентиля на основе кобальта с планарной [13, 14] (*а*), перпендикулярной [18] (*б*) анизотропией слоев и на основе пермаллоя с перпендикулярной анизотропией слоев (*в*)

Fig.2. Bifurcation diagrams for a spin valve based on cobalt with planar [13, 14] (*a*), and perpendicular anisotropy of layers [18] (*b*), and permalloy with perpendicular anisotropy of layers (*c*)

Считывающие головки жестких дисков. В 1898 г. В. Поульсеном было предложено первое магнитное запоминающее устройство, которое представляло собой прибор, записывающий звук на стальную струну с помощью микрофона, соединенного с электромагнитной катушкой, при этом информация считывалась такой же катушкой с динамиком. Этот принцип лежит в основе работы HMDD. В качестве стальной струны выступают стеклянные или алюминиевые пластины, покрытые тонкой ферромагнитной пленкой, которые могут двигаться относительно головки чтения-записи. Плотность записи HMDD в первую очередь определяется размером и конструкцией этих головок.

Первые жесткие диски IBM Storage 350 RAMAC введены в качестве хранилища данных в 1956 г. для вычислений в режиме реального времени. Они состояли из 50 24-дюймовых дисков, которые вращались со скоростью 20 об/с. Головка чтения-записи в этих устройствах представляет собой классический электромагнит с U-образным ферромагнитным сердечником (рис.3,*а*). Направление магнитного поля, создаваемого головкой, определяется направлением электрического тока записи, протекающего в обмотке. При выполнении операции записи на поверхности пластины HMDD создаются магнитные домены (ячейки памяти), в зависимости от ориентации намагниченности которых кодируется двоичная информация. Информация считывается при движении головки чтения-записи над пластиной, магнитное поле доменов приводит к возникновению индукционного тока чтения в обмотке. Замена ферромагнитных сердечников на ферритовые на основе оксида железа позволила увеличить плотность записи до 50 Кбит/дюйм^2, а емкость жестких дисков до 70 МБ. Такие головки чтения-записи входили в архитектуру накопителя на жестких магнитных дисках IBM 3340 30-30 (Winchester), выпущенного в 1973 г. Ферритовые головки в керамическом корпусе широко использовались в технологии HMDD до середины 1980-х гг. [19].

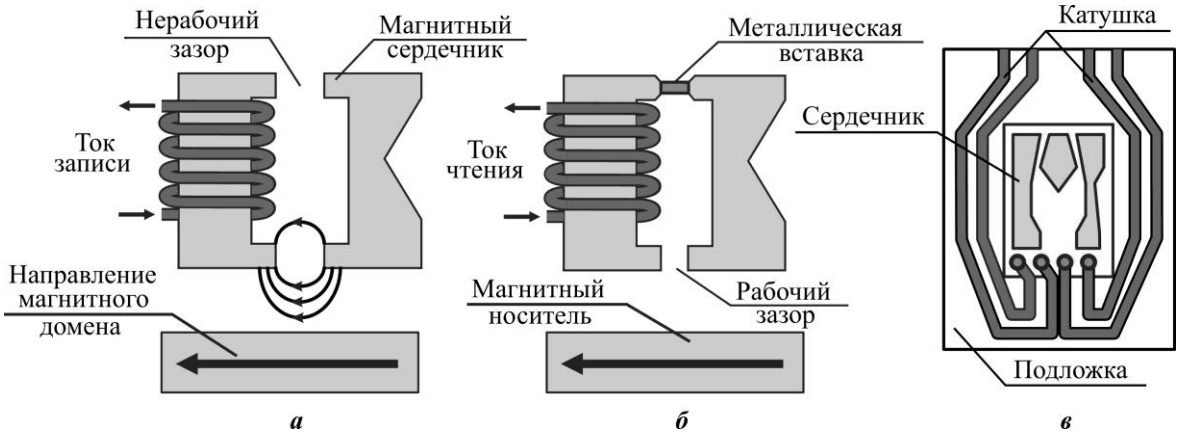


Рис.3. Схематическое изображение ферромагнитных (*а*), MIG (*б*) и тонкопленочных (*в*) головок чтения-записи HMDD

Fig.3. Schematic representation of ferromagnetic (*a*), MIG (*b*) and thin-film (*c*) HMDD read/write heads

Архитектура композитных головок (Metal-In-Gap, MIG) аналогична конструкции ферритовых, за тем исключением, что нерабочий зазор между составляющими сердечника заполнен немагнитным металлом (рис.3,*б*). Это приводит к повышению намагниченности насыщения материала сердечника, и, благодаря увеличению магнитной индукции, улучшается четкость границ ячеек памяти. Данный факт позволяет использовать более тонкий магнитный слой, уменьшать габариты головки чтения-записи и рабочего зазора, в итоге плотность записи информации увеличивается [19].

Первые тонкопленочные (Thin-Film, TF) индуктивные головки чтения-записи (рис.3,*в*) введены в эксплуатацию в 1979 г. и до сих пор используются в конструкции современных HMDD. TF-головки изготавливаются по технологии интегральных микросхем путем напыления металлических тонких пленок на подложку. Таким образом достигается уменьшение габаритов головки и зазора между ней и поверхностью диска, что позволяет увеличить число пластин без увеличения размеров самого HMDD. Уменьшение расстояния головка – диск также способствует увеличению остаточной намагниченности и, следовательно, минимизации размера ячейки памяти HMDD и повышению амплитуды считывающего сигнала [20].

Электромагнитные, ферритовые, MIG- и TF-головки одновременно являются и головками чтения, и головками записи, в то время как головки на основе эффекта AMR состоят из считывающего AMR-сенсора (рис.4,*а*) и записывающего TF-элемента (см. рис.3,*в*). Считывающая головка на основе AMR является резистивным датчиком магнитного поля, а не генератором электродвижущей силы (как рассмотренные ранее головки чтения-записи). Отметим, что размер магнитных доменов, создаваемых TF-головкой, много больше габаритов AMR-сенсора. Поэтому существенно увеличивается отношение сигнал/шум тока считывания, что уменьшает вероятность ошибок считывания на несколько порядков. Однако высокая чувствительность AMR-сенсора требует обязательного экранирования от магнитных полей, создаваемых TF-головкой. Применение датчика на основе эффекта AMR в архитектуре HMDD позволило увеличить плотности записи данных на два порядка [21].

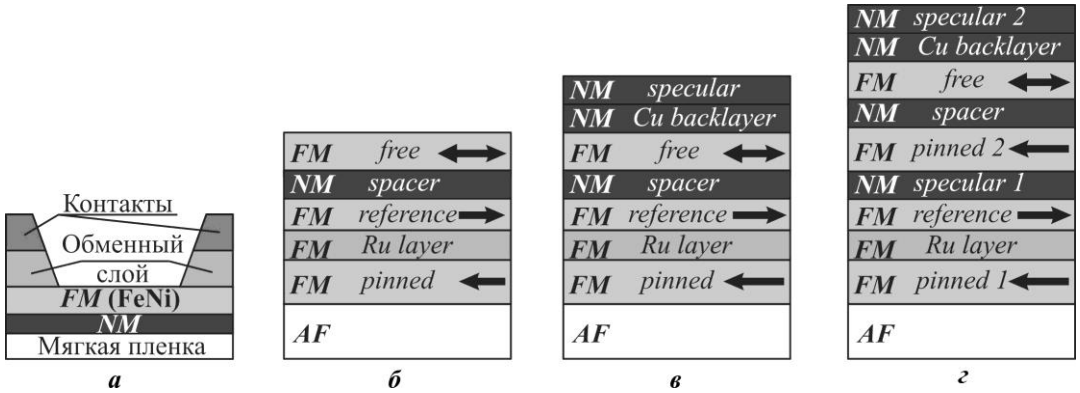


Рис.4. Магниторезистивные считывающие головки HMDD: *а* – AMR-сенсор; *б* – GMR-сенсор с синтетическим ферромагнетиком; *в* – зеркальная GMR-головка; *г* – двойная зеркальная GMR-головка

Fig.4. Magnetoresistive reading heads HMDD: AMR sensor (*a*); GMR sensor with synthetic ferromagnet (*b*); mirror GMR head (*c*); double mirror GMR head (*d*)

Считывающие головки на основе эффекта GMR начали применяться в накопителях в конце 1990-х гг. В качестве магниторезистивного датчика использовался классический спиновый вентиль (см. рис.1), который переключался в магнитном поле ячейки HMDD. Замена AMR-сенсора на спиновый вентиль позволила повысить темп роста плотности записи до 100 % в год. Это обусловлено тем, что коэффициент AMR δ_{AMR} для самого современного AMR-сенсора не превышает 2 %, в то время как коэффициент δ_{GMR} может достигать 31 и 34 % для сплавов $Fe_{60}Co_{20}B_{20}$ и $Fe_{70}Co_{30}$ соответственно [18]. Благодаря этому GMR-головки имеют более высокую чувствительность, а также менее подвержены интерференционному эффекту отрицательного магнетосопротивления. Так как до 2005 г. в технологии HMDD использовалась продольная запись на диск (анизо-

тропия ферромагнитного слоя диска параллельна плоскости слоя), в первом поколении GMR-головок применялись спиновые вентили в геометрии CIP с планарной анизотропией слоев. Внедрение технологии перпендикулярной записи (анизотропия ферромагнитного слоя диска перпендикулярна плоскости слоя) привело к значительному уменьшению площади ячеек памяти HMDD и, соответственно, к плотности записи. Считывающие GMR-сенсоры для такого типа записи имеют геометрию CPP [21].

В головке чтения GMR с синтетическим ферромагнетиком используется спин-вентильная структура в геометрии CPP, для повышения чувствительности добавлен еще один дополнительный «базовый» слой (reference), отделенный от закрепленного рутениевым (Ru) слоем (рис.4,*б*). Вектор намагниченности базового слоя антипараллелен вектору намагниченности закрепленного слоя и не может изменять свое направление. Добавление базового и рутениевого слоев в структуру позволяет уменьшить ширину магнитостатической зоны между закрепленным и свободным слоями, снижает паразитные сопротивления на границе разделов между магнитными и немагнитными слоями. Ферромагнитные слои таких GMR-сенсоров изготавливаются из различных синтетических сплавов, таких как CoFe, CoFeCu и CoFeAl, CoFeB, CoGd. Введение считывающих GMR-головок позволило повысить плотность записи до 30 Гбит/дюйм^2.

При уменьшении размеров считывающей головки возникает эффект снижения рассеяния электронов с противоположным спином из-за уменьшения толщины ферромагнитных слоев, что приводит к существенному уменьшению коэффициента δ_{GMR}. Для уменьшения этого эффекта в считывающие головки HMDD добавлены еще два немагнитных слоя: медная закрывающая прослойка (backlayer) и зеркальный слой (specular), изготавливаемый из благородных металлов или оксидов (рис.4,*в*). Двойные зеркальные головки являются дальнейшим развитием GMR-сенсоров. В структуру считывающих головок входят два зеркальных слоя, один из которых внедрен между свободным слоем и закрывающей медной прослойкой, а второй делит базовый слой на два (рис.4,*г*). Использование двойных зеркальных GMR-головок и технологии перпендикулярной записи в современных накопителях HMDD привело к росту плотности записи до 4 Тбит/дюйм^2, уменьшению размеров магнитных дисков до 0,85 дюймов в диаметре и увеличению емкости жестких дисков до 40 ТБ.

Параметры HMDD для различных типов считывающих головок

Тип считывающей головки	Год выпуска	Емкость HMDD, МБ	Плотность записи бит/дюйм^2
Электромагнитные головки чтения-записи	1956	5–28	$2\cdot10^3$–$1\cdot10^4$
Ферритовые головки чтения-записи	1966	30–50	$3\cdot10^5$–$7\cdot10^6$
MIG-головки чтения-записи	1976	50–100	$3\cdot10^7$–$7\cdot10^7$
TF-головки чтения-записи	1979	10^2–10^4	$3\cdot10^7$–$7\cdot10^7$
AMR-головки чтения	1991	10^3–$3\cdot10^4$	$1\cdot10^8$–$1\cdot10^9$
GMR считывающие головки в геометрии CIP	1997	$2\cdot10^4$–$8\cdot10^4$	$1\cdot10^9$–$3\cdot10^9$
GMR считывающие головки в геометрии CPP	2005	$4\cdot10^4$–$1\cdot10^5$	$6\cdot10^{10}$–$2\cdot10^{11}$
GMR-головки с синтетическими ферромагнетиками	2008	$8\cdot10^4$–$5\cdot10^5$	$1\cdot10^{10}$–$3\cdot10^{11}$
Зеркальные GMR-головки	2010	$4\cdot10^5$–$1\cdot10^6$	$1\cdot10^{11}$–$1\cdot10^{12}$
Двойные зеркальные GMR-головки	2015	$5\cdot10^6$–$4\cdot10^7$	$2\cdot10^{11}$–$4\cdot10^{12}$

Из таблицы видно, что введение магниторезистивных считывающих головок привело к повышению плотности записи на порядок и ежегодному ее удвоению на протяжении 10 лет. Это обусловило широкое использование технологии HMDD не только в компьютерной сфере, но и для сетевых хранилищ, систем видеонаблюдения, мультимедийных устройств и мобильных устройств связи. Однако со временем темп роста плотности записи начал замедляться, что обусловлено приближением теоретического предела для технологии перпендикулярной записи в 1 ТБ/дюйм^2.

Магниторезистивная память с произвольным доступом. В середине 1990-х гг. С. Вольф из Агентства перспективных исследовательских проектов Министерства обороны США инициировал программу, нацеленную на разработку магниторезистивной памяти с произвольным доступом. В совокупности доступное финансирование и прорывы в технологии спин-вентильных структур стимулировали интенсивные исследования, и уже в 2006 г. компания Freescale Semiconductor представила на рынок первую коммерческую MRAM [22]. Высокая скорость работы и энергонезависимость MRAM позволяет ей выполнять функции быстрого буфера данных, энергонезависимого хранилища информации и внутрисхемно-программируемой памяти. MRAM имеет все преимущества HMDD, такие как широкий температурный диапазон и бесконечное количество циклов перезаписи, и лишена главного недостатка HMDD: в ней отсутствуют движущиеся механические элементы, что позволяет повысить надежность и быстродействие, а также уменьшить размер устройства [5]. Таким образом, MRAM может быть использована как постоянная память, оперативная память и мобильное устройство хранения данных [13, 14].

На рис.5,*а* представлена схема ячейки MRAM на основе спин-вентильной структуры, в которой процесс переключения обусловлен эффектом переноса крутящего момента спин-поляризованным током (STT-MRAM). В STT-MRAM обычно используют спин-вентильную структуру в геометрии CPP и один полевой транзистор. Переключение спинового вентиля в данном случае осуществляется с помощью электрического тока, при этом токи считывания и записи пропускаются перпендикулярно плоскости слоев. Ячейка MRAM, в которой для переключения используются эффекты, обусловленные спин-орбитальным взаимодействием (SOT-MRAM), такие как спиновый эффект Холла, эффект Рашбы и т.д., состоит из двух полевых транзисторов и магнитной сверхрешетки с перпендикулярной анизотропией ферромагнитных слоев (рис.5,*б*). В этом случае ток записи пропускается параллельно плоскости слоев, а ток чтения – перпендикулярно плоскости слоев. Логической «1» соответствует антипараллельное состояние спинового вентиля, а логическому «0» – параллельное. Массив ячеек MRAM соединен с помощью системы числовых и разрядных шин таким образом, что в точке пересечения каждой числовой и разрядной шины находится одна ячейка MRAM (рис.5,*в*). Такая конфигурация соединения ячеек памяти называется «cross point». Она предполагает возможность создания памяти больших объемов с очень высокой плотностью записи [23]. Архитектура cross point схожа с коммутационной матрицей геометрии crossbar, за исключением того, что в точках пересечения шин матрицы crossbar, находятся одномолекулярные резистивные связи, которые могут служить как ячейки памяти или как коммутаторы для реализации различных логических устройств. Ключевым недостатком архитектуры crossbar является ограниченное число циклов переключения резистивных связей [24].

Для записи информации токовые импульсы подаются на одну из шин каждого типа, при этом плотность тока каждого импульса ниже критического тока переключения спинового вентиля. В точке пересечения активных шин суммарный ток достаточен для

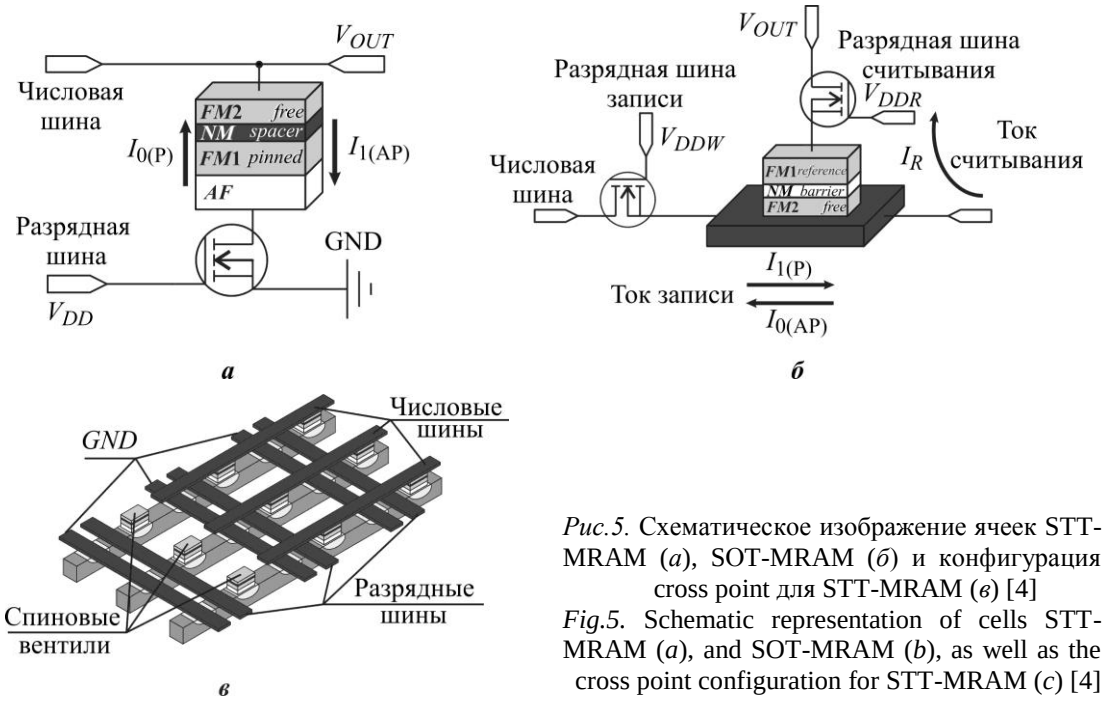


Рис.5. Схематическое изображение ячеек STT-MRAM (*а*), SOT-MRAM (*б*) и конфигурация cross point для STT-MRAM (*в*) [4]
Fig.5. Schematic representation of cells STT-MRAM (*a*), and SOT-MRAM (*b*), as well as the cross point configuration for STT-MRAM (*c*) [4]

изменения ориентации намагниченности свободного слоя, что позволяет добиться адресности записи информации в ячейки памяти без использования движущихся механических частей. Время записи 1 бит в этом случае составляет всего несколько наносекунд. Считывание информации проводится меньшими токовыми импульсами, и по падению напряжения между двумя шинами, подключенными к адресной ячейке, определяется состояние спинового вентиля в ней.

Основная проблема технологии MRAM – понижение критического тока, достаточного для переключения спинового вентиля в ячейке. Решением данной задачи может быть приложение магнитного поля, подбор оптимальной конфигурации анизотропии слоев магнитной сверхрешетки и наилучших материалов для изготовления свободного и закрепленного слоев и немагнитной прослойки. На начальных этапах в большинстве исследований использовались STT-MRAM с планарной анизотропией, при этом значение критического тока переключения было снижено с 1 мА до 100 мкА [23]. Первая STT-MRAM с перпендикулярной анизотропией слоев описана в работе [25], ток записи составляет несколько миллиампер. Например, MRAM на основе FeCoB, изготовленная корпорацией IBM в сотрудничестве с компанией Samsung в 2016 г., имеет время записи 10 нс при токе записи 7,5 мкА [26]. В теоретической работе [27] рассмотрены ячейки MRAM на основе ферромагнетиков TbFeCo и GdFeCo с различными немагнитными прослойками. Критический ток переключения для этих ячеек MRAM колеблется в диапазоне 1–20 мА, а критическое поле переключения в диапазоне 0,8–15,9 кА/м. Время переключения при этих параметрах находится в интервале 1–30 нс. В работах [14, 17, 18, 28] рассмотрено десять ферромагнетиков: шесть магнитомягких (Co, Fe, $Fe_{70}Co_{30}$, $Fe_{60}Co_{20}B_{20}$, $Co_{93}Gd_7$ и $Co_{80}Gd_{20}$) и четыре магнитотвердых ($Co_{50}Pt_{50}$, $Fe_{50}Pt_{50}$, $Fe_{50}Pd_{50}$, $Fe_{50}Ni_{50}$) с планарной и перпендикулярной анизотропией слоев. Наиболее подходящим материалом для реализации MRAM выбран $Co_{80}Gd_{20}$ с планарной анизотропией и наименьшим критическим током переключения 2,4 мкА.

Одной из ключевых задач для будущих электронных запоминающих устройств и логических устройств является поиск способов перехода от двумерных элементов памяти к трехмерным структурам. Это позволит многократно увеличить емкость запоминающих устройств, уменьшив при этом их размеры. В работе [29] предлагается концепция многобитной ячейки MRAM в виде сдвигового регистра, в котором по аналогии с храповым механизмом информация однонаправленно перемещается в виде магнитного солитона от одного свободного ферромагнитного слоя к другому.

Спин-трансферные наноосцилляторы. В стационарных динамических состояниях с устойчивыми предельными циклами LC и 2LC вектор намагниченности свободного слоя спинового вентиля $\mathbf{M}_2$ прецессирует по фиксированной траектории. При этом периодическое изменение проекции вектора $\mathbf{M}_2$ на ось анизотропии в результате эффекта GMR приводит к колебаниям сопротивления структуры и напряжения в цепи. Таким образом, спиновый вентиль в прецессионном динамическом режиме может быть использован в качестве управляемого генератора микроволновых сигналов или спин-трансферного наноосциллятора. Такие осцилляторы имеют множество преимуществ по сравнению со стандартными генераторами, управляемыми напряжением (ГУН). Во-первых, размеры STNO в 50 раз меньше, чем у СВЧ-генераторов, изготовленных по КМОП-технологии, что делает их самыми маленькими из разработанных ГУН. Во-вторых, рабочие напряжения STNO составляют не более полувольта, а их частота хорошо настраивается с помощью тока и магнитного поля в интервале 10^{-1}–10^{2} ГГц. В-третьих, широкий температурный диапазон и простая архитектура позволяют сделать STNO ключевым элементом для реализации на СБИС [30]. Спин-трасферные наноосцилляторы применяются для микросхем беспроводной связи [31], небольших массивов передатчиков [32], микроволновых источников для наносенсоров [33], анализаторов сверхбыстрого широкополосного микроволнового излучения [34] и массивно-параллельных процессоров для небулевых и нейроморфных вычислений [35].

Однако современные STNO имеют недостатки, связанные с широкой линией спектра, низкими выходной мощностью и добротностью СВЧ-автоколебаний, а также с высокими пороговыми значениями магнитного поля и тока, необходимыми для прецессии вектора $\mathbf{M}_2$. В качестве решения проблемы уменьшения ширины спектральной линии в работе [36] рассмотрено введение вихревых генераторов с переносом спина (STVO), а в статье [37] представлен метод использования механизма фазовой синхронизации для осцилляций STNO.

Для уменьшения пороговых значений магнитного поля и тока возможным решением может быть подбор наиболее подходящих материалов для изготовления слоев спинового вентиля, а также для конфигурации анизотропии слоев и направления магнитного поля. В работе [38] проведено сравнение частотных и амплитудных характеристик магнитных сверхрешеток из десяти различных ферромагнетиков с планарной и перпендикулярной анизотропией слоев в магнитных полях трех ортогональных направлений. Обнаружено, что спиновый вентиль на основе ферробората кобальта с планарной анизотропией слоев имеет в 8 раз меньшее энергопотребление и на 15 % большую амплитуду осцилляций. Этот сплав является наиболее подходящим из рассмотренных для технологии STNO в магнитном поле, направленном вдоль оси *OY*.

С точки зрения интеграции с современными полупроводниковыми электронными устройствами использование внешнего магнитного поля существенно усложняет технологию изготовления интегральных схем с STNO. Возможным решением данной проблемы может быть разработка специфической архитектуры наноосцилляторов, позволяющей получить микроволновую генерацию без использования магнитного поля.

Например, STNO на основе пермаллоя с волнообразной угловой зависимостью магнитного крутящего момента, для которой требуется очень тщательный расчет размеров слоев [39]. Использование дополнительной антиферромагнитной прослойки со стороны свободного слоя приводит к возникновению в нем поля обменного смещения, которое играет роль внешнего магнитного поля, что позволяет достичь устойчивых осцилляций без него [6]. В работе [40] предложено использовать спиновый вентиль с планарной анизотропией закрепленного слоя и перпендикулярной анизотропией свободного слоя.

Спин-вентильные биосенсоры. Магнитные биосенсоры на спин-вентильной основе используются для обнаружения реакций поверхностного связывания биологических молекул, помеченных магнитными частицами. Использование магнитных биосенсоров имеет несколько ключевых преимуществ по сравнению с использованием традиционных оптических методов и других конкурирующих методов зондирования. Биологические образцы лишены какого-либо детектируемого магнитного поля, поэтому исключается фоновое и шумовое воздействие, что повышает точность исследований. Кроме того, для магнитных частиц не возникает проблем флуоресцентных меток, таких как отбеливание и автофлуоресценция [5]. Магнитные биодатчики могут быть объединены в массив и мультиплексированы для выполнения комплексного анализа белков или нуклеиновых кислот в одном исследовании без использования оптического сканирования. Совместимость со стандартной кремниевой технологией и масштабируемость позволяют производить их со встроенным электронным считывающим устройством в массовых количествах, в том числе для одноразового применения и эксплуатации в мобильных лабораториях.

Спин-вентильные биосенсоры изготавливаются на основе спиновых вентилей или MTJ с планарной анизотропией в геометрии CIP (рис.6). На поверхность свободного слоя наносится биологически активное вещество, включающее в себя специфические анализаторы. Аналиты помечаются высокомоментными магнитными нанометками с помощью механизмов связывания, таких как биотин-стрептавидиновая химия. Меченые аналиты захватываются комплементарными анализаторами, и поэтому нанометки притягиваются к поверхности свободного слоя. Отклонение вектора намагниченности $\mathbf{M}_2$, обусловленное полем рассеяния от магнитных меток, приводит к изменению магнетосопротивления структуры. Считывание проводится с помощью электрического тока, значение которого существенно ниже значения тока переключения [41].

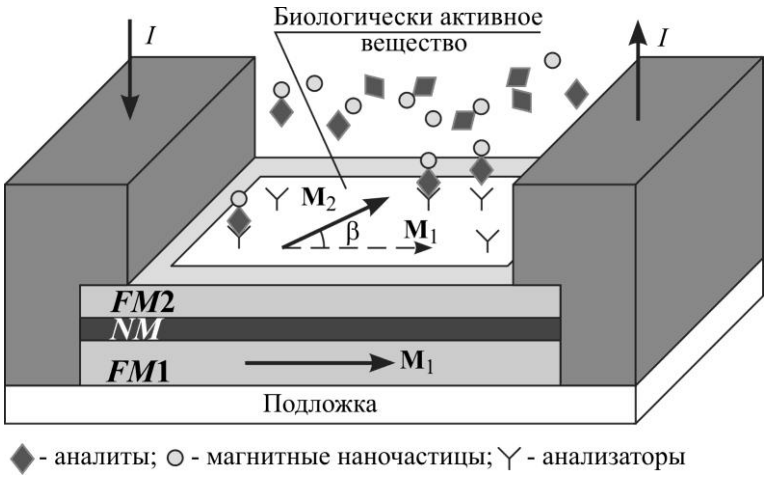


Рис.6. Схематическое изображение спин-вентильного биосенсора
Fig.6. Schematic representation of a spin-valve biosensor

Следует отметить, что ввиду малого размера магнитных частиц поле рассеяния очень мало, поэтому необходимо, чтобы датчик был чрезвычайно чувствителен к незначительным изменениям магнитного поля. Это делает спиновые вентили без антиферромагнитной прослойки предпочтительнее датчиков AMR или классических спиновых вентилей, которые имеют более низкую чувствительность к полю из-за более высоких полей насыщения. Трехслойные спин-вентильные структуры подходят для биодатчиков ввиду высокой чувствительности, высокой линейности, небольшого гистерезиса и компактных размеров [5].

Спиновая логика. В исследовании [42] предложен автономный логический элемент (p-bit) с возможностью энергонезависимого хранения данных, который может заменить классические КМОП-транзисторы в булевых логических схемах (рис.7). Элемент p-bit состоит из блока считывания, реализованного на базе спинового вентиля, отделенного диэлектриком от блока записи, работа которого основана на спиновом эффекте Холла. Структура располагается на шине шириной 1 мкм, при этом ток записи I_s составляет 160 мкА. Ферромагнитные слои магнитной сверхрешетки предполагается изготавливать из ферромагнетика с планарной анизотропией слоев со следующими параметрами: $M_s\mu_0 \sim 1$ Тл, $\alpha \sim 0{,}01$, $K \sim 8000$ Дж / м^3. В работе [43] рассмотрена другая конфигурация p-bit для двух магнитожестких ферромагнетиков с перпендикулярной анизотропией слоев и энергетическим барьером 48 k_BT и 12 k_BT. В этом случае ток переключения составляет 1 мА.

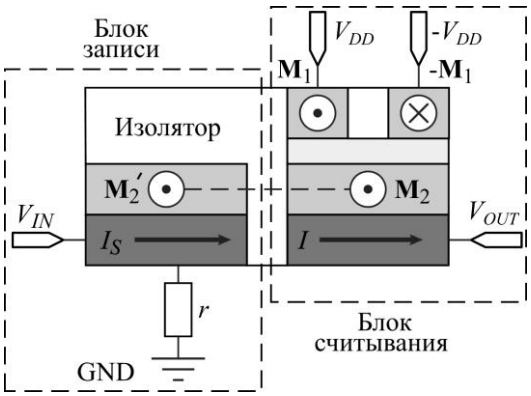


Рис.7. Схема автономного логического элемента p-bit [42]
Fig.7. Scheme of an autonomous logical element p-bit [42]

Элементы p-bit могут быть соединены между собой без внешнего усиления и тактовых импульсов только с пассивными элементами схемы для выполнения булевых и небулевых логических операций. В работе [42] представлены схемы соединений p-bit, выполняющих функцию инвертора и стохастического нейрона, нелинейная модель которого представлена на рис.8,*а*. Основными составляющими такого нейрона являются синаптические связи, каждая из которых характеризуется своим весом *WT*, сумматор, складывающий входные и взвешенные относительно соответствующих синапсов сигналы $I_{1–N}$, и вероятностная функция активации $f(I_\Sigma)$, определяющая конечное состояние нейрона (+1 или –1) [44]. В статье [42] предлагается использовать p-bit в качестве блока функции $f(I_\Sigma)$ и синаптических весов *WT*. Однако в последующих исследованиях [43, 45–50] этой же научной группы от использования p-bit вместо синаптических весов *WT* отказались в пользу переменных резисторов.

В работе [18] предложена альтернативная модель стохастического нейрона p-bit, схема которой представлена на рис.8,*б*. В данном случае в качестве элемента активационной функции $f(I_\Sigma)$ выступает спиновый вентиль с металлической немагнитной прослойкой, переключаемый спин-поляризованным током в геометрии «ток перпендикулярен плоскости». При этом переключении вектор $\mathbf{M}_2$ меняет ориентацию от *OY* на параллельное оси анизотропии направление *OX* (состояние нейрона «+1») или антипараллельное ей (состояние нейрона «–1») с некоторой вероятностью. Выведение вектора намагниченности в начальное положение проводится с помощью внешнего магнитного

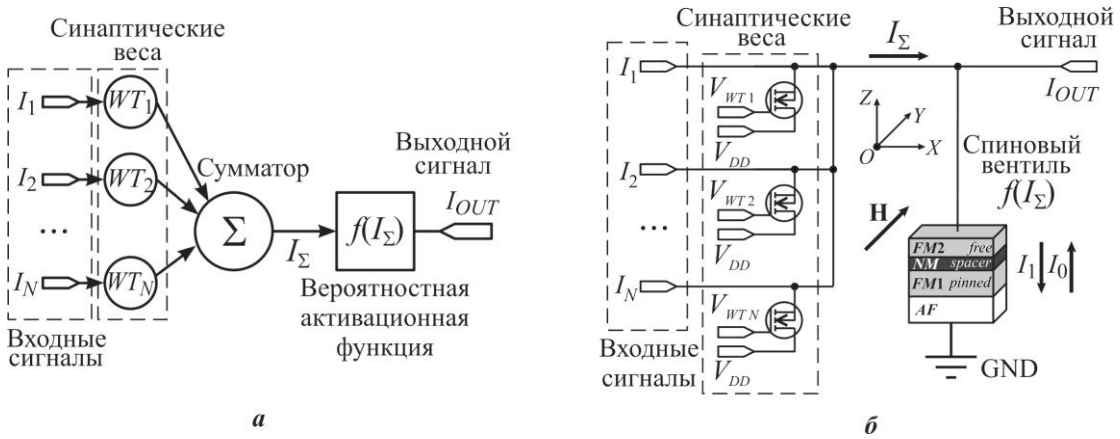


Рис.8. Стохастический нейрон (*а*) [44] и реализация стохастического нейрона на основе спинового вентиля (*б*) [18]
Fig.8. Stochastic neuron (*a*) [44] and implementation of a stochastic neuron based on a spin valve (*b*) [18]

поля, направленного вдоль оси *OY*. Для этого предлагается использовать один магнит для всего устройства, импульсное поле которого задает тактовый сигнал для всей интегральной схемы. Это позволяет избежать внедрения дополнительных массивных шин и, таким образом, существенно повысить степень интеграции. В качестве синаптических весов использованы КМОП-транзисторы в линейном режиме работы, который возможен благодаря тому, что входные напряжения не превышают 10 мВ. Таким образом, рассмотренная модель предполагает меньшую энергозатратность, так как токи переключения не превышают 0,5 мкА, а также в 50 раз более высокую степень интеграции по сравнению с моделью, представленной в работах [42, 43, 45–50].

Следует отметить, что благодаря магнитной природе явлений, лежащих в основе работы p-bit, все логические схемы имеют обратимый характер [45–48]. При работе в прямом режиме вход фиксируется и схема обеспечивает правильный выход. В инвертированном режиме выход фиксируется и выходной сигнал колеблется среди всех возможных входов, которые согласуются с этим выходом. Например, 4-битный умножитель, представленный в работе [45], в обратном режиме действует как факторизатор. В то время как устройство в прямом режиме, выполняющее функцию 32-битного сумматора, в обратном режиме работает как вычитатель [46]. При этом точность вычислений сравнима со стандартными цифровыми схемами. В работе [47] представлена реализация таких обратимых цифровых схем на основе ПЛИС. Элементы p-bit можно использовать в качестве синапсов рекуррентных нейронных сетей для резервуарных вычислений, квантового отжига и распознавания образов [48]. В работах [49, 50] p-bit задействован как строительный блок для байесовских сетей убеждения с целью реализации комбинаторных вычислений на базе спиновой модели Изинга.

Заключение. Исследования явлений гигантского магнетосопротивления и спинового переноса показали возможность создания множества прогрессивных микроэлектронных устройств, которые в будущем способны заменить их полупроводниковые аналоги. В настоящем обзоре рассмотрены теоретические основы этих физических эффектов. Проведенная систематизация данных о различных типах считывающих головок HMDD позволила продемонстрировать, что современные научные исследования наномагнитных явлений ускоряют темпы роста плотности записи. Использование MRAM в настоящее время прогнозируется во многих различных областях приложений, в частно-

сти там, где ее сочетание энергонезависимости и быстродействия, неограниченное число циклов перезаписи и высокая надежность используются для замены других устройств памяти.

Спин-трансферные наноосцилляторы являются самыми низкоразмерными из разработанных ГУН. Их совместимость со всеми технологиями интегральных микросхем, низкое энергопотребление и широкий частотный диапазон делает STNO наиболее перспективной заменой существующих микроволновых генераторов в микроэлектронных устройствах.

Спин-вентильные биосенсоры способны к исключительно чувствительному и селективному детектированию мультиплексных белков. Комбинация небольших объемов необходимых образцов высокой чувствительности и возможности мультиплексирования и масштабирования делает массивы магнитных биосенсоров одной из самых перспективных платформ как для фундаментальных научных исследований, так и для приложений клинической медицины. Рассмотренные модели автономных логических элементов на базе спин-вентильных структур могут выполнять операции детерминированной и стохастической логик. Преимущества этих устройств, такие как обратимость, высокая точность вычислений и энергонезависимое хранение результата, делают элементы спиновой логики возможной альтернативой полупроводниковым транзисторам в современных вычислительных системах. Большое число рабочих мод спин-вентильных структур и совместимость с КМОП-технологией делают их универсальным элементом интегральных схем, что позволяет надеяться на реализацию других интересных приложений для спиновых вентилей за пределами множества уже разработанных устройств.

Литература

1. ***Mott N.F.*** The resistance and thermoelectric properties of the transition metals // Proceedings of the Royal Society. 1936. Vol. 156. P. 368–382.

2. ***Mott N.F.*** Electrons in transition metals // Advances in Physics. 1964. Vol. 13. P. 325–422.

3. ***Fert A., Campbell I.A.*** Two-current conduction in nickel // Physical Review Letters. 1968. Vol. 21. P. 1190–1197.

4. ***Chappert C., Fert A., Nguyen Van Dau F.*** The emergence of spin electronics in data storage // Nature materials. 2007. Vol. 6. P. 813–823.

5. ***Tsymbal E.Y., Žutić I.*** Handbook of spin transport and magnetism. Boca Raton: CRC Press Taylor & Francis Group, 2012. 777 p.

6. ***You Ch.Y.*** Spin torque nano-oscillator with an exchange-biased free rotating layer // Journal of Magnetics. 2009. Vol. 14. No. 4. P. 168–171.

7. ***Maekawa S., Shinjo T.*** Spin dependent transport in magnetic nanostructures. Boca Raton: CRC Press Taylor & Francis Group, 2002. 292 p.

8. ***Slonczewski J.C.*** Current-driven excitation of magnetic multilayers // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 1996. Vol. 159. P. L1–L7.

9. ***Skidanov V.A., Vetoshko P.M., Stempkovsky A.L.*** Hysteresis loop design by geometry of garnet film element with single domain wall // Journal of Physics: Conference Series. 2011. Vol. 266. P. 012125-1–012125-5.

10. Spin-polarized current induced switching in Co/Cu/Co pillars / ***J. Grollier, V. Cros, A. Hamzic et al.*** // Applied Physics Letters. 2001. Vol. 78. No. 23. P. 3666–3665.

11. Field dependence of magnetization reversal by spin transfer / ***J. Grollier, V. Cros, H. Jaffres et al.*** // Physical Review B. 2003. Vol. 67. P. 174402–174410.

12. Magnetization switching and microwave oscillations in nanomagnets driven by spin–polarized currents / ***G. Bertotti, C. Serpico, I.D. Mayergoyz et al.*** // Physical Review B. 2005. Vol. 94. P. 127206-1–127206-4.

13. ***Ostrovskaya N.V., Skidanov V.A., Iusipova Iu.A.*** Bifurcations in the dynamical system for three-layered magnetic valve // Solid State Phenomena. 2015. Vol. 233–234. P. 431–434.

14. ***Iusipova Iu.A.*** Analysis of the switching characteristics of MRAM cells based on materials with uniaxial Anisotropy // Semiconductors. 2018. Vol. 52. No. 15. P. 1982–1988.

15. ***Iusipova Iu.A.*** Precession of the spin-valve free layer magnetization and its switching under the influence of a magnetic field perpendicular to the axis of anisotropy // Semiconductors. 2019. Vol. 53. No. 15. P. 2029–2036.

16. ***Юсипова Ю.А.*** Динамика вектора намагниченности свободного слоя спин-вентильной структуры в магнитном поле, перпендикулярном плоскости слоев // Изв. вузов. Электроника. 2019. Т. 24. № 5. С. 489–502.

17. ***Ostrovskaya N.V., Iusipova Iu.A.*** Qualitative theory of dynamical systems for control of magnetic memory elements // Physics of Metals and Metallography. 2019. Vol. 120. No. 13. P. 1291–1298.

18. ***Юсипова Ю.А.*** Частота и быстродействие спинового вентиля с планарной анизотропией слоев // Физика твердого тела. 2020. Т. 62. № 9. С. 1361–1369.

19. ***Hoagland A.S.*** Storage technology: capabilities and limitations // Computer. 1979. Vol. 12. No. 5. P. 12–18.

20. ***Daniel E.D., Mee C.D., Clark M.H.*** Magnetic recording: The first 100 years. N. Y. : IEEE Press, 1999. 370 p.

21. ***Thompson D.A., Best J.S.*** The future of magnetic data storage technology // IBM Journal of Research and Development. 2000. Vol. 44(3). P. 311–322.

22. ***Slaughter J.M.*** Materials for magnetoresistive random access memory // Annual Review of Materials Research. 2009. Vol. 39. P. 277–296.

23. ***Zhao W., Prenat G.*** Spintronics-based computing. Cham: Springer, 2015. 259 p.

24. ***Chung A., Deen J., Lee J.S., Meyyappan M.*** Nanoscale memory devices // Nanotechnology. 2010. Vol. 21. P. 412001-1–412001-22.

25. ***Meng H., Wang J.P.*** Spin transfer in nanomagnetic devices with perpendicular anisotropy // Applied Physics Letters. 2006. Vol. 88. P. 172506-1–172506-8.

26. Dependence of voltage and size on write error rates in spin-transfer torque magnetic random-access memory / ***J.J. Nowak, R.P. Robertazzi, J.Z. Sun et al.*** // IEEE Magnetics Letters. 2016. Vol. 7. P. 3102604-1–3102604-4.

27. ***Guo Y.M.*** Spin transfer MRAM device with magnetic biasing. United States Patent № US0151614A1. 2008. 10 p.

28. ***Юсипова Ю.А.*** Энергоэффективность и быстродействие спин-вентильных структур в составе MRAM и HMDD // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. 2020. Вып. 2. С. 110–117.

29. Cowburn magnetic ratchet for three-dimensional spintronic memory and logic / ***R. Lavrijsen, J.H. Lee, A. Fernández-Pacheco et al.*** // Nature. 2013. Vol. 493. P. 647–650.

30. ***Zeng Z., Finocchio G., Jiang H.*** Spin transfer nano-oscillators // Nanoscale. 2013. Vol. 5. No. 6. P. 2219–2231.

31. ***Locatelli N., Cros V., Grollier J.*** Spin-torque building blocks // Nature Materials. 2014. Vol. 13. No. 1. P. 11–20.

32. ***Iacocca E., Kerman J.A.*** Analytical investigation of modulated spintorque oscillators in the framework of coupled differential equations with variable coefficients // Physical Review B. 2012. Vol. 85. No. 18. P. 184420-1–184420-8.

33. Real-time measurement of temporal response of a Spin-Torque oscillator to magnetic pulses / ***H. Suto, T. Nagasawa, K. Kudo et al.*** // Applied Physics Express. 2011. Vol. 4. No. 1. P. 013003-1–013003-5.

34. Ultra-fast wide band spectrum analyzer based on a rapidly tuned spin-torque nano-oscillator / ***S. Louis, O. Sulymenko, V. Tiberkevich et al.*** // Applied Physics Letters. 2018. Vol. 113. P. 112401-1–112401-8.

35. Reservoir computing with the frequency, phase, and amplitude of spin-torque nano-oscillators / ***D. Markovic, N. Leroux, M. Riou et al.*** // Applied Physics Letters. 2019. Vol. 114. P. 012409-1–012409-5.

36. Large microwave generation from current-driven magnetic vortex oscillators in magnetic tunnel junctions / ***A. Dussaux, B. Georges, J. Grollier et al.*** // Nature Communications. 2010. Vol. 1. No. 8. P. 1–6.

37. ***Митрофанов А.А., Сафин А.Р., Удалов Н.Н.*** Система фазовой синхронизации спин-трансферного наноосциллятора // Письма в ЖТФ. 2014. Т. 40. Вып. 13. С. 66–72.

38. ***Юсипова Ю.А.*** Частотные и амплитудные характеристики STNO на основе спинового вентиля с планарной и перпендикулярной анизотропией слоев // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. 2020. Вып. 1. С. 140–147.

39. Microwave excitations associated with a wavy angular dependence of the spin transfer torque: Model and experiments / ***O. Boulle, V. Cros, J. Grollier et al.*** // Physical Review B. 2008. Vol. 77. P. 174403-1–174403-26.

40. ***Lee K. J., Redon O., Dieny B.*** Analytical investigation of spin-transfer dynamics using a perpendicular-to-plane polarizer // Applied Physics Letters. 2005. Vol. 86. P. 022505-1–022505-3.

41. ***Wang S.X., Li G.*** Advances in giant magnetoresistance biosensors with magnetic nanoparticles tags: Review and outlook // IEEE Transactions on Magnetics. 2008. Vol. 44. P. 1687–1702.

42. ***Datta S., Salahuddin S., Behin-Aein B.*** Non-volatile spin switch for Boolean and non-Boolean logic // Applied Physics Letters. 2012. Vol. 101. P. 252411-1–252411-4.

43. Spin-torque devices with hard axis initialization as stochastic binary neurons / ***V. Ostwal, P. Debashis, R. Faria et al.*** // Scientific Reports. 2018. Vol. 8. P. 16689-1–16689-9.

44. ***Haykin S.*** Neural networks and learning machines. Third ed. New Jersey: Prentice Hall, 2008. 977 p.

45. ***Pervaiz A.Z., Ghantasala L.A., Camsari K.Y., Datta S.*** Hardware emulation of stochastic p-bits for invertible logic // Scientific Reports. 2017. Vol. 7. P. 10994-1–10994-13.

46. ***Faria R., Camsari K.Y., Datta S.*** Low barrier nanomagnets as p-bits for spin logic [Электронный ресурс] // arXiv.org. 2016. URL: https://arxiv.org/abs/1611.05477v3 (дата обращения: 01.07.2020).

47. ***Pervaiz A.Z., Sutton B.M., Ghantasala L.A., Camsari K.Y.*** Weighted p-bits for FPGA implementation of probabilistic circuits // IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems. 2019. Vol. 30. Iss. 6. P. 1920–1926.

48. Low-energy deep belief networks using intrinsic sigmoidal spintronic-based probabilistic neurons / ***R. Zand, K.Y. Camsari, S.D. Pyle et al.*** // Great Lakes Symposium on VLSI - 2018. Chicago, United States (May 23–25). 2018. P. 15–20.

49. ***Behin-Aein B., Diep V., Datta S.*** A building block for hardware belief networks // Scientific Reports. 2016. Vol. 6. P. 29893-1–29893-10.

50. ***Sutton B., Camsari K.Y., Behin-Aein B., Datta S.*** Intrinsic optimization using stochastic nanomagnets // Scientific Reports. 2017. Vol. 7. P. 44370-1–44370-9.

Поступила в редакцию 04.07.2020 г.; после доработки 20.11.2020 г.; принята к публикации 24.11.2020 г.

Юсипова Юлия Александровна – младший научный сотрудник отдела проектирования микроэлектронных компонентов для нанотехнологий Института проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук (Россия, 124365, г. Москва, г. Зеленоград, ул. Советская, 3), linda_nike@mail.ru

Попов Александр Иванович – доктор физико-математических наук, профессор кафедры общей физики Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), aip2001@mail.ru

References

1. Mott N.F. The resistance and thermoelectric properties of the transition metals. *Proceedings of the Royal Society*, 1936, vol. 156, pp. 368–382.

2. Mott N.F. Electrons in transition metals. *Advances in Physics*, 1964, vol. 13, pp. 325–422.

3. Fert A., Campbell I.A. Two-Current Conduction in Nickel. *Physical Review Letters*, 1968, vol. 21, pp. 1190–1197.

4. Chappert C., Fert A., Nguyen Van Dau F. The emergence of spin electronics in data storage. *Nature materials*, 2007, vol. 6, pp. 813–823.

5. Tsymbal E.Y., Žutić I. *Handbook of spin transport and magnetism*. Boca Raton: CRC Press Taylor & Francis Group, 2012. 777 p.

6. You Ch.Y. Spin torque nano-oscillator with an exchange-biased free rotating layer. *Journal of Magnetics*, 2009, vol. 14(4), pp. 168–171.

7. Maekawa S., Shinjo T. *Spin dependent transport in magnetic nanostructures*. Boca Raton: CRC Press Taylor & Francis Group, 2002. 292 p.

8. Slonczewski J.C. Current-driven excitation of magnetic multilayers. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 1996, vol. 159, pp. L1–L7.

9. Skidanov V.A., Vetoshko P.M., Stempkovsky A.L. Hysteresis loop design by geometry of garnet film element with single domain wall. *Journal of Physics: Conference Series*, 2011, vol. 266, pp. 012125-1–012125-5.

10. Grollier J., Cros V., Hamzic A., George J. M., Jaffre H., Fert A., Faini G., Youssef B.J., Le Gall H. Spin-polarized current induced switching in Co/Cu/Co pillars. *Applied Physics Letters*, 2001, vol. 78, no. 23, pp. 3666–3665.

11. Grollier J., Cros V., Jaffres H., Hamzic A., George J.M., Faini G., Youssef J.B., Le Gall H., Fert A. Field dependence of magnetization reversal by spin transfer. *Physical Review B*, 2003, vol. 67, pp. 174402–174410.

12. Bertotti G., Serpico C., Mayergoyz I.D., Magni A., d'Aquino M., Bonin R. Magnetization switching and microwave oscillations in nanomagnets driven by spin–polarized currents. *Physical Review B*, 2005, vol. 94, pp. 127206-1–127206-4.

13. Ostrovskaya N.V., Skidanov V.A., Iusipova Iu.A. Bifurcations in the dynamical system for three-layered magnetic valve. *Solid State Phenomena*, 2015, vol. 233–234, pp. 431–434.

14. Iusipova Iu.A. Analysis of the switching characteristics of MRAM cells based on materials with uniaxial Anisotropy. *Semiconductors*, 2018, vol. 52, no. 15, pp. 1982–1988.

15. Iusipova Iu.A. Precession of the spin-valve free layer magnetization and its switching under the influence of a magnetic field perpendicular to the axis of anisotropy. *Semiconductors*, 2019, vol. 53, no. 15, pp. 2029–2036.

16. Iusipova Iu.A. Free-layer magnetization vector dynamics of the spin-valve structure in the magnetic field perpendicular to the layers plane. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 5, pp. 489–502.

17. Ostrovskaya N.V., Iusipova Iu.A. Qualitative theory of dynamical systems for control of magnetic memory elements. *Physics of Metals and Metallography*, 2019, vol. 120, no. 13, pp. 1291–1298.

18. Iusipova Iu.A. Frequency and speed of action of a spin valve with planar layer anisotropy. *Physics of the Solid State*, 2020, vol. 62, no. 9, pp. 1361–1369.

19. Hoagland A.S. Storage technology: capabilities and limitations. *Computer*, 1979, vol. 12, no. 5, pp. 12–18.

20. Daniel E. D., Mee C. D., Clark M. H. *Magnetic recording: The first 100 years*. New York, IEEE Press, 1999. 370 p.

21. Thompson D.A., Best J.S. The future of magnetic data storage technology. *IBM Journal of Research and Development*, 2000, vol. 44(3), pp. 311–322.

22. Slaughter J. M. Materials for magnetoresistive random access memory. *Annual Review of Materials Research*, 2009, vol. 39, pp. 277–296.

23. Zhao W.,Prenat G. *Spintronics-based Computing*. Cham: Springer, 2015. 259 p.

24. Chung A., Deen J., Lee J.S., Meyyappan M. Nanoscale memory devices. *Nanotechnology*, 2010, vol. 21, pp. 412001-1–412001-22.

25. Meng H., Wang J.P. Spin transfer in nanomagnetic devices with perpendicular anisotropy. *Applied Physics Letters*, 2006, vol. 88, pp. 172506-1–172506-8.

26. Nowak J.J., Robertazzi R.P., Sun J.Z., Hu G., Park J.H., Lee J.H., Annunziata A.J., Lauer G.P., Kothandaraman C., O'Sullivan E.J., Trouilloud P.L., Kim Y., Worledge D.C. Dependence of voltage and size on write error rates in spin-transfer torque magnetic random-access memory. *IEEE Magnetics Letters*, 2016, vol. 7, pp. 3102604-1–3102604-4.

27. Guo Y.M. *Spin transfer MRAM device with magnetic biasing.* United States Patent № US0151614A1. 2008, 10 p.

28. Iusipova I.A. Energy efficiency and performance of spin-valve structures in MRAM and HMDD. *Problems of Perspective Micro- and Nanoelectronic Systems Development*, 2020, no. 2, pp. 110–117.

29. Lavrijsen R., Lee J.H., Fernández-Pacheco A., Petit D., Mansell R. Cowburn magnetic ratchet for three-dimensional spintronic memory and logic. *Nature*, 2013, vol. 493, pp. 647–650.

30. Zeng Z., Finocchio G., Jiang H. Spin transfer nano-oscillators. *Nanoscale*, 2013, vol. 5, no. 6, pp. 2219–2231.

31. Locatelli N., Cros V., Grollier J. Spin-torque building blocks. *Nature Materials*, 2014, vol. 13, no. 1, pp. 11–20.

32. Iacocca E., Kerman J. A. Analytical investigation of modulated spintorque oscillators in the framework of coupled differential equations with variable coefficients. *Physical Review B*, 2012, vol. 85, no. 18, pp. 184420-1–184420-8.

33. Suto H., Nagasawa T., Kudo K., Mizushima K., Sato R. Real-Time measurement of temporal response of a Spin-Torque oscillator to magnetic pulses. *Applied Physics Express*, 2011, vol. 4, no. 1, pp. 013003-1–013003-5.

34. Louis S., Sulymenko O., Tiberkevich V., Li J., Aloi D., Prokopenko O., Krivorotov I.,. Bankowski E., Meitzler T., Slavin A. Ultra-fast wide band spectrum analyzer based on a rapidly tuned spin-torque nano-oscillator. *Applied Physics Letters*, 2018, vol. 113, pp. 112401-1–112401-8.

35. Markovic D., Leroux N., Riou M., Abreu Araujo F., Torrejon J., Querlioz D., Fukushima A., Yuasa S., Trastoy J., Bortolotti P., Grollier J. Reservoir computing with the frequency, phase, and amplitude of spin-torque nano-oscillators. *Applied Physics Letters*, 2019, vol. 114, pp. 012409-1–012409-5.

36. Dussaux A., Georges B., Grollier J., Cros V., Khvalkovskiy A. V. et al. Large microwave generation from current-driven magnetic vortex oscillators in magnetic tunnel junctions. *Nature Communications*, 2010, vol. 1, no. 8, pp. 1–6.

37. Mitrofanov A.A., Safin A.R., Udalov N.N. Phase Locked Loop of the Spin-Torque Nanooscillator. *Technical Physics Letters*, 2014, Vol. 40, no. 13, pp. 66–72.

38. Iusipova I.A. Frequency and amplitude characteristics of STNO based on a spin valve with planar and perpendicular layer anisotropy. *Problems of Perspective Micro- and Nanoelectronic Systems Development*, 2020, no. 1. pp. 140–147.

39. Boulle O., Cros V., Grollier J., Pereira L. G., Deranlot C., Petroff F., Faini G., Barnas J., Fert A. Microwave excitations associated with a wavy angular dependence of the spin transfer torque: Model and experiments. *Physical Review B*, 2008, vol. 77, pp. 174403-1–174403-26.

40. Lee K. J., Redon O., Dieny B. Analytical investigation of spin-transfer dynamics using a perpendicular-to-plane polarizer. *Applied Physics Letters*, 2005, vol. 86, pp. 022505-1–022505-3.

41. Wang S.X., Li G. Advances in giant magnetoresistance biosensors with magnetic nanoparticles tags: Review and outlook. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2008, vol. 44, pp. 1687–1702.

42. Datta S., Salahuddin S., Behin-Aein B. Non-volatile spin switch for Boolean and non-Boolean logic. *Applied Physics Letters*, 2012, vol. 101, pp. 252411-1–252411-4.

43. Ostwal V., Debashis P., Faria R., Chen Z., Appenzeller J. Spin-torque devices with hard axis initialization as Stochastic Binary Neurons. *Scientific Reports*, 2018, vol. 8, pp. 16689-1–16689-9.

44. Haykin S. *Neural networks and learning machines*. Third edition. New Jersey, Prentice Hall, 2008. 977 p.

45. Pervaiz A.Z., Ghantasala L.A., Camsari K.Y., Datta S. Hardware emulation of stochastic p-bits for invertible logic. *Scientific Reports*, 2017, vol. 7, pp. 10994-1–10994-13.

46. Faria R., Camsari K.Y., Datta S. *Low barrier nanomagnets as p-bits for spin logic* [Electronic resource]. arXiv.org. 2016 Available at: https://arxiv.org/abs/1611.05477v3 (accessed: 01.07.2020).

47. Pervaiz A.Z., Sutton B.M., Ghantasala L.A., Camsari K.Y. Weighted p-bits for FPGA implementation of probabilistic circuits. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2019, vol. 30, issue 6, pp. 1920–1926.

48. Zand R., Y.Camsari K., Pyle S.D., Ahmed I., Kim C.H., DeMara R.F. Low-energy deep belief networks using intrinsic sigmoidal spintronic-based probabilistic neurons. *Great Lakes Symposium on VLSI -2018*, Chicago, United States, May 23-25, 2018, pp. 15–20.

49. Behin-Aein B., Diep V., Datta S. A building block for hardware belief networks. *Scientific Reports*, 2016, vol. 6, pp. 29893-1–29893-10.

50. Sutton B., Camsari K.Y., Behin-Aein B., Datta S. Intrinsic optimization using stochastic nanomagnets. *Scientific Reports*, 2017, vol. 7, pp. 44370-1–44370-9.

Received 04.07.2020; Revised 20.11.2020; Accepted 24.11.2020.

Information about the authors:

Iuliya A. Iusipova – Junior Researcher of the Design of Microelectronic Components for Nanotechnology Department, Institute for Design Problems in Microelectronics of Russian Academy of Sciences (Russia, 124365, Moscow, Zelenograd, Sovetskaya st., 3), linda_nike@mail.ru

Alexander I. Popov – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof. of the General Physics Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), aip2001@mail.ru

УДК 621.383.292:546.28 DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-30-39

Исследование динамического диапазона кремниевых фотоэлектронных умножителей

А.О. Зеневич, О.В. Кочергина

Белорусская государственная академия связи, г. Минск, Беларусь

o.kochergina@bsac.by

Для детектирования оптического излучения малой интенсивности все чаще используются многоэлементные лавинные фотоприемники, которые получили название «кремниевые фотоэлектронные умножители». Однако не все характеристики этих фотоприемников достаточно хорошо изучены, например отсутствуют сведения о влиянии напряжения питания на динамический диапазон. В работе для изучения динамического диапазона в качестве объектов исследования использованы опытные образцы кремниевых фотоэлектронных умножителей с p^+–p–n^+-структурой производства ОАО «Интеграл» (Беларусь), а также серийно выпускаемые фотоэлектронные умножители Кетек PM 3325 и ON Semi FC 30035. Определено, что рост напряжения питания ведет к уменьшению критической и пороговой интенсивностей. Показано, что зависимость динамического диапазона от напряжения питания имеет максимум. В фотоприемных устройствах на основе кремниевых фотоэлектронных умножителей для обеспечения максимального динамического диапазона регистрации необходимо выбирать напряжения питания фотоприемника, соответствующие этому максимуму. Полученные результаты могут найти применение при разработке и конструировании приборов и устройств для регистрации оптического излучения на основе кремниевых фотоэлектронных умножителей.

Ключевые слова: кремниевый фотоэлектронный умножитель; динамический диапазон; критическая интенсивность; пороговая интенсивность

Для цитирования: Зеневич А.О., Кочергина О.В. Исследование динамического диапазона кремниевых фотоэлектронных умножителей // Изв. вузов. Электроника. 2021. Т. 26. № 1. С. 30–39. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-30-39

© А.О. Зеневич, О.В. Кочергина, 2021

Investigation of Dynamic Range of Silicon Photoelectronic Multiplyers

A.O. Zenevich, O.V. Kochergina

Belarusian State Academy of Communications, Minsk, Belarus

o.kochergina@bsac.by

Abstract: For detecting the low-intensity optical radiation the silicon photoelectronic multiplyers are used more often. However, not all characteristics of these photoelectronic multiplyers have been thoroughly studied. So, there is no information about the influence of supply voltage on the value of the dynamic range. In the work as the study objects, the test specimens Si-PEM with a p^+–p–n^+ structure, produced by JSC Integral (Republik of Belarus), have been used, as well as the serially produced silicon photomultiplyers Ketek PM 3325 and ON Semi FC 30035. It has been found that an increase in the supply voltage leads to the critical decrease. It has been discovered that an increase an in the supply voltage leads to a decreased value of the threshold intensity. It has been proved that the dependence of the dynamic range on the supply voltage has a maximum. To ensure the maximum dynamic range of registration in the photo-detector devices based on the Si-photomultiplier tubes, it is necessary to select the photo-detector supply voltage, corresponding to this maximum. The results obtained in this article can be applied in the development and design of the devices for recording the optical radiation based on silicon photomultiplier tubes.

Keywords: dynamic range; silicon photomultiplier tube; critical intensity; threshold intensity

For citation: Zenevich A.O., Kochergina O.V. Investigation of dynamic range of silicon photoelectronic multiplyers. *Proc. Univ. Electronics*, 2021, vol. 26, no. 1, pp. 30–39. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-30-39

Введение. В настоящее время для детектирования оптического излучения малой интенсивности наиболее часто применяются электровакуумные фотоэлектронные умножители и лавинные фотоприемники [1, 2]. Среди них наиболее перспективны многоэлементные лавинные фотоприемники, которые получили название «кремниевые фотоэлектронные умножители» (Si-ФЭУ). Это связано с тем, что Si-ФЭУ по сравнению с электровакуумными фотоэлектронными умножителями характеризуются достаточно низким напряжением питания, высокой чувствительностью в видимой и ближней инфракрасной области спектра, высокой механической прочностью. Отличительными особенностями Si-ФЭУ от других типов лавинных фотоприемников являются большая площадь фоточувствительной поверхности и достаточно высокий коэффициент усиления фототока. Структура Si-ФЭУ представляет собой матрицу из p–n-переходов, подключенных параллельно друг другу и имеющих одну общую нагрузку [2]. Каждый p–n-переход матрицы – это лавинный фотодиод. Одной из наиболее важных характеристик лавинного фотоприемника является динамический диапазон [3]. Однако, несмотря на большое количество публикаций по исследованию характеристик Si-ФЭУ [4–6], сведения о влиянии на динамический диапазон такого фактора, как напряжение питания, отсутствуют.

Цель настоящей работы – исследование зависимости динамического диапазона Si-ФЭУ от напряжения питания.

Методика исследования. В качестве объектов исследования использовались опытные образцы Si-ФЭУ с p^+–p–n^+-структурой производства ОАО «Интеграл» (Беларусь), а также серийно выпускаемые Si-ФЭУ Кетек PM 3325 и ON Semi FC 30035. На рис.1 показана структурная схема экспериментальной установки для выполнения исследований.

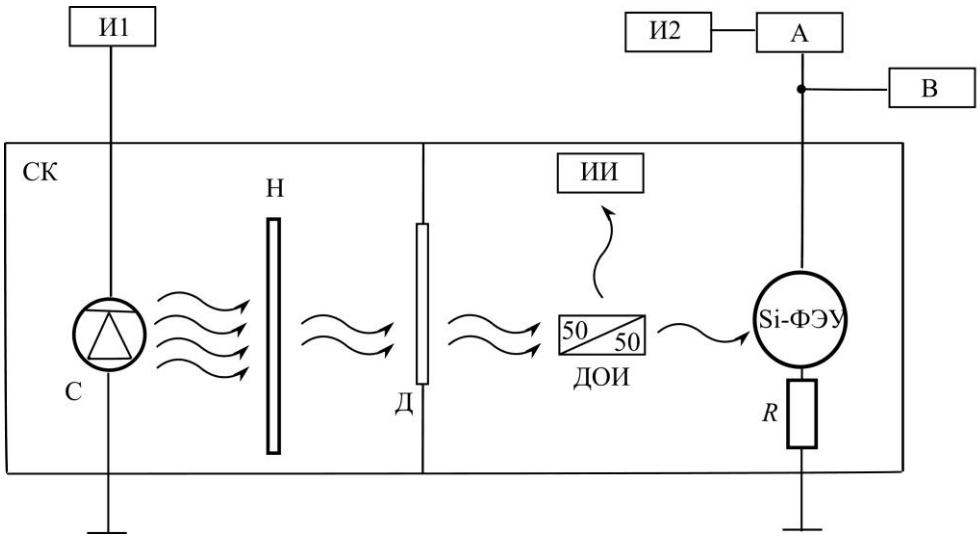


Рис.1. Структурная схема экспериментальной установки: И1, И2 – источники постоянного напряжения; С – светодиод; Н – набор нейтральных светофильтров; Д – диафрагма; А – амперметр; В – вольтметр; R – резистор нагрузки; СК – светонепроницаемая камера; ИИ – устройство измерения интенсивности оптического излучения; ДОИ – делитель оптического излучения

Fig.1. Structural diagram of the experimental setup: И1, И2 – constant radiations source; С – light-emitting diode; Н – set of light filters; Д – diaphragm; А – ammeter; В – voltmeters; R – load resistor; СК – light-proof camera; ИИ – device for measuring the intensity of optical radiation; ДОИ – the divisor of optical radiation

В качестве источника оптического излучения используется светодиод, питание которого осуществляется источником постоянного напряжения И1. Длина волны оптического излучения составляет 650 нм. Оптическое излучение ослабляется набором нейтральных светофильтров, затем подается через диафрагму и делитель оптического излучения (ДОИ) на Si-ФЭУ. С помощью набора нейтральных светофильтров обеспечивается изменение интенсивности оптического излучения от 10^{-10} до 10^{-5} Вт/см^2. ДОИ разделяет оптический сигнал на два таким образом, что 50 % интенсивности его излучения поступает на вход измерителя интенсивности и 50 % подается на Si-ФЭУ. Для исключения фоновой засветки фотоприемника в светонепроницаемую камеру помещены следующие элементы экспериментальной установки: светодиод, набор нейтральных светофильтров, диафрагма, ДОИ, измеритель интенсивности и Si-ФЭУ. Источник питания И2 подает на Si-ФЭУ постоянное напряжение $U_п$, которое контролируется вольтметром. Под воздействием оптического излучения в Si-ФЭУ формируется фототок, измерямый амперметром. Последовательно с Si-ФЭУ подсоединен нагрузочный резистор. Если диафрагма закрыта, то амперметр регистрирует темновой ток $I_т$, протекающий через Si-ФЭУ в отсутствие оптического излучения [7]. Если диафрагма открыта, то амперметр регистрирует общий ток I, т.е. состоящий из темнового тока и фототока [7].

Значение фототока $I_ф$ находилось как разность общего фототока и темнового тока: $I_ф = I - I_т$.

Согласно работе [3] при измерении динамического диапазона устанавливается начальное значение интенсивности оптического излучения J, при котором фототок в два раза превышает темновой ток. Определяются соответствующие значения интенсивности излучения и фототока. Процедура увеличения интенсивности оптического излучения на фиксированное значение и регистрации соответствующего значения интенсивности и фототока повторяется циклически. Число таких циклов равно десяти. По полученным данным строится энергетическая характеристика фототока $I_ф = f(J)$ для определения значения критической интенсивности излучения $J_{крит}$, при которой отклонение фототока от линейного закона зависимости $I_ф = f(J)$ составляет 20 % [3].

Для интенсивностей оптического излучения, соответствующих участку энергетической характеристики Si-ФЭУ, на котором выполняется линейный закон, отношение сигнал/шум (С/Ш) определяется выражением

$$\text{С/Ш} = \frac{I - I_т}{\sqrt{2eIFMB + \dfrac{4kTB}{R}}},$$

где e – заряд электрона; F – шум-фактор; M – коэффициент усиления общего тока; B – полоса пропускания фотоприемника; k – константа Больцмана; T – температура; R – сопротивление нагрузки.

Шум-фактор для Si-ФЭУ определяется выражением

$$F = \langle M^2 \rangle / M^2,$$

где $\langle M^2 \rangle$ – среднее значение квадрата коэффициента усиления общего тока $M = I/I_0$; I, I_0 – соответственно общий ток, протекающий через Si-ФЭУ при напряжении питания $U_{пит} \geq 5$ В и $U_{пит} = 5$ В. Отметим, что при $U_{пит} = 5$ В коэффициент усиления общего тока и фототока для исследуемых Si-ФЭУ считался равным единице [4].

Полоса пропускания фотоприемника оценивается на основании выражения

$$B = 1/(2\pi RC),$$

где C – собственная емкость фотоприемника [4].

Сопротивление нагрузки R определяется исходя из эквивалентной схемы, представленной в [8]:

$$R = R_с R_н / (R_с + R_н),$$

где $R_с$ – собственное сопротивление фотоприемника, определяемое по ВАХ; $R_н$ – сопротивление резистора нагрузки Si-ФЭУ. Минимальная интенсивность излучения (пороговая интенсивность, $J_{пор}$), которую можно зарегистрировать Si-ФЭУ, вычисляется по формуле

$$J_{пор} = \frac{J_1}{\text{С/Ш}}, \qquad (1)$$

где J_1 – среднее квадратическое значение интенсивности излучения; С/Ш – отношение сигнал/шум, соответствующее J_1 [3].

Динамический диапазон D определяется согласно работе [3]:

$$D = \frac{J_{крит}}{J_{пор}}.$$

Исследования проводятся при температуре окружающей среды 293 К.

Напряжение пробоя $U_{пр}$ Si-ФЭУ определяется по ВАХ на основании методики, описанной в работе [2]. Поскольку исследуемые Si-ФЭУ имеют разные напряжения пробоя, то для сравнения их характеристик применяется величина перенапряжения, определяемая следующим образом: $\Delta U = U_{п} - U_{пр}$. Исследования проводятся в диапазоне перенапряжений ΔU = –1,5 ... 1,0 В. Данный диапазон обусловлен тем, что при меньших значениях перенапряжения значения критической и пороговой интенсивностей, динамического диапазона и чувствительности изменяются незначительно. При больших значениях перенапряжений наблюдается значительное увеличение темновых токов, что приводит к росту уровня шума, а также к тепловому пробою Si-ФЭУ.

Результаты и их обсуждение. Оценка напряжения пробоя показала следующее: $U_{пр}$ = 27,0; 24,7; 37,5 В для Кетек PM 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно.

На рис.2 представлены энергетические характеристики фототока для трех исследуемых Si-ФЭУ при ΔU = 1,0 В и λ = 650 нм. Для других перенапряжений вид этих зависимостей аналогичный. Как видно из рисунка, выборки имеют линейные участки, в диапазоне которых оцениваются значения $S = \Delta I_{ф}/\Delta J$, характеризующие фоточувствительность изделий ($\Delta I_{ф}$, ΔJ – изменения фототока и интенсивности).

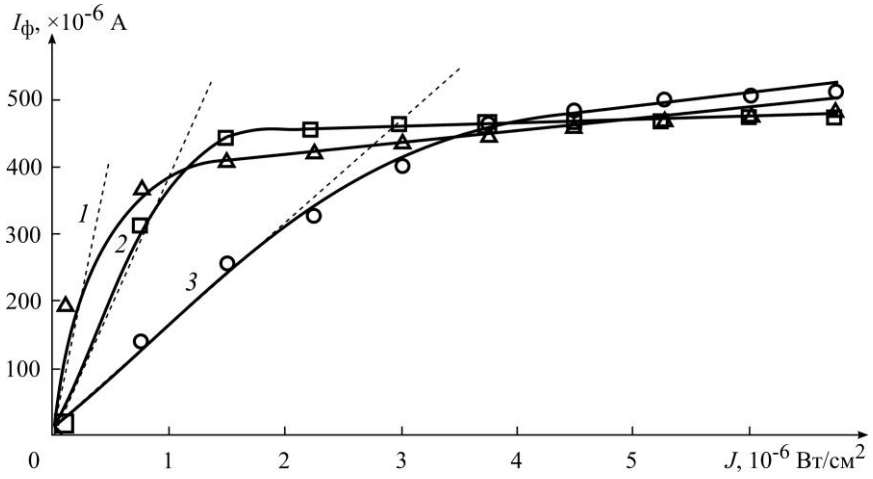


Рис.2. Зависимость фототока $I_{ф}$ от интенсивности засветки J для трех типов фотоприемников:
1 – ON Semi FC 30035; *2* – Кетек PM 3325; *3* – Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл»
Fig.2. Dependence of the photocurrent $I_{ф}$ on the intensity of illumination J for three Si-PEM:
1 – ON Semi FC 30035; *2* – Кетек PM 3325; *3* – Si-PEM OJSC «Integral»

Критическая интенсивность для случая, представленного на рис.2, равна: $J_{крит}$ = 1,5; 0,5; 3,5 мкВт/см^2 для Кетек PM 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно. Для Si-ФЭУ с большей фоточувствительностью значение критической интенсивности меньше по сравнению с Si-ФЭУ с меньшей фоточувствительностью. Наличие насыщения фототока на зависимостях $I_{ф} = f(J)$ при интенсивностях оптического излучения, больших $J_{крит}$, вызвано экранировкой неосновными носителями электрического поля в области пространственного заряда (ОПЗ) *p*–*n*-перехода и понижением коэффициента усиления. Так, для ΔU = 0,5 В и J = 0,3 мкВт/см^2 (значение меньше критического) коэффициент усиления общего тока составил: $M = 1{,}2 \cdot 10^3$; $2{,}0 \cdot 10^4$; $3{,}6 \cdot 10^3$ для Кетек PM 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно. При J = 4,0 мкВт/см^2 (значение больше критического) коэффициент усиления общего тока составил: $M = 0{,}3 \cdot 10^3$; $2{,}8 \cdot 10^3$; $2{,}3 \cdot 10^3$ для Кетек

РМ 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл». Таким образом, чем больше значение J отличается от $J_{крит}$, тем значительнее уменьшение M.

Увеличение перенапряжения в диапазоне ΔU = –1,5 ... 1,0 В приводит к уменьшению значения критической интенсивности для всех исследуемых фотоумножителей (рис.3,*а*). Такое поведение зависимостей критического значения интенсивности от перенапряжения обусловлено увеличением фоточувствительности и коэффициента усиления общего тока Si-ФЭУ. Все это приводит к тому, что при меньших перенапряжениях сформировать количество неосновных носителей заряда в ОПЗ *p*–*n*-переходов, которое значимо уменьшают там напряженность электрического поля, удается при более высоких значениях интенсивности оптического излучения, чем для больших ΔU. Так, для ΔU = –1,5 В коэффициент усиления общего тока и чувствительность к интенсивности оптического излучения имеют следующие значения: M = 9; 3; 22 и S = 2,20; 0,05; 0,60 А·см^2/Вт для Кетек РМ 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно. Напротив, при ΔU = 1,0 В эти же величины принимали следующие значения: M = 4,2·10^3; 4,0·10^4; 11,5·10^3 и S = 267,0; 680,0; 128,0 А·см^2/Вт для Кетек РМ 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно.

Во всем диапазоне перенапряжений критические значения интенсивности имеют более высокие значения для Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» по сравнению с другими Si-ФЭУ. Это связано с тем, что Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» имеют меньшую фоточувствительность к интенсивности оптического излучения, а также меньший коэффициент усиления фототока при всех перенапряжениях по сравнению с Кетек РМ 3325 и ON Semi FC 30035.

В интервале перенапряжений ΔU = –1,5 ... 0,5 В фоточувствительность к интенсивности оптического излучения и коэффициент усиления общего тока Кетек РМ 3325 превосходят ON Semi FC 30035. Поэтому в этом интервале критические значения интенсивности имеют более высокие значения для Кетек РМ 3325, чем для ON Semi FC 30035. При ΔU > 0,5 В ON Semi FC 30035 характеризуются большими значениями чувствительности к интенсивности оптического излучения и коэффициента усиления общего тока, чем Кетек РМ 3325 М. В связи с этим при таких перенапряжениях критические значения интенсивности для ON Semi FC 30035 превосходят значения Кетек РМ 3325.

Наиболее сильная зависимость между критическим значением интенсивности и перенапряжением наблюдается для интервала перенапряжений ΔU = –0,5 ... 0,5 В (см. рис.3,*а*). Для оценки данной зависимости используется отношение изменения критической интенсивности $\Delta J_{крит}$ к изменению приложенного к Si-ФЭУ напряжения питания $\Delta U_{пит}$. Так, в рассматриваемом интервале перенапряжений $\Delta J_{крит}/\Delta U_{пит}$ = 7,7; 10,4; 8,5 мкВт/(см^2·В) для Кетек РМ 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно. Для других интервалов перенапряжений $\Delta J_{крит}/\Delta U_{пит}$ принимает меньшие значения. Так, в диапазоне ΔU = –1,5 ... –0,5 В значения $\Delta J_{крит}/\Delta U_{пит}$ = 2,0; 1,0; 1,0 мкВт/(см^2·В) для ON Semi FC 30035; Кетек РМ 3325; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно. В диапазоне ΔU = 0,5 ... 1,0 В значения $\Delta J_{крит}/\Delta U_{пит}$ = 3,0; 3,0; 1,0 мкВт/(см^2·В) для ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл»; Кетек РМ 3325 соответственно. Поэтому для обеспечения постоянства значения критического значения интенсивности в интервале перенапряжений ΔU = –0,5 ... 0,5 В необходимо предъявлять более высокие требования к стабильности напряжения питания Si-ФЭУ. Отметим, что большее значение $\Delta J_{крит}/\Delta U_{пит}$ среди исследуемых Si-ФЭУ имеют фотоприемники ON Semi FC 30035, а наименьшее – Кетек РМ 3325.

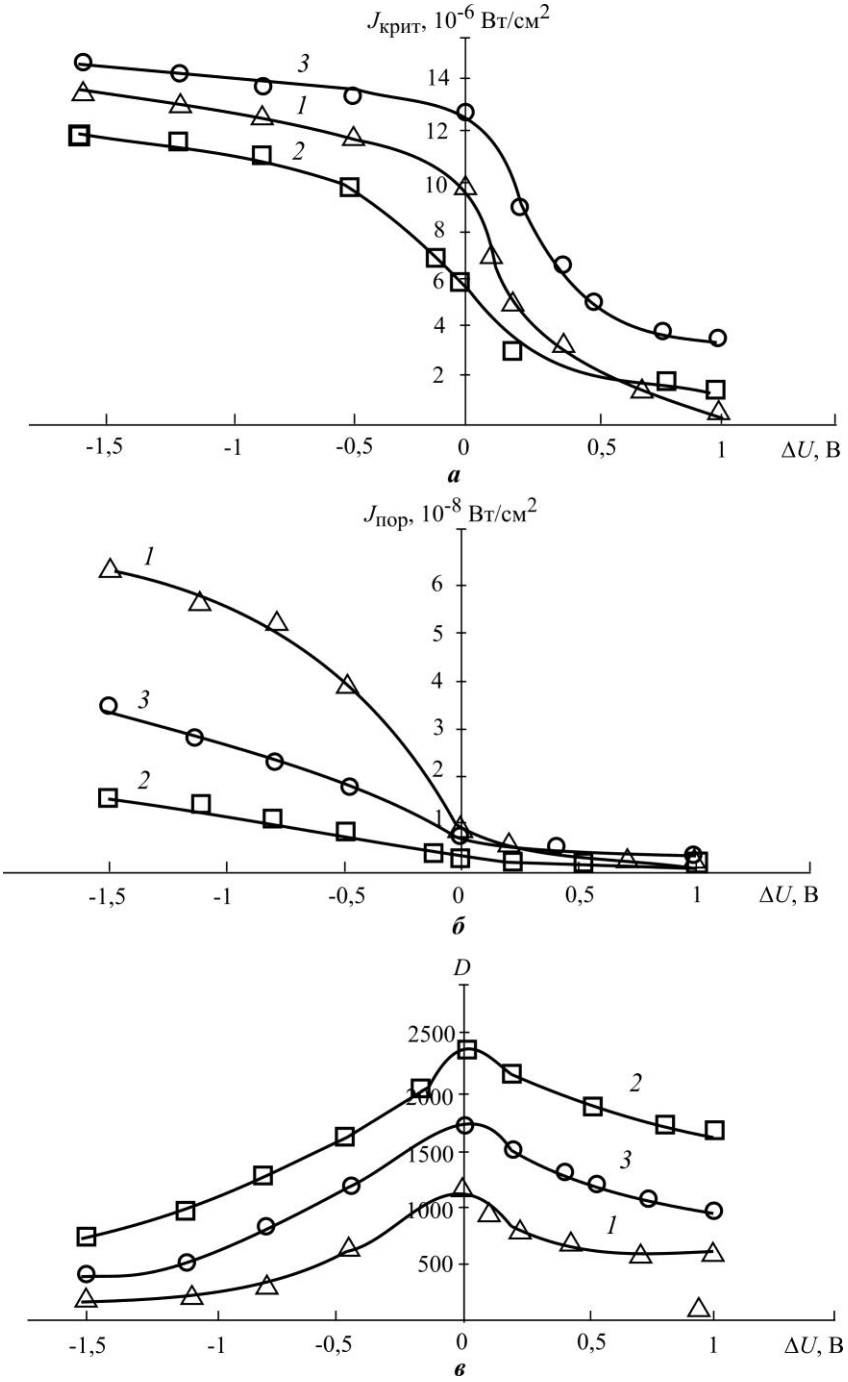


Рис.3. Зависимости критической интенсивности $J_{крит}$ (*а*), пороговой интенсивности $J_{пор}$ (*б*), динамического диапазона D (*в*) от перенапряжения ΔU для трех типов фотоприемников: *1* – ON Semi FC 30035; *2* – Кетек PM 3325; *3* – Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл»

Fig.3. Dependences of the critical intensity $J_{крит}$ (*a*), threshold intensity $J_{пор}$ (*b*), dynamic range D (*c*) on the overvoltage value for three Si-PEM: *1* – ON Semi FC 30035; *2* – Кетек PM 3325; *3* – Si-PEM OJSC «Integral»

Определение шум-фактора F для всех исследуемых Si-ФЭУ показало постоянство его значения для всего указанного интервала перенапряжений (≈1,0). Полоса пропускания B не изменяется в указанном интервале перенапряжений и остается практически одинаковой для всех исследуемых Si-ФЭУ ($B \approx 1{,}6$ МГц).

Пороговая интенсивность $J_{пор}$ определяется по формуле (1), при этом среднее квадратическое значение интенсивности излучения $J_1 = 0{,}5\ J_{крит}$. При таких значениях J_1 отклонение фототока от линейного закона зависимости $I_ф = f(J)$ не превышает 5 %.

На рис.3,*б* представлены зависимости пороговой интенсивности от величины перенапряжения. Наименьшие значения пороговой интенсивности для всех исследуемых Si-ФЭУ получены при ΔU = 1,0 В: $J_{пор}$ = 0,9; 0,8; 3,5 нВт/см^2 для Кетек PM 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно.

Уменьшение пороговой интенсивности с увеличением перенапряжения связано с ростом фоточувствительности и коэффициента усиления фототока [9, 10]. Все это увеличивает значение отношения сигнал/шум и, как следствие, приводит к уменьшению пороговой интенсивности. Значения отношения сигнал/шум, соответствующие полученным значениям интенсивности $J = 1{,}0\cdot10^{-6}$ Вт/см^2 при ΔU = –1,5 В, равны: С/Ш = 64; 16; 29 для Кетек PM 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно. При такой же интенсивности и ΔU = 1,0 В: С/Ш = 1168; 1282; 301 для Кетек PM 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно.

Наиболее сильная зависимость между пороговой интенсивностью и перенапряжением наблюдается для интервала перенапряжений ΔU = –1,5 ... 0,0 В (см. рис.3,*б*). Для оценки данной зависимости используется отношение изменения пороговой интенсивности $\Delta J_{пор}$ к изменению приложенного к Si-ФЭУ напряжения питания $\Delta U_{пит}$. Так, в рассматриваемом интервале перенапряжений $\Delta J_{пор}/\Delta U_{пит}$ = 8,7; 36,9; 18,1 нВт/(см^2·В) для Кетек PM 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно. Для интервала перенапряжений ΔU = 0,0 ... 1,0 В значения $\Delta J_{пор}/\Delta U_{пит}$ = = 1,6; 7,8; 4,2 нВт/(см^2·В) для Кетек PM 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно. Поэтому для обеспечения постоянства значения $J_{пор}$ в интервале перенапряжений ΔU = –1,5 ... 0,0 В необходимо предъявлять более высокие требования к стабильности напряжения питания Si-ФЭУ. Отметим, что большее значение $\Delta J_{пор}/\Delta U_{пит}$ среди исследуемых Si-ФЭУ имеют фотоприемники ON Semi FC 30035, а наименьшее – Кетек PM 3325.

На рис.3,*в* представлены зависимости динамического диапазона от перенапряжения. Все зависимости имеют максимум. Положения максимумов соответствуют напряжению пробоя (т.е. ΔU = 0,0 В) и коррелируют с функциональными зависимостями, представленными на рис.3,*а*,*б*. Значения максимумов для исследуемых Si-ФЭУ имеют следующие значения: D = 2400; 1200; 1700 для Кетек PM 3325; ON Semi FC 30035; Si-ФЭУ производства ОАО «Интеграл» соответственно.

Заключение. Исследования показали, что функциональные зависимости базовых параметров кремниевых фотоэлектронных умножителей имеют общие закономерности. В частности, рост перенапряжения ведет к уменьшению критической интенсивности и наиболее сильная зависимость критической интенсивности от перенапряжения наблюдается для ΔU = –0,1 ... 0,5 В. Поэтому при напряжениях питания Si-ФЭУ, соответствующих этому интервалу перенапряжений, необходимо обеспечивать более высокую его стабилизацию по сравнению с другими значениями перенапряжений. Увеличение перенапряжения приводит к уменьшению значения пороговой интенсивности. Наименьшее значение пороговой интенсивности 0,8 нВт/см^2 имеют фотоприемники ON Semi FC 30035 при перенапряжении 1,0 В.

Зависимость динамического диапазона от перенапряжения имеет максимум, который для всех типов исследуемых Si-ФЭУ приходится на ΔU = 0,0 В. При создании фотоприемных устройств на основе Si-ФЭУ для обеспечения максимального динами-

ческого диапазона регистрации необходимо выбирать напряжения питания фотоприемника, соответствующие этому максимуму. Наибольшее значение динамического диапазона показали изделия Кетек PM 3325.

Литература

1. ***Stagliano M., Abegãob L., Chierici A., d'Erricoa F.*** Silicon photomultiplier current and prospective applications in biological and radiological photonics // EPH - International Journal of Science and Engineering. 2018. Vol. 4. No. 10. P. 10–29.

2. ***Гулаков И.Р., Зеневич А.О.*** Фотоприемники квантовых систем. Минск: УО ВГКС, 2012. 276 с.

3. ГОСТ 17772-88. Приемники излучения полупроводниковые фотоэлектрические и фотоприемные устройства. Методы измерения фотоэлектрических параметров и определения характеристик. М.: Изд-во стандартов, 1988. 64 с.

4. ***Асаёнок, М.А., Зеневич А.О., Новиков Е.В., Сорока С.А.*** Влияние параметров оптического излучения на амплитудные характеристики кремниевых фотоэлектронных умножителей // Вес. Нац. акад. навук Беларусі. Сер. фіз.-тэхн. навук. 2020. Т. 65. № 1. С. 104–109.

5. Comprehensive model of the response of silicon photomultipliers / ***H.T. van Dam, S. Seifert, R. Vinke et al.*** // Transactions on Nuclear Science. 2010. Vol. 57. No. 4. P. 2254–2266.

6. ***Modi M.N., Daie K., Turner G.C., Podgorski K.*** Two-photon imaging with silicon photomultipliers // Optics Express. 2019. Vol. 27. No. 24/25. P. 35830–35841.

7. ГОСТ-21934-83. Приемники излучения полупроводниковые фотоэлектрические и фотоприемные устройства. Термины и определения. М.: Изд-во стандартов, 1988. 37 с.

8. ***Зи С.*** Физика полупроводниковых приборов: в 2 кн. Кн. 2 / пер. с англ. 2-е изд. перераб. и доп. М.: Мир, 1984. 456 с.

9. ***Асаёнок, М.А., Зеневич А.О.*** Исследование характеристик кремниевых фотоэлектронных умножителей // Прикладная физика. 2018. № 6. С. 49–53.

10. ***Асаёнок М.А., Горбадей О.Ю., Зеневич А.О.*** Коэффициент усиления кремниевого фотоэлектронного умножителя с низким напряжением питания // Проблемы инфокоммуникаций. 2017. №2(6). С. 82–86

Поступила в редакцию 01.10.2020 г.; после доработки 01.10.2020 г.; принята к публикации 24.11.2020 г.

Зеневич Андрей Олегович – доктор технических наук, профессор, ректор Белорусской государственной академии связи (Беларусь, 220114, г. Минск, ул. Ф. Скорины, 8/2), a.zenevich@bsac.by

Кочергина Ольга Викторовна – аспирант кафедры математики и физики Белорусской государственной академии связи (Беларусь, 220114, г. Минск, ул. Ф. Скорины, 8/2), o.kochergina@bsac.by

References

1. Staglianoa M., Abegãob L., Chierici A., d'Erricoa F. Silicon photomultiplier current and prospective applications in biological and radiological photonics. *EPH – International Journal of Science And Engineering*, 2018, no. 10, vol. 4, pp. 10–29.

2. Gulakov I.R., Zenevich A.O. *Photodetectors of quantum systems: monograph*. Minsk, VGKS Publ., 2012. 276 p. (in Russian).

3. *GOST 17772-88. Semiconducting photoelectric detectors and receiving photoelectric devices. Methods of measuring photoelectric parameters and determining characteristics*. Moscow, Standards publishing house, 1988. 64 p. (in Russian).

4. Asayonak M.A., Zenevich A.O., Novikau Ya.V., Saroca S.A. Influence of optical radiation parameters on the amplitude characteristics of silicon photoelectron multipliers. *Vestsi Natsyyanal'nai akademii navuk Belarusi. Seryya Fizika-Technichnych Navuk = Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-technical series*, 2020, vol. 65, no. 1, pp. 104–109 (in Russian).

5. Van Dam H.T., Seifert S., Vinke R., Dendooven P., Löhner H., Beekman F.J., Schaart D.R. A comprehensive model of the response of silicon photomultipliers. *Transactions on Nuclear Science*, 2010, no. 4, vol. 57, pp. 2254–2266.

6. Modi M.N., Daie K., Turner G.C., Podgorski K. Two-photon imaging with silicon photomultipliers. *Optics Express*, 2019, no. 24/25, vol. 27, pp. 35830–35841.

7. *GOST 21934-83. Semiconducting photoelectric detectors and receiving photoelectric devices. Terms and definitions*. Moscow, Standards publishing house, 1988. 37 p. (in Russian).

8. Sze S.M. *Physics of Semiconductor Devices*. Book 2. Moscow, Mir Publ., 1984. 456 p. (in Russian).

9. Asayonak M.A., Zenevich A.O. Investigation of the characteristics of silicon photomultipliers. *Prikladnaya fizika = Applied Physics*, 2018, no. 6, pp. 49–53 (in Russian).

10. Asayonak M.A., Zenevich A.O., Gorbadey O.Y. Amplification factor of silicon photoelectronic multipliers with low voltage supply. *Problemy Infokommunikatsiy = Problems of Infocommunications*, 2017, no. 2(6), pp. 82–86 (in Russian).

Received 01.10.2020; Revised 01.10.2020; Accepted 24.11.2020.

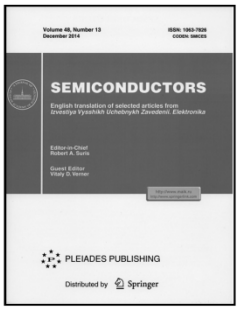
Information about the authors:

Andrey O. Zenevich – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Rector of the Belarusian State Academy of Communications (Belarus, 220114, Minsk, F. Skorina st., 8/2), a.zenevich@bsac.by

Olga V. Kochergina – PhD student of the Mathematics and Physics Department, Belarusian State Academy of Communications (Belarus, 220114, Minsk, F. Skorina st., 8/2), o.kochergina@bsac.by

Уважаемые авторы и читатели!

Вышел в свет журнал



SEMICONDUCTORS

Vol. 54, *No.* 13, 2020. - ISSN PRINT: 1063-7826,
ISSN ONLINE: 1090-6479,
в котором опубликованы избранные статьи
журнала «Известия вузов. Электроника».

http://pleiades.online
http://link.springer.com

СХЕМОТЕХНИКА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ
CIRCUIT ENGINEERING AND DESIGN

УДК 004.315 **DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-40-53**

Повышение быстродействия многоразрядного арифметико-логического устройства

А.Н. Якунин, Аунг Мьо Сан, Кхант Вин

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

yakunin.alexey@gmail.com

В современных микропроцессорах для сокращения временных затрат широко применяется арифметико-логическое устройство (АЛУ) с ускоренной организацией арифметического переноса, характеризующееся высоким быстродействием по сравнению с АЛУ с последовательной организацией арифметического переноса. Однако при наращивании разрядности входных данных время работы такого АЛУ линейно возрастает с ростом числа разрядов. Разработка эффективного АЛУ для обеспечения более высокой производительности, чем существующие известные решения, является актуальной задачей. В работе выполнен анализ АЛУ с последовательной и ускоренной организацией арифметического переноса. Для повышения скорости работы разработано многоразрядное АЛУ. Моделирование всех схем АЛУ осуществлено в среде САПР Altera Quartus-II. Проведено сравнение по количеству логических элементов и максимальной задержке в отчете моделирования схем АЛУ для 4, 8, 16, 32 и 64 разрядов. Реализована схема проверки результатов для подтверждения достоверности функционирования разработанного АЛУ. Установлено, что при выполнении операций с 64-разрядными операндами разработанное АЛУ дает снижение максимальной задержки на 53 % по сравнению АЛУ с последовательной организацией арифметического переноса и на 35,5 % по сравнению с АЛУ с ускоренной организацией арифметического переноса.

Ключевые слова: арифметико-логическое устройство (АЛУ) с последовательным арифметическим переносом; АЛУ с ускоренным арифметическим переносом; арифметический перенос; количество логических элементов; максимальная задержка

Для цитирования: Якунин А.Н., Аунг Мьо Сан, Кхант Вин. Повышение быстродействия многоразрядного арифметико-логического устройства // Изв. вузов. Электроника. 2021. Т. 26. № 1. С. 40–53. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-40-53

© А.Н. Якунин, Аунг Мьо Сан, Кхант Вин, 2021

Improving Performance of a Multi-Bit Arithmetic Logic Unit

A.N. Yakunin, Aung Myo San, Khant Win

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

yakunin.alexey@gmail.com

Abstract: In modern microprocessors to reduce the time resources the arithmetic-logic units (ALU) with an increased organization of arithmetic carry, characterized by high speed, compared to ALU with sequential organization of the arithmetic carry, are commonly used. However, while increasing the bit number of the input operands, the operating time of ALU of ALU with the accelerated arithmetic carry increases linearly depending on the number of bits. Therefore, the development of ALU, providing higher performance than the existing known solutions, is an actual task. In this work the analysis of ALU with sequential and accelerated organization of the arithmetic carry has been performed. To increase the speed of the operation, a multi-bit ALU has been developed. The simulation of ALU circuits has been executed in Altera Quartus – II CAD environment. The comparison has been performed by the number of logical elements and the maximum delay as a result of modeling the ALU circuits for 4, 8, 16, 32, and 64 bits. A scheme for checking the results has been implemented to confirm the reliability of developed ALU. As a result, it has been found that when performing operations with the 64-bit operands, the developed ALU reduces the maximum delay by 53 % compared to ALU with sequential arithmetic carry and by 35.5 % compared to ALU with the accelerated arithmetic carry, respectively.

Keywords: ALU with sequential arithmetic carry; ALU with the accelerated arithmetic carry; ALU; arithmetic carry; number of logic elements; maximum delay

For citation: Yakunin A.N., Aung Myo San, Khant Win. Improving performance of a multi-bit arithmetic logic unit. *Proc. Univ. Electronics*, 2021, vol. 26, no. 1, pp. 40–53. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-40-53

Введение. Как правило, задача чипов современных интегральных схем, таких как микропроцессоры общего назначения, цифровые сигнальные микропроцессоры, микроконтроллеры и другие специализированные схемы, – обработка цифровых данных и управление внутренними или внешними устройствами системы. Обычно это осуществляется с помощью алгоритмов, основанных на логических и арифметических операциях [1]. Для арифметической и логической обработки данных применяется арифметико-логическое устройство (АЛУ), которое является обязательным вычислительным элементом во всех современных микропроцессорных системах [2].

Вопросы проектирования АЛУ изложены, например, в работах [3–9]. АЛУ – логическая комбинационная схема, которая реализует арифметические и поразрядно-логические операции над входными многоразрядными операндами. Известны два типа АЛУ – с последовательной и ускоренной организацией арифметического переноса. Схемная реализация АЛУ с последовательной организацией арифметического переноса проста, однако она характеризуется невысоким быстродействием. Для повышения скорости работы широко используют АЛУ с ускоренной организацией арифметического переноса. Производительность такого АЛУ выше, чем у АЛУ с последовательной организацией арифметического

переноса. Тем не менее при наращивании разрядности входных данных его задержки по-прежнему линейно возрастают с ростом числа разрядности.

Цель настоящей работы – разработка эффективной структуры АЛУ для обеспечения более высокой производительности по сравнению с известными схемными решениями. Для достижения поставленной цели решают следующие задачи: анализ существующих схем АЛУ (с последовательной и ускоренной организацией арифметического переноса); разработка многоразрядного АЛУ с параллельно-префиксной организацией арифметического переноса; моделирование представленных АЛУ в среде САПР Altera Quartus-II; сравнение полученных характеристик при моделировании и подтверждение достоверности результатов работы разработанного АЛУ.

АЛУ с последовательной организацией арифметического переноса. Многоразрядное АЛУ может быть реализовано как комбинационная схема с использованием последовательного объединения в цепь n одноразрядных АЛУ, где n – число разрядов входных операндов [8]. При этом выход арифметического переноса некоторого разряда подключается ко входам арифметического переноса следующего разряда и т.д. Поэтому такое АЛУ называется АЛУ с последовательным арифметическим переносом (АЛУ с ПАП). На рис.1 показана схема 4-разрядного АЛУ с ПАП (n = 4).

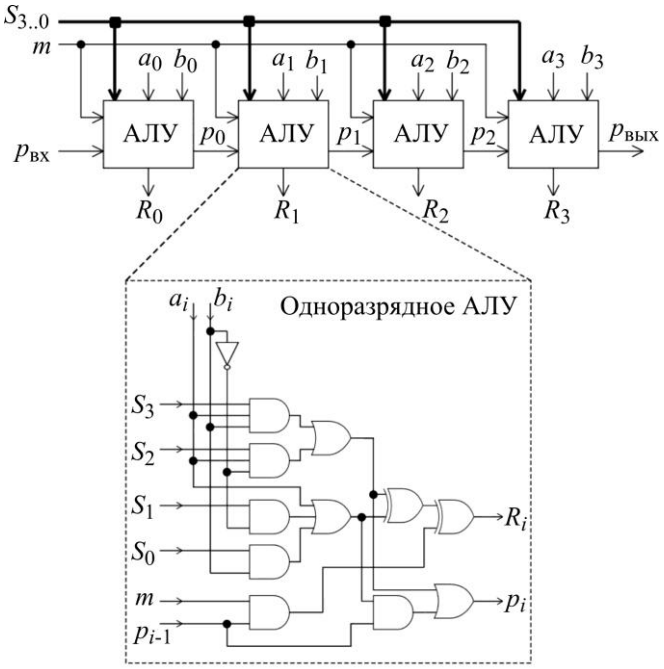


Рис.1. Схема 4-разрядного АЛУ с последовательной организацией арифметического переноса
Fig.1. Scheme of 4-bit ALU with sequential organization of arithmetic carry

Основу данной схемы составляет одноразрядное АЛУ, которое выдает результат операции в зависимости от значения 4-битного управляющего слова S, определяющего тип операции (сложение, вычитание, дизъюнкция, конъюнкция и т.д.). Сигнал модификатора m используется для разделения арифметических и логических операций: при m = 0 выполняются логические операции, при m = 1 – арифметические операции; p_i – сигнал арифметического переноса; a_i и b_i – разряды входных операндов A и B; R_i – разряд результата операции.

Работу АЛУ с ПАП для результата операции R_i и арифметического переноса p_i каждого разряда можно описать следующими логическими выражениями [8, 9]:

$$R_i = (S_3 a_i b_i \vee S_2 a_i \overline{b_i}) \oplus (a_i \vee S_1 \overline{b_i} \vee S_0 b_i) \oplus m p_{i-1},$$
$$p_i = (S_3 a_i b_i \vee S_2 a_i \overline{b_i}) \vee (a_i \vee S_1 \overline{b_i} \vee S_0 b_i) p_{i-1},$$

где символы «$\oplus$» и «$\vee$» обозначают знаки логических операций: «Исключающее ИЛИ» и «ИЛИ».

Данные логические выражения содержат четыре переменные управляющего слова *S*, которые могут определить 16 различных операций. Количество выполняемых операций удваивается, поскольку с помощью сигнала *m* можно разделить 16 логических и 16 арифметических операций. Значение входного арифметического переноса $p_{вх}$ влияет на результат арифметической операции, т.е. получаются два разных результата арифметической операции (при $p_{вх} = 0$ и $p_{вх} = 1$). Таким образом, схема АЛУ с ПАП позволяет выполнить всего 48 операций над 4-разрядными входными операндами (табл.1).

Таблица 1

Операции, выполняемые АЛУ с ПАП

Table 1

Operations performed by ALU with sequential arithmetic carry

Номер набора	Управляющее слово				Результат операции R		
	S_3	S_2	S_1	S_0	$m = 0$	$m = 1$	
						$p_{вх} = 0$	$p_{вх} = 1$
0	0	0	0	0	A	A	$A+1$
1	0	0	0	1	$A \vee B$	$A \vee B$	$(A \vee B)+1$
2	0	0	1	0	$A \vee \overline{B}$	$A \vee \overline{B}$	$(A \vee \overline{B})+1$
3	0	0	1	1	-1	-1	0
4	0	1	0	0	AB	$A\overline{B}+A$	$A\overline{B}+A+1$
5	0	1	0	1	B	$A\overline{B}+(A \vee B)$	$A\overline{B}+(A \vee B)+1$
6	0	1	1	0	$\overline{A \oplus B}$	$A-B-1$	$A-B$
7	0	1	1	1	$\overline{A} \vee B$	$A\overline{B}-1$	$A\overline{B}$
8	1	0	0	0	$A\overline{B}$	$AB+A$	$AB+A+1$
9	1	0	0	1	$A \oplus B$	$A+B$	$A+B+1$
10	1	0	1	0	$\overline{B}$	$AB+(A \vee \overline{B})$	$AB+(A \vee \overline{B})+1$
11	1	0	1	1	$\overline{AB}$	$\overline{AB}-1$	$\overline{AB}$
12	1	1	0	0	0	$A+A$	$A+A+1$
13	1	1	0	1	$\overline{A}B$	$A+(A \vee B)$	$A+(A \vee B)+1$
14	1	1	1	0	$\overline{A \vee B}$	$A+(A \vee \overline{B})$	$A+(A \vee \overline{B})+1$
15	1	1	1	1	$\overline{A}$	$A-1$	A

Примечание. «+» и «−» обозначают арифметические знаки сложения и вычитания соответственно.

Из таблицы видно, что при $m = 0$ АЛУ с ПАП может сгенерировать логические функции «НЕ», «И», «ИЛИ», «И-НЕ», «ИЛИ-НЕ», «Исключающее ИЛИ», «Исключающее ИЛИ-НЕ», передачи операнда и т.д. При $m = 1$ АЛУ выдает с помощью $p_{вх}$ результат таких арифметических операций, как сложение, вычитание, инкрементация,

декрементация, умножение на два, передача данных и т.д. Для реализации арифметической операции вычитания применяются обратный и дополнительные коды. Например, при $S_3 = S_0 = 0$ и $S_2 = S_1 = m = p_{вх} = 1$ получается арифметическое сложение операнда A с операндом B, представленным в дополнительном коде $(R = A + \overline{B} + 1)$, т.е. арифметическая операция вычитания: $R = A - B$.

К преимуществам АЛУ с ПАП относится простота аппаратной реализации, к недостаткам – низкое быстродействие (формирование сигналов результата операции и выходного арифметического переноса в каждом разряде осуществляется после поступления сигнала входного арифметического переноса предыдущего разряда). Следовательно, его критическая задержка увеличивается вместе с количеством разрядов входных операндов.

АЛУ с ускоренной организацией арифметического переноса. АЛУ с ПАП работает относительно медленно, поэтому целесообразно использовать другой тип АЛУ. Параллельный перенос позволяет реализовать схему АЛУ с более быстрым арифметическим переносом. Такую схему называют АЛУ с ускоренным арифметическим переносом (АЛУ с УАП) [8, 9]. Для уменьшения времени работы АЛУ с УАП использует сигналы подготовительных функций d_i и f_i, которые не зависят от входного арифметического переноса из предыдущего разряда. Для определения этих функций введем следующие обозначения:

$$d_i = (S_3 a_i b_i \vee S_2 a_i \overline{b_i}),$$
$$f_i = (a_i \vee S_1 \overline{b_i} \vee S_0 b_i).$$

Расчет арифметического переноса i-го разряда можно записать как

$$p_i = d_i \vee f_i p_{i-1}.$$

Для реализации 4-разрядного АЛУ с УАП логические выражения для вычисления каждого арифметического переноса имеют вид

$$\begin{aligned}
p_0 &= d_0 \vee f_0 p_{вх},\\
p_1 &= d_1 \vee f_1 p_0 = d_1 \vee f_1 d_0 \vee f_1 f_0 p_{вх},\\
p_2 &= d_2 \vee f_2 p_1 = d_2 \vee f_2 d_1 \vee f_2 f_1 d_0 \vee f_2 f_1 f_0 p_{вх},\\
p_3 &= d_3 \vee f_3 p_2 = \underbrace{d_3 \vee f_3 d_2 \vee f_3 f_2 d_1 \vee f_3 f_2 f_1 d_0}_{d'} \vee \underbrace{f_3 f_2 f_1 f_0 p_{вх}}_{f'}.
\end{aligned} \qquad (1)$$

В выражении (1) вычисление всех сигналов арифметического переноса зависит только от сигналов подготовительных функций и сигнала входного арифметического переноса $p_{вх}$. Поэтому они могут вычисляться одновременно. Это влияет на повышение быстродействия работы АЛУ. Выражение (1) реализует логику схемы ускоренного переноса, которая параллельно выдает сигналы арифметического переноса для определенных разрядов. На рис.2,*а* представлена схема 4-разрядного АЛУ с УАП, которая содержит четыре одноразрядных АЛУ и схему ускоренного переноса.

В схеме выходные сигналы d' и f' формируются по выражению (1) и используются для схемной реализации большого размера АЛУ с УАП. Для наращивания разрядов операндов обычно применяют способ групповой организации цепей переноса. На рис.2,*б* показана схема 16-разрядного АЛУ с УАП. В схеме в каждом 4-разрядном АЛУ с УАП формируются сигналы d' и f', поступающие на вход схемы ускоренного переноса.

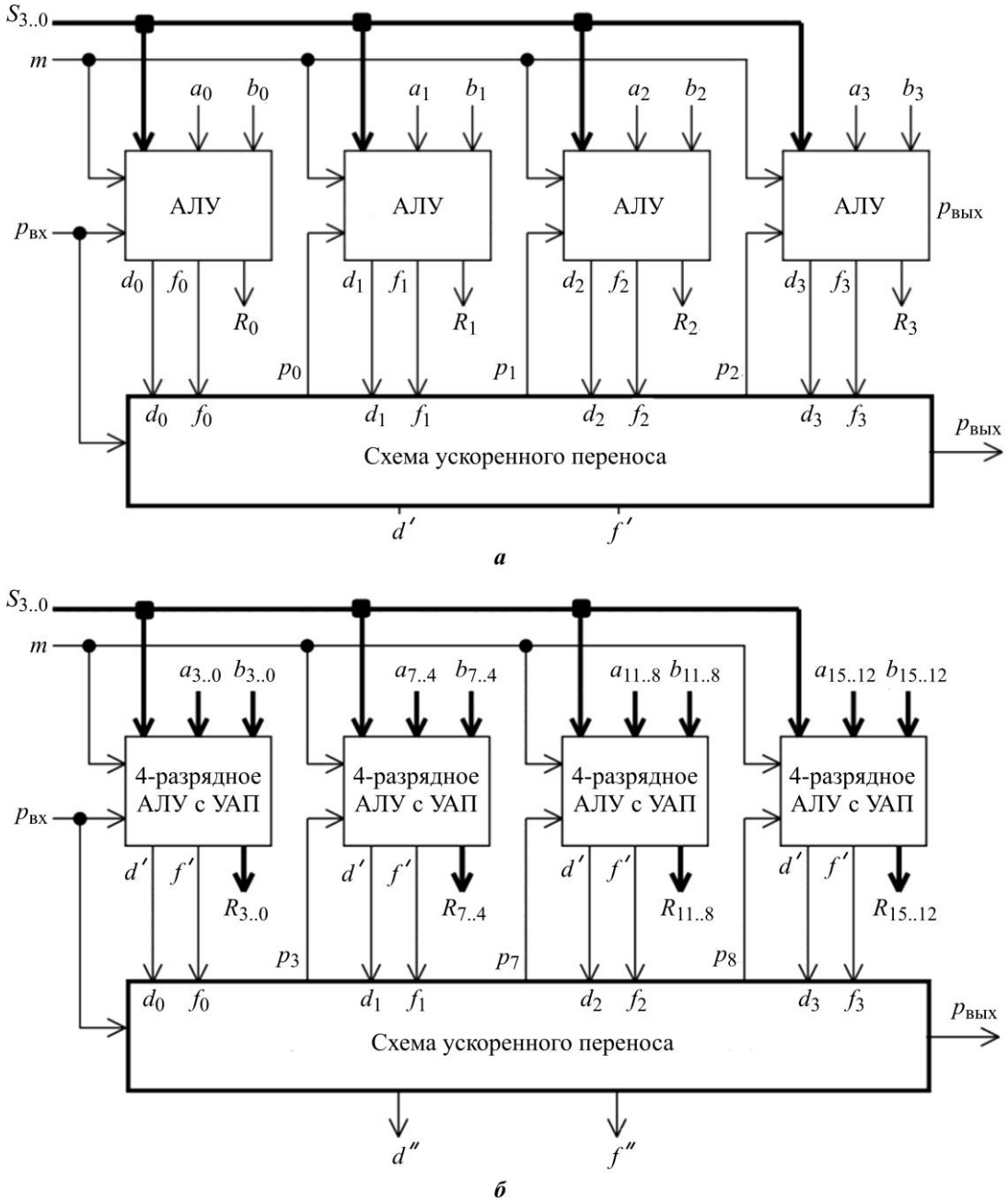


Рис.2. Схемы 4-разрядного (*а*) и 16-разрядного (*б*) АЛУ с ускоренной организацией арифметического переноса

Fig.2. Schemes of 4-bit (*a*) and 16-bit (*b*) ALU with accelerated organization of arithmetic carry

При $n \geq 16$ АЛУ с УАП работает гораздо быстрее по сравнению с АЛУ с ПАП. Тем не менее задержка АЛУ с УАП по-прежнему линейно возрастает с ростом n и увеличиваются его аппаратные затраты.

Разработка многоразрядного арифметико-логического устройства. Для повышения быстродействия многоразрядного АЛУ разработана схема АЛУ, в которой используется новая структура для формирования сигналов арифметического переноса.

Реализация этой структуры начинается с вычисления сигналов подготовительных функций для каждого входного разряда операндов i, $0 \le i \le n-1$:

$$d_i = S_3 a_i b_i \vee S_2 a_i \overline{b_i}, \quad f_i = a_i \vee S_1 \overline{b_i} \vee S_0 b_i. \tag{2}$$

Вычисление нормального арифметического переноса p_i АЛУ формулируется как

$$p_i = d_i \vee f_i d_{i-1} \vee f_i f_{i-1} d_{i-2} \vee f_i f_{i-1} f_{i-2} d_{i-3} \vee \ldots \vee f_i f_{i-1} \ldots f_0 p_{\text{вх}}. \tag{3}$$

Основываясь на определении (2), можно показать, что $d_i f_i = d_i$. Тогда выражение (3) будет иметь вид

$$p_i = (d_i \vee d_{i-1} \vee f_{i-1} d_{i-2} \vee f_{i-1} f_{i-2} d_{i-3} \vee \ldots \vee f_{i-1} \ldots f_0 p_{\text{вх}}) f_i. \tag{4}$$

Используя новую переменную z_i, уравнение (4) можно преобразовать так:

$$p_i = (d_i \vee d_{i-1} \vee f_{i-1} d_{i-2} \vee f_{i-1} f_{i-2} d_{i-3} \vee \ldots \vee f_{i-1} \ldots f_0 p_{\text{вх}}) f_i = z_i f_i. \tag{5}$$

Из (5) видно, что активность переключения битов p_i в равной степени зависит от значений, принятых битами f_i, и значения z_i. Учитывая определение (2), в частности, для z_4 согласно (5) имеем

$$z_4 = d_4 \vee d_3 \vee f_3 f_2 (d_2 \vee d_1) \vee f_3 f_2 f_1 f_0 (d_0 \vee p_{\text{вх}}). \tag{6}$$

Положим, что

$$D_i = d_i \vee d_{i-1} \text{ и } F_i = f_i f_{i-1}, \tag{7}$$

тогда уравнение (6) эквивалентно

$$z_4 = D_4 \vee F_3 D_2 \vee F_3 F_1 D_0,$$

где $D_0 = d_0 \vee p_{\text{вх}}$. В операторной форме z_4 может быть представлено как

$$z_4 = (D_4, F_3) \circ (D_2, F_1) \circ (D_0).$$

В случае 8 разрядов аналогично вычисляются значения $z_7 \ldots z_0$:

$$\left.\begin{aligned}
z_7 &= D_7 \vee F_6 D_5 \vee F_6 F_4 D_3 \vee F_6 F_4 F_2 D_1 \vee F_6 F_4 F_2 F_0 \\
z_6 &= D_6 \vee F_5 D_4 \vee F_5 F_3 D_2 \vee F_5 F_3 F_1 D_0 \\
z_5 &= D_5 \vee F_4 D_3 \vee F_4 F_2 D_1 \vee F_4 F_2 F_0 \\
z_4 &= D_4 \vee F_3 D_2 \vee F_3 F_1 D_0 \\
z_3 &= D_3 \vee F_2 D_1 \vee F_2 F_0 \\
z_2 &= D_2 \vee F_1 D_0 \\
z_1 &= D_1 \vee F_0 \\
z_0 &= D_0
\end{aligned}\right\},$$

где $D_0 = d_0 \vee p_{in}$ и $F_0 = f_0 p_{\text{вх}}$.

Принятые биты z_i можно формировать с помощью префиксного ассоциативного оператора «$\circ$» согласно следующим уравнениям:

$$\left.\begin{aligned}
z_7 &= (D_7, F_6) \circ (D_5, F_4) \circ (D_3, F_2) \circ (D_1, F_0) \\
z_6 &= (D_6, F_5) \circ (D_4, F_3) \circ (D_2, F_1) \circ (D_0) \\
z_5 &= (D_5, F_4) \circ (D_3, F_2) \circ (D_1, F_0) \\
z_4 &= (D_4, F_3) \circ (D_2, F_1) \circ (D_0) \\
z_3 &= (D_3, F_2) \circ (D_1, F_0) \\
z_2 &= (D_2, F_1) \circ (D_0) \\
z_1 &= (D_1, F_0) \\
z_0 &= (D_0)
\end{aligned}\right\}.$$

Используя ассоциативный оператор, связывающий пары сигналов D и F, можно получить биты z_i четной и нечетной индексированной позиции битов:

$$\left.\begin{aligned}
z_{2m} &= (D_{2m}, F_{2m-1}) \circ (D_{2m-2}, F_{2m-3}) \circ \ldots\ldots \circ (D_0) \\
z_{2m+1} &= (D_{2m+1}, F_{2m}) \circ (D_{2m-1}, F_{2m-2}) \circ \ldots\ldots \circ (D_1, F_0)
\end{aligned}\right\}. \qquad (8)$$

Вычисление z_i можно представить в виде параллельного префиксного дерева. Расчет битов z_i вместо нормальных арифметических переносов p_i усложняет получение битов окончательного результата R_i, поскольку в этом случае вычисление R_i может быть преобразовано следующим образом:

$$R_i = d_i \oplus f_i \oplus m p_{i-1} = d_i \oplus f_i \oplus m z_{i-1} f_{i-1}. \qquad (9)$$

Выходной арифметический перенос p_{n-1} (т.е. $p_{\text{вых}}$) формируется как

$$p_{n-1} = z_{n-1} f_{n-1}. \qquad (10)$$

Далее рассмотрим структурную схему АЛУ. Она состоит из трех каскадов (рис.3): предвычисления; формирования параллельного префиксного дерева; формирования результата.

Работа данной схемы начинается с предварительного вычисления подготовительных функций d_i и f_i для каждого разряда с помощью блоков подготовительных функций (БПФ), реализованных согласно уравнению (2). Затем при объединении полученных битов d_i и f_i из БПФ формируются пары сигналов D_i и F_i в основании выражения (7). Далее с помощью сигналов D_i и F_{i-1} вычисляются сигналы z_i для четной и нечетной позиций битов в основании (8), пока сигнал z_i не будет известен для каждого разряда. В итоге данное АЛУ вычисляет результат операции R_i на основе уравнения (9) с использованием блока формирования результата (БФР). Сигнал выходного арифметического переноса реализуется по уравнению (10).

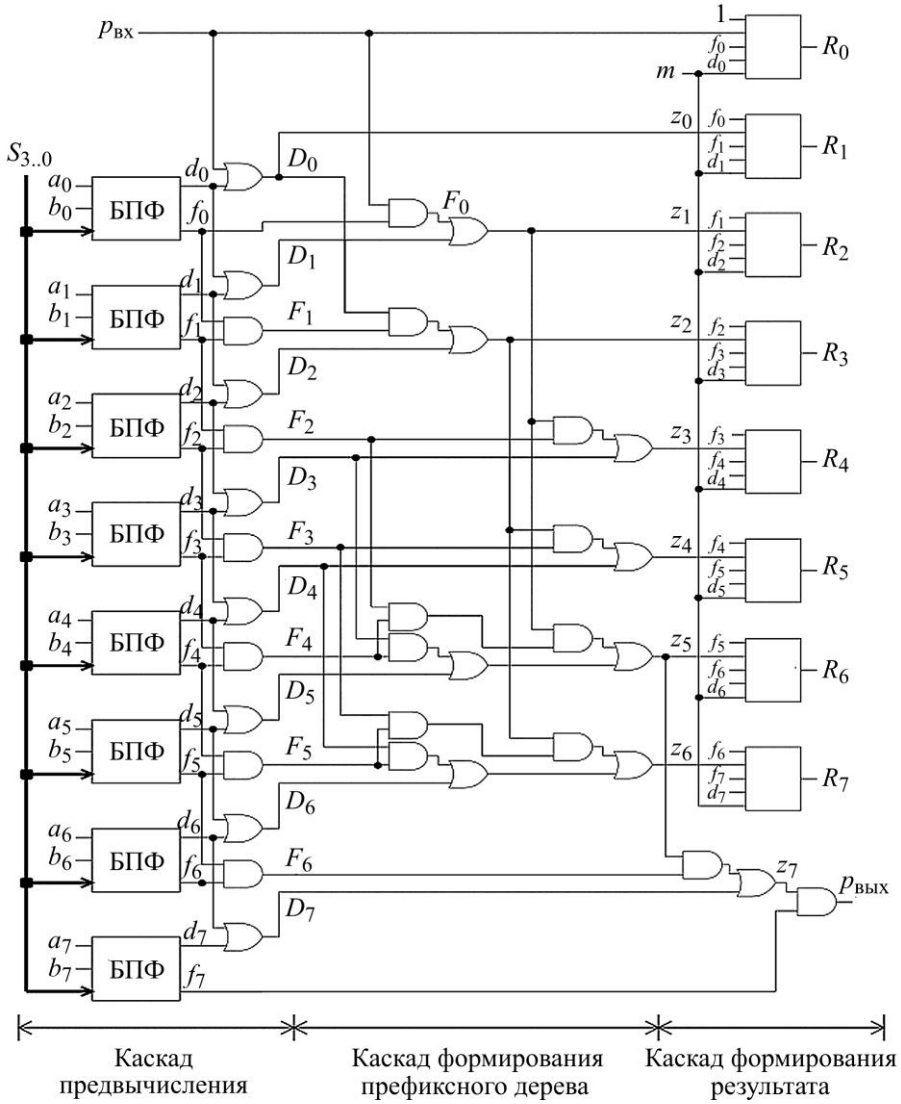


Рис.3. Схема 8-разрядного разработанного АЛУ
Fig.3. Scheme of 8-bit proposed ALU

Для проектирования схемы разработанного АЛУ, которая имеет разрядность больше, чем 8 разрядов, предложена схема 64-разрядного АЛУ (рис.4). В работе реализуются схематичные блоки, применяющиеся для большей наглядности префиксного дерева. Эти блоки принимают входные данные от заданной позиции бита $(D,F)^{l-1}$, а также от более низких позиций бита $(D^*,F^*)^{l-1}$ на предыдущем уровне в соответствии с выражением $(D,F)^l=(D,F)^{l-1}\circ(D^*,F^*)^{l-1}=(D\vee FD^*)^{l-1},(FF^*)^{l-1}$. Затем они объединяются между собой для создания префиксного дерева.

Анализ данной структуры АЛУ показал, что количество уровней схематичных блоков на каскаде префиксного дерева соответствует $l=\log_2 n-1$, где n – разрядность входных операндов, каждый из которых имеет одинаковое число схематичных блоков. Критический путь данного АЛУ проходит через БПФ для предварительного вычисления d_i и f_i, двухвходовой элемент для формирования сигналов D_i и F_{i-1}, $\log_2 n-1$ схематичных блоков для вычисления z_i и БФР для получения сигнала R_i. Таким образом,

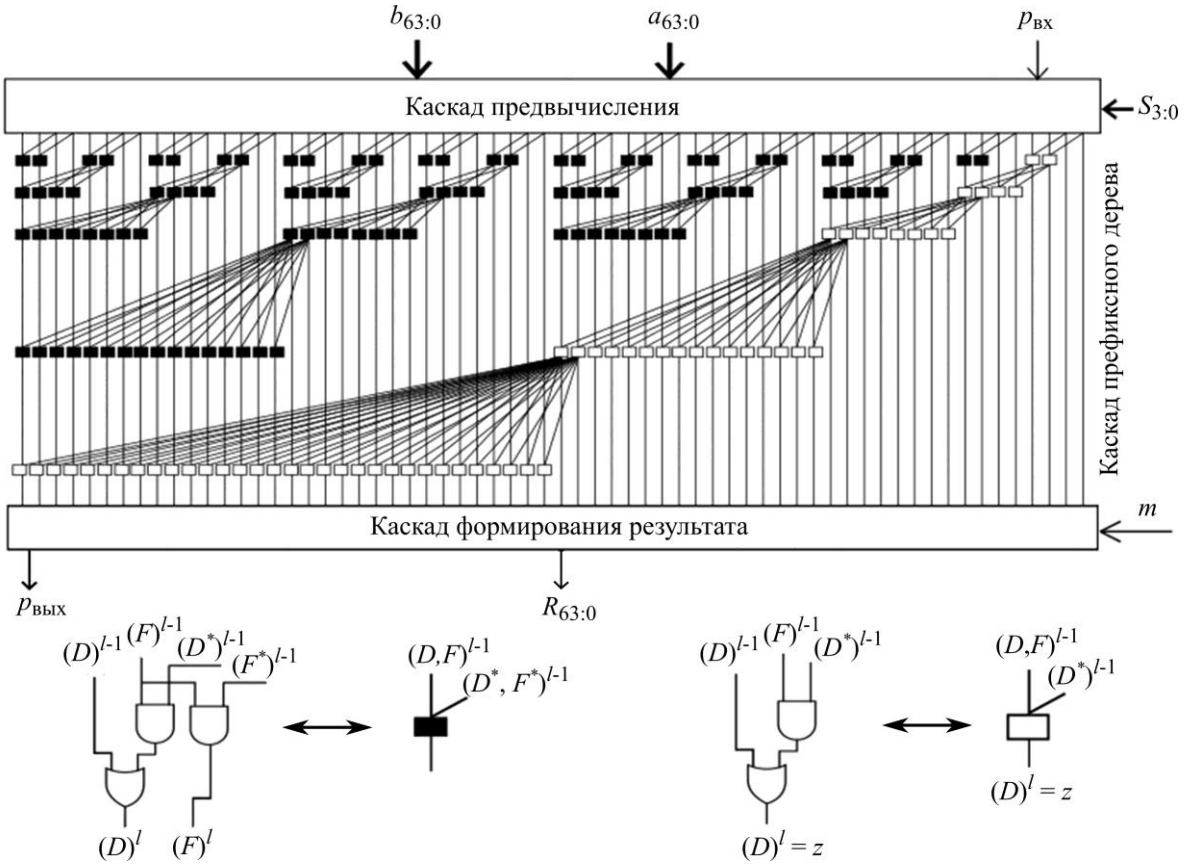


Рис.4. Схема 64-разрядного разработанного АЛУ (■, □ – схематичные блоки)
Fig.4. Scheme 64-bit proposed ALU (■, □ – schematic blocks)

время выполнения операций разработанного АЛУ достигает значения, которое растет с числом разрядов логарифмически, а не линейно.

Результаты моделирования АЛУ. Моделирование схем рассмотренных АЛУ для выполнения 4-, 8-, 16-, 32- и 64-разрядных операндов проведено в среде САПР Quartus-II на базе ПЛИС Altera «EP2C20F484C7» семейства Cyclone-II. Для оценки аппаратных и временных затрат используются количество логических элементов и максимальная задержка в отчете результатов моделирования. В табл.2 для сравнения приведены аппаратные и временные затраты АЛУ. Достоверность выполнения операций 8-разрядного разработанного АЛУ подтверждена временной диаграммой, полученной в среде САПР Quartus-II (рис.5).

Анализ характеристик представленных АЛУ показывает, что аппаратные затраты разработанного АЛУ выше, чем у АЛУ с ПАП и АЛУ с УАП, в частности, у 64-рязрядных АЛУ эта разница равна 156 логическим элементам (33 %) и 126 логическим элементам (26 %) соответственно. Однако разработанное АЛУ дает снижение максимальной задержки по сравнению с другими АЛУ, поэтому быстродействие разработанной структуры будет выше, чем у АЛУ с ПАП и АЛУ с УАП. В частности, разработанное АЛУ дает выигрыш в скорости до 53 % по сравнению с АЛУ с ПАП и до 35,5 % по сравнению АЛУ с УАП. Результаты показывают, что чем больше разрядность АЛУ, тем больше процентная разность скорости работы между ними.

Таблица 2

Аппаратные и временные характеристики АЛУ

Table 2

Hardware and timing characteristics of the ALUs

Число разрядов	Количество логических элементов АЛУ			Максимальная задержка АЛУ, нс		
	АЛУ с ПАП	АЛУ с УАП	Разработанный АЛУ	АЛУ с ПАП	АЛУ с УАП	Разработанный АЛУ
4	17	21	19	14,2	14,5	14,1
8	36	36	42	19,5	19	17,9
16	74	89	92	22,1	20,7	20,2
32	155	171	213	31,2	26	23,5
64	315	345	471	58,2	42,6	27,4

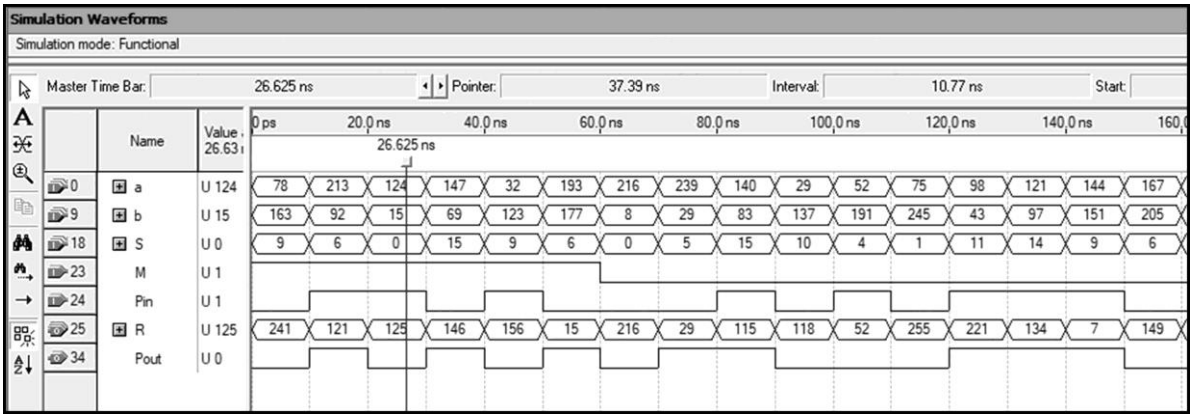


Рис.5. Результаты выполнения операций разработанного АЛУ
Fig.5. Simulation results of the developed ALU

Подтверждение достоверности результатов работы АЛУ. Достоверность работы АЛУ подтверждена временной диаграммой с малым количеством частных примеров (см. рис.5). В действительности входные операнды АЛУ имеют большое количество возможных значений. Поэтому целесообразно использовать другой способ подтверждения. Для подтверждения достоверности АЛУ при всех возможных значениях аргументов предлагается использовать схему для проверки результатов, представленную на рис.6. Схема содержит 8-битное разработанное АЛУ, 8-битное стандартное (эталонное) АЛУ с ПАП, 22-битный суммирующий счетчик [10], 9-битный цифровой компаратор равенства, 4-входовой логический элемент «И» и два инвертора.

Данная схема имеет следующие входы: тактовой импульс (*clk*), старт (*start*), сброс (*reset*), а также выходы: 22-разрядное число ($q_{[15..0]}$), финиш (*Done*) и сигнал обнаруживаемой ошибки (*Error*). Рассмотрим работу схемы. Вначале предположим, что выходной сигнал E компаратора и сигнал инверсии $\overline{c_{out}}$ выходного переноса счетчика равны 1. В этом случае *reset* =1 и *start*=1, а *clk* поступает на тактовой вход счетчика через элемент «И». Тогда счетчик последовательно вычисляет все 2^{22}=4 194 304 возможных значения 22-разрядного двоичного числа, переход к следующему значению происходит по возрастающему фронту тактового импульса. Расчетные значения определяются счетчиком как $q_{21}...q_{18}$ – для управляющего слова $S_3...S_0$; q_{17} – для сигнала модификатора m;

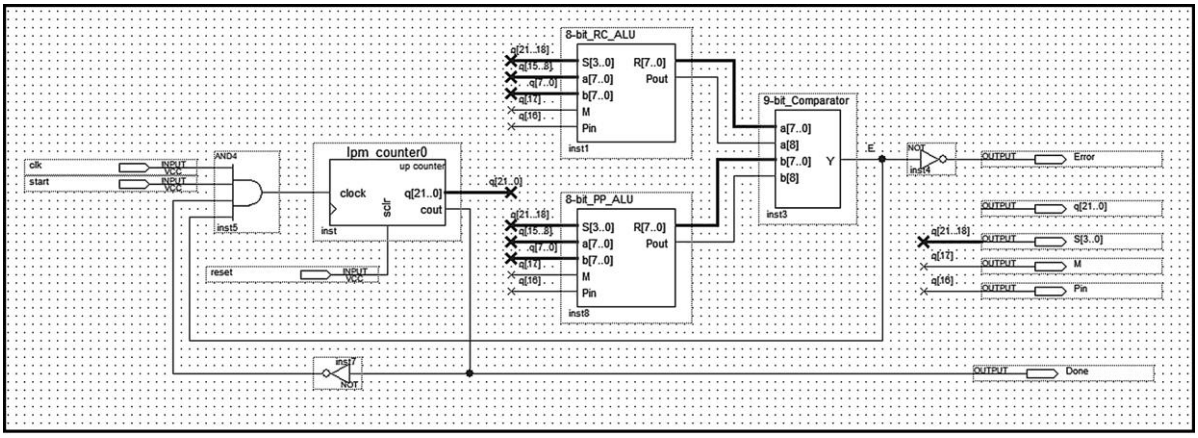


Рис.6. Схема для проверки результатов работы АЛУ
Fig.6. Scheme for checking the results of the developed ALU

q_{16} – для входного арифметического переноса $p_{вх}$; $q_{15}...q_8$ – для первого операнда A и $q_7...q_0$ – для второго операнда B. Все определенные сигналы подаются на соответствующие входы как разработанного АЛУ, так и эталонного АЛУ. Эти АЛУ выполняют операции над входными операндами разными способами в зависимости от значений $S_3...S_0$, m и $p_{вх}$ и на выходы передают 9-битные результаты ($R_3...R_0$ и $p_{вых}$). Далее компаратор сравнивает два 9-разрядных результата и выдает один выходной сигнал E, показывая, равны ли они. Если все соответствующие разряды равны, то в результате сигнал E будет равен 1 и процесс действия повторится до достижения финиша. Если какие-либо разряды окажутся неравными, то в результате сигнал *Error* будет равен логической «1» и процесс проверки остановится. Когда выходной перенос счетчика c_{out} составит логическую «1», тогда сигнал *Done* будет установлен логической «1», т.е. процесс проверки результатов полностью закончится и процесс действия остановится.

Моделирование предложенной схемы проводилось в среде САПР Altera Quartus-II. На рис.7 показана успешная проверка результатов разработанного АЛУ при выполнении операций со всеми возможными значениями двух 8-разрядных операндов, полученная в среде Quartus-II.

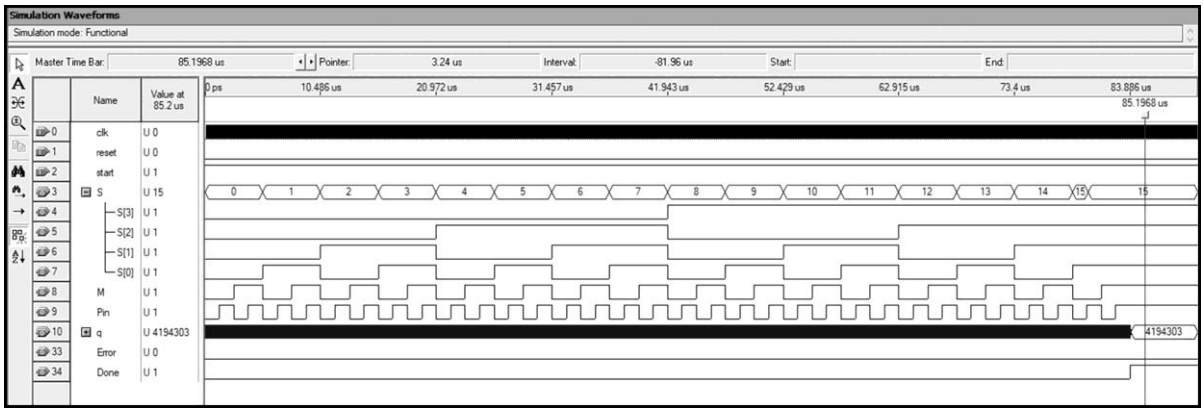


Рис.7. Временная диаграмма успешной проверки результатов схемы разработанного АЛУ
Fig.7. Timing diagram of successful verification of the results of the developed ALU

Из рис.7 видно, что сигнал *Done* принял значение логической «1» при $q_{21}...q_0 = 4\,194\,303$, т.е. процесс проверки результатов схемы разработанного АЛУ полностью закончен. При этом сигнал обнаруживаемой ошибки никогда не активируется. Это подтверждает, что в схеме разработанного АЛУ отсутствуют какие-либо ошибки структуры при выполнении всех 48 арифметических и логических операций со всеми возможными значениями входных операндов.

Заключение. Анализ разработанного АЛУ с параллельно-префиксной организацией арифметического переноса показал, что скорость работы арифметических и логических операций повышается. Достоверность результатов работы данного АЛУ при выполнении операций со всеми возможными значениями двух 8-битных операндов подтверждена схемой проверки результатов, моделирование которой выполнено в среде САПР Altera Quartus-II. В результате сравнительного анализа характеристик АЛУ выявлено, что при количестве разрядов операндов 4, 8, 16, 32 и 64 разработанное АЛУ имеет лучшее быстродействие по сравнению с другими. Однако для схемной реализации разработанное АЛУ имеет бóльшие аппаратные затраты.

Разработанное АЛУ может применяться при проектировании интегральных схем современных высокоскоростных микропроцессоров.

Литература

1. ***Reto Zimmermann.*** Binary adder architectures for cell-based VLSI and their synthesis. Zurich: Swiss Federal Institute of Technology, 1997. 110 p.

2. ***Орлов С.А., Цилькер Б.Я.*** Организация ЭВМ и систем: учебник для вузов. 2-е изд. СПб.: Питер, 2011. 688 с.

3. ***Фрике К.*** Вводный курс цифровой электроники. 2-е изд. испр. М.: Техносфера, 2004. 432 с.

4. ***Преснухин Л.Н.*** Микропроцессоры: в 3 кн. Кн. 1: Архитектура и проектирование микроЭВМ: учебник для вузов. М.: Высшая школа, 1986. 495 с.

5. ***Гласман К.Ф., Покопцева М.Н.*** Цифровые устройства и микропроцессоры. Ч. 1: уч. пособие для студентов. СПб., 2008. 85 с.

6. ***Tertulien Ndjountche***. Sequential and arithmetic logic circuits. Digital electronics 2. Great Britain and the United States, 2016. 330 p.

7. ***Угрюмов Е.П.*** Цифровая схемотехника: учеб. пособие для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 528 с.

8. Моделирование микропроцессорных систем на базе ПЛИС с использованием Verilog HDL и САПР Quartus II / ***Д.Н. Беклемишев, А.Н. Орлов, М.Г. Попов и др.*** М.: МИЭТ, 2014. 100 с.

9. Микропроцессорные средства и системы: курс лекций / ***Д.Н. Беклемишев, А.Н. Орлов, А.Л. Переверзев и др.*** М.: МИЭТ, 2013. 288 с.

10. ***Harris D.M., Harris S.L.*** Digital design and computer architecture. 2nd ed. Avenue South, N. Y., 2013. P. 690.

Поступила в редакцию 27.07.2020 г.; после доработки 27.07.2020 г.; принята к публикации 24.11.2020 г.

Якунин Алексей Николаевич – доктор технических наук, доцент Института микроприборов и систем управления имени Л.Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), yakunin.alexey@gmail.com

Аунг Мьо Сан – аспирант Института микроприборов и систем управления имени Л.Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), aungmyosan61028@gmail.com

Кхант Вин – магистрант Института микроприборов и систем управления имени Л.Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), kwin36032@gmail.com

References

1. Reto Zimmermann. *Binary adder architectures for cell-based VLSI and their synthesis.* Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 1997. 110 p.

2. Orlov S.A., Tsilker B.Ya. *Organization of computers and systems. Textbook for universities.* 2nd edition, Peter Publ., 2011. 688 p. (in Russian)

3. Fricke K. *Introductory course in digital electronics*. 2nd revised edition. Moscow, 2004, 432 p. (in Russian)

4. Presnukhin L.N. *Microprocessors. In 3 books. Book. 1. Architecture and design of microcomputers: textbook for universities.* 1986. 495 p. (in Russian)

5. Glasman K.F., Pokoptseva M.N. *Digital devices and microprocessors. Part 1. Textbook*. St. Petersburg, 2008. 85 p. (in Russian)

6. Tertulien Ndjountche. Sequential and *Arithmetic Logic Circuits. Digital Electronics 2*. Great Britain and the United States, 2016. 330 p.

7. Ugryumov E.P. *Digital circuitry. Textbook for universities*. 2nd edition. Petersburg, 2005. 528 p. (in Russian)

8. Beklemishev D.N., Orlov A.N., Popov M.G., Kudrov A.A., Pereverzev A.L. *Simulation of FPGA-based microprocessor systems using Verilog HDL and Quartus II CAD.* Moscow, MIET Publ., 2014, 100 p. (in Russian)

9. Beklemishev D.N., Orlov A.N., Pereverzev A.L., Popov M.G., Goryachev A.V., Kononov A.I. *Microprocessor hardware and systems: a course of lectures.* Moscow, MIET Publ., 2013. 288 p. (in Russian)

10. David Money Harris, Sarah L. Harris. *Digital design and computer architecture*. 2nd edition. Avenue South, New York, 2013. 690 p.

Received 27.07.2020; Revised 27.07.2020; Accepted 24.11.2020.

Information about the authors:

Alexey N. Yakunin – Dr. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Institute Computer, Microwave and Control System Engineering, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), yakunin.alexey@gmail.com

Aung Myo San – PhD student of the Institute Computer, Microwave and Control System Engineering, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), aungmyosan61028@gmail.com

Khant Win – Master's degree student of the Institute Computer, Microwave and Control System Engineering, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), kwin36032@gmail.com

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

С тематическими указателями статей за 1996 - 2020 гг., аннотациями и содержанием последних номеров на русском и английском языках можно ознакомиться на сайте:

http://ivuz-e.ru

УДК 621.3.049.774:621.376.9 DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-54-63

Исследование методов подавления паразитных составляющих в спектре выходного сигнала СВЧ-квадратурного модулятора

Т.Ю. Крупкина[1], В.В. Лосев[1], Л.В. Недашковский[1,2], Ю.А. Чаплыгин[1]

[1]Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия
[2]АО «НИИМА «Прогресс», г. Москва, Россия

leo_ned@mail.ru

При создании современных беспроводных систем связи широко используются СВЧ-квадратурные модуляторы и демодуляторы. Для обмена информацией без потерь и сбоев важно обеспечивать высокое качество передаваемых сигналов. Наиболее критичными и нежелательными составляющими спектра выходного сигнала СВЧ-квадратурного модулятора являются несущая частота (частота гетеродина) и паразитная боковая составляющая. В работе с помощью компьютерного моделирования выявлены методы подавления паразитных составляющих. Данные методы основаны на минимизации фазового, амплитудного, а также токового разбалансов в различных узлах схемы СВЧ-квадратурного модулятора. Для подавления используются специальные цифроаналоговые преобразователи в совокупности с полифазным фильтром на варикапах, фазосдвигающим блоком, источниками тока. Эффективность этих методов обусловлена достижением в опытных образцах значений подавления паразитных составляющих 50 дБ и более. Установлено, что для подавления паразитной боковой составляющей минимизация фазового разбаланса более эффективна, чем минимизация амплитудного разбаланса. Выявлено, что для регулирования фазового разбаланса эффективна архитектура с использованием фазосдвигающего блока. Полученные результаты могут быть полезны при проектировании высокоточных радиочастотных блоков различного назначения.

Ключевые слова: СВЧ-квадратурный модулятор; подавление несущей частоты; подавление боковой составляющей; СВЧ

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект №19-07-00541/20).

Для цитирования: Крупкина Т.Ю., Лосев В.В., Недашковский Л.В., Чаплыгин Ю.А. Исследование методов подавления паразитных составляющих в спектре выходного сигнала СВЧ-квадратурного модулятора // Изв. вузов. Электроника. 2021. Т. 26. № 1. С. 54–63. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-54-63

© Т.Ю. Крупкина, В.В. Лосев, Л.В. Недашковский, Ю.А. Чаплыгин, 2021

Research of Methods for Suppression of Parasitic Components in RF Quadrature Modulator Output Signal Spectrum

T.Yu. Krupkina[1], V.V. Losev[1], L.V. Nedashkovskiy[1,2], Yu.A. Chaplygin[1]

[1]National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia
[2]JSC Progress Microelectronics Research Institute, Moscow, Russia

leo_ned@mail.ru

Abstract: The quadrature modulators and demodulators are widely used to create modern wireless communication systems. It is important to ensure high quality of the transmitted signals in order to have the exchange of information without loss or failure. From the point of view of the spectral decomposition of the signal (Fourier series decomposition), the useful component of the spectrum must be much larger than all other components. The carrier (LO frequency and spurious sideband are the most critical and undesirable quadrature modulator output signal spectral components. In the work, in the course of the research using the methods of suppressing the parasitic components, based on minimizing phase, amplitude and current imbalances in various nodes of the quadrature modulator circuit, have been revealed. In order to realize suppression, the special digital-to-analog converters are used in conjunction with a polyphase filter on varicaps, a phase-shifting block and current sources. The effectiveness of these methods is confirmed by the achievement of suppression of parasitic components in prototypes of 50 dB or more. It has been stated that the phase unbalance minimization is more effective than the amplitude unbalance minimization to sideband suppression. It has been revealed that the use of a phase-shifting block is a more suitable architecture to control the phase unbalance. The obtained results can be useful in the design of high-precision radio frequency units for various purposes.

Keywords: RF quadrature modulator; carrier suppression; sideband suppression; RF

Funding: this study has been supported by the Russian Foundation for Basic Research (project No. 19-07-00541/20).

For citation: Krupkina T.Yu., Losev V.V., Nedashkovskiy L.V., Chaplygin Yu.A. Research of methods for suppression of parasitic components in RF quadrature modulator output signal spectrum. *Proc. Univ. Electronics*, 2021, vol. 26, no. 1, pp. 54–63. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-54-63

Введение. СВЧ-квадратурные модуляторы и демодуляторы, являющиеся ключевыми блоками построения приемо-передающих трактов, представляют собой сложные устройства преобразования аналогового сигнала. Модуляторы налагают сигнал данных на несущую частоту, а демодуляторы выделяют этот сигнал из модулированного сигнала. Вместе с демодуляторами модуляторы применяются в приемо-передающих трактах военной аппаратуры связи, в спутниковой навигации, устройствах радиолокации, аппаратуре радиоэлектронного противодействия, а также в бытовых устройствах сотовой и беспроводной связи. СВЧ-квадратурные модуляторы и демодуляторы имеют два канала – I и Q. Сигнал, модулированный квадратурным способом, несет суммарную

информацию обеих квадратурных составляющих, что является одним из преимуществ таких трактов [1].

Любой реальный аналоговый сигнал есть сумма большого числа гармонических колебаний с разными частотами и разными амплитудами. Для того чтобы модуляторы и демодуляторы работали качественно (информация передавалась без потерь и сбоев), их выходные сигналы должны быть достаточно «чистыми». С точки зрения спектрального разложения сигнала (разложения в ряд Фурье) это означает, что полезная составляющая спектра должна быть много больше всех других составляющих. Если речь идет о качестве квадратурных устройств, то важнейшим аспектом является идентичность *I*- и *Q*-каналов LO-тракта (Local Oscillator) по фазе (90°) и амплитуде (например, при *n*-QAM-модуляции с возрастанием амплитудного и фазового разбаланса возрастает частота появления битовых ошибок). Аналогична ситуация и с квадратурными выходами демодулятора: они должны быть максимально идентичными по тем же параметрам.

Изменение разбаланса фазы (квадратуры) и амплитуды тракта расщепления сигнала гетеродина существенно влияет на подавление паразитной боковой составляющей в спектре выходного сигнала в модуляторах при однополосной модуляции, а также на разбаланс фазы выходных сигналов в демодуляторах. Изменение токов в смесителях, или смещений на базах токозадающих транзисторов, может компенсировать технологический разброс и менять подавление несущей в спектре выходного сигнала в модуляторах при однополосной модуляции, а также менять разбаланс амплитуды выходных сигналов в демодуляторах [2].

Математическое описание. Степень подавления паразитной боковой составляющей *SB* (Sideband Suppression) – это отношение уровня мощности нижней боковой к уровню мощности верхней боковой [3]. Этот параметр можно оценить выражением

$$SB = 20\lg\frac{LSB}{USB} = 10\lg\frac{\Delta A^2 - 2\Delta A\cos\Delta\varphi + 1}{\Delta A^2 + 2\Delta A\cos\Delta\varphi + 1},$$

где *LSB* (Lower Sideband, полезная) и *USB* (Upper Sideband, паразитная) – частотные составляющие разности гетеродина и информационного сигнала и их суммы соответственно; ΔA – разбаланс амплитуд; $\Delta\varphi$ – разбаланс фаз квадратурных составляющих [4].

Для наилучшего подавления паразитных составляющих необходимо обеспечить максимально точную квадратуру сигналов и их идентичность. Таким образом, погрешности коэффициента усиления и фазы сигналов гетеродина являются критическими показателями качества СВЧ-квадратурных модулятора и демодулятора. Хорошие приборы имеют минимальные значения этих параметров, которые не ограничивают показатели подавления боковой составляющей в системе. Даже в хорошо спроектированном квадратурном модуляторе погрешность фазы сигнала гетеродина может ухудшаться из-за наличия в нем составляющих помехи. Значительное влияние на подавление боковой составляющей оказывают два критических параметра сигнала гетеродина – уровень гармоник и скважность. Более того, топология квадратурного расщепителя фазы существенно влияет на качество сигнала гетеродина, поступающего на квадратурный модулятор [5].

При анализе приемо-передающих трактов используется величина, называемая степенью подавления зеркального канала *IRR* (Image-Rejection Ratio). В случае рассогласования амплитуд ΔA и фаз $\Delta\varphi$ (рад) в цепях квадратурного смесителя

$$IRR = \frac{4}{(\Delta\varphi)^2 + (\Delta A)^2}.$$

Крайне проблематично добиться степени согласования амплитуд лучше, чем 1 мдБ, и степени согласования фаз лучше 1°, что соответствует подавлению 41 дБ. Требуемое подавление может составлять 80 дБ и более. В этом случае необходимо применять схемы автокалибровки и дополнительной фильтрации [6].

Методы подавления паразитных составляющих. В процессе разработки СВЧ-квадратурных модуляторов и демодуляторов выявлены и исследованы различные методы подавления паразитных составляющих спектра выходного сигнала (рис.1).



Рис.1. Условная классификация методов подавления паразитных составляющих
Fig.1. Conditional classification of methods for the suppression of parasitic components

Наиболее критичными и нежелательными составляющими спектра выходного сигнала СВЧ-квадратурного модулятора являются несущая частота (частота гетеродина) и паразитная боковая составляющая. Приведем более подробно описание методов подавления паразитных составляющих.

Регулирование разбаланса фазы с помощью ПФФ на варикапах (метод 1). В работе [7] описывается полифазный фильтр (ПФФ) с регулируемой фазовой ошибкой на основе варикапов вместо конденсаторов. Возможен вариант использования МОП-транзисторов в качестве резисторов с переменным сопротивлением [8]. Регулировка квадратуры в таком ПФФ проводится путем перестройки рабочей полосы, которая может осуществляться с помощью переменной емкости варикапов. Преимуществами такой архитектуры являются отсутствие потребления (нет узлов питания и земли), простота реализации (используются только пассивные элементы) [9]. К недостаткам можно отнести большие потери, ограниченный диапазон емкостей

варикапов, который ведет к возможности перестройки фазового разбаланса в ограниченном частотном диапазоне, а также неравномерные шаги перестройки ввиду нелинейного характера ВФХ варикапов и сильную зависимость разбаланса от частоты. На рис.2 представлена электрическая схема исследуемого ПФФ.

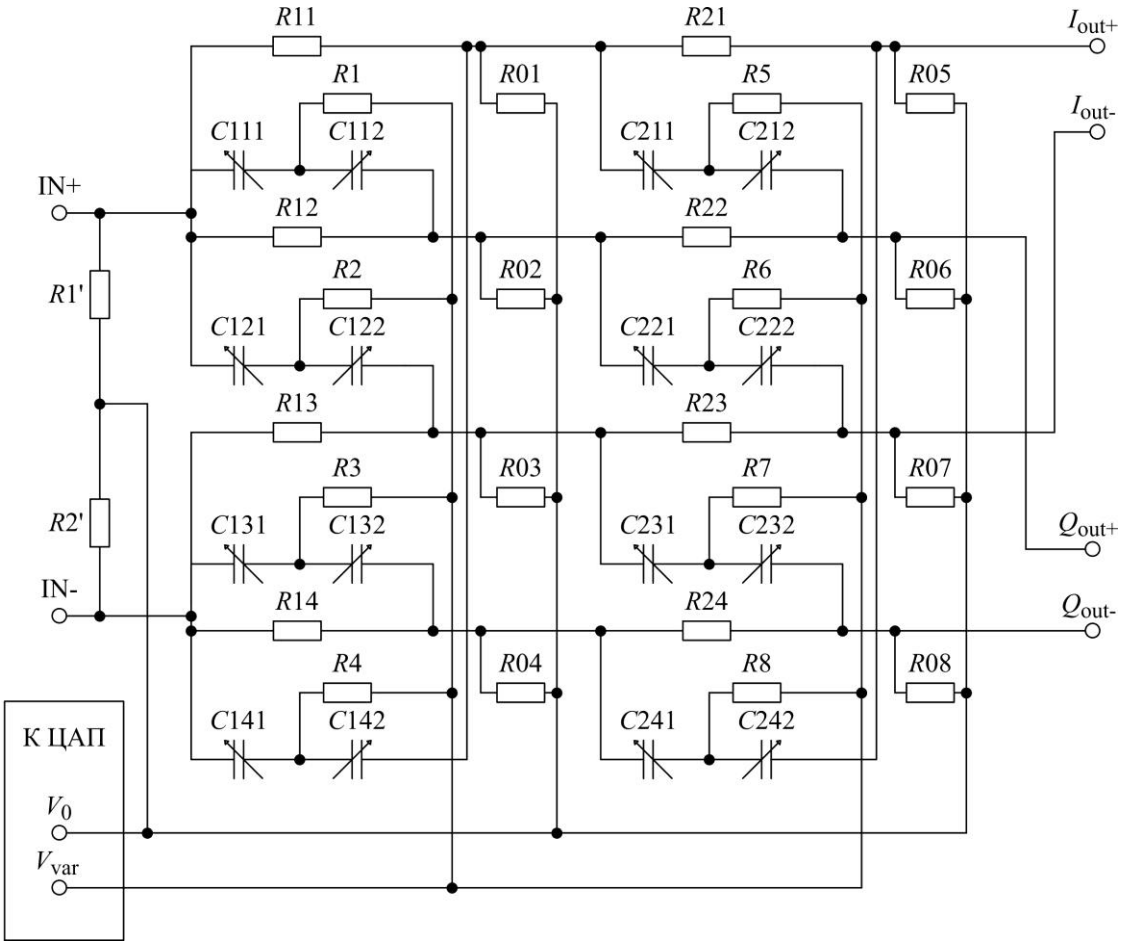


Рис.2. Электрическая схема ПФФ с варикапами
Fig.2. Schematic of the polyphase filter with varicaps

Регулирование разбаланса фазы фазосдвигающим блоком (метод 2). Существует альтернативный способ регулировки фазового разбаланса, описанный в работе [10]. Фазовая ошибка квадратуры может управляться фазовращающим (фазосдвигающим) блоком, следующим за ПФФ. Такой блок (рис.3) представляет собой совокупность усиливающих и суммирующих узлов с перекрестными связями. Фазовый сдвиг может задаваться путем изменения соотношения перекрестно связанных сигналов (баланса дифференциальных пар). Поскольку схема состоит из дифференциальных пар, сигналы усиливаются. Разбаланс фазы мало зависит от частоты. Однако потребление такого блока может составлять от нескольких миллиампер до нескольких десятков миллиампер в зависимости от конфигурации.

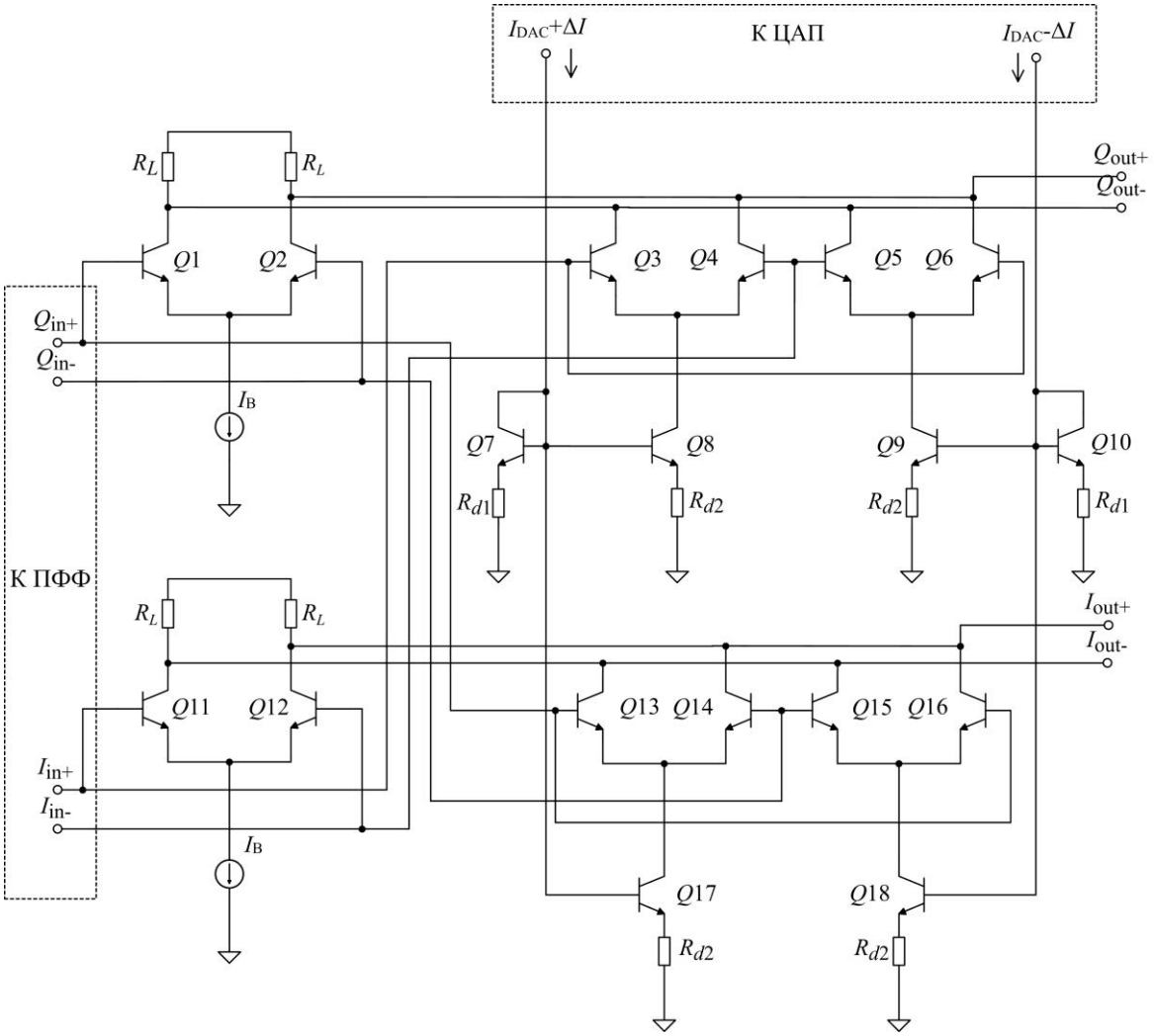


Рис.3. Электрическая схема фазосдвигающего блока [10]
Fig.3. Schematic of the phase-shifting block [10]

Регулирование разбаланса фазы введением токового разбаланса дифференциальной пары в предусилителе и делителе частоты (метод 3). Регулировка может осуществляться как в дифференциальном усилителе, так и в эмиттерных повторителях. В первом случае изменяются смещения на базах токозадающих транзисторов, во втором – регулируются добавочные токи. Потребление определяется источником тока. Диапазон регулирования небольшой относительно предыдущих методов.

Регулирование амплитудного разбаланса добавлением тока в дифференциальную пару и в выходной каскад тракта (метод 4). Схемотехнически этот метод аналогичен предыдущему. При работе с выходным каскадом необходимо подавать одинаковые токи в его плечи для сохранения фазового разбаланса. Чем бóльшие токи подаются, тем больше амплитуда сигнала.

Регулирование токов в смесителе изменением напряжений на базах токозадающих транзисторов (метод 5). Подстройка токов в смесителях может не только увеличить подавление несущей в спектре выходного сигнала модулятора и регулировать разбаланс амплитуды выходных сигналов в демодуляторах, но и регулировать общий ток потребления, линейность изделий, компенсировать завал их АЧХ и регулировать температурную зависимость.

Проектирование, моделирование и измерения. В ходе разработки СВЧ-квадратурных модуляторов и демодуляторов изучены рассмотренные методы. Их эффективность обусловлена достижением значений подавления паразитных составляющих, равных 50 дБ и более. Выбор конкретного метода зависит от требований к потреблению и значению подавления.

Для обеспечения возможности коррекции с заданной точностью спроектированы специальные ЦАП с управляющими напряжениями или токами. Примеры моделирования подавления паразитных составляющих с использованием методов 1 и 4 представлены на рис.4, метода 5 – на рис.5. С применением методов подавления удалось увеличить подавление паразитной боковой составляющей с 40 до 53 дБм (улучшение на 13 дБ, см. рис.4,*б*) и подавление несущей с 34 до 63 дБм (улучшение на 29 дБ, см. рис.5,*б*).

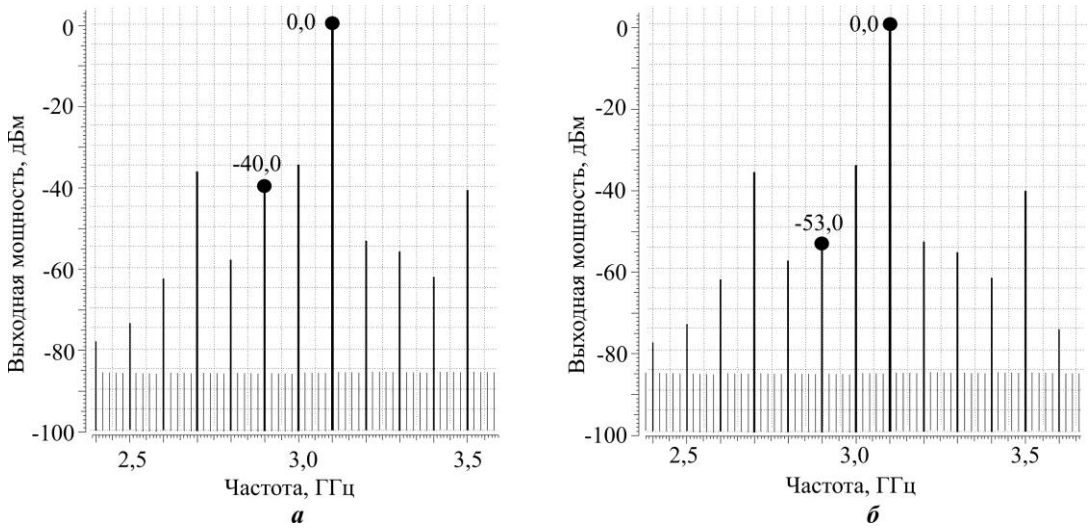


Рис.4. Спектральные характеристики выходного сигнала модулятора без корректировки (*а*) и с корректировкой (*б*) параметров LO-тракта

Fig.4. The modulator output signal spectra without correction of LO parameters (*a*), with correction of LO parameters: the suppression of the parasitic side component is improved by 13 dB (*b*)

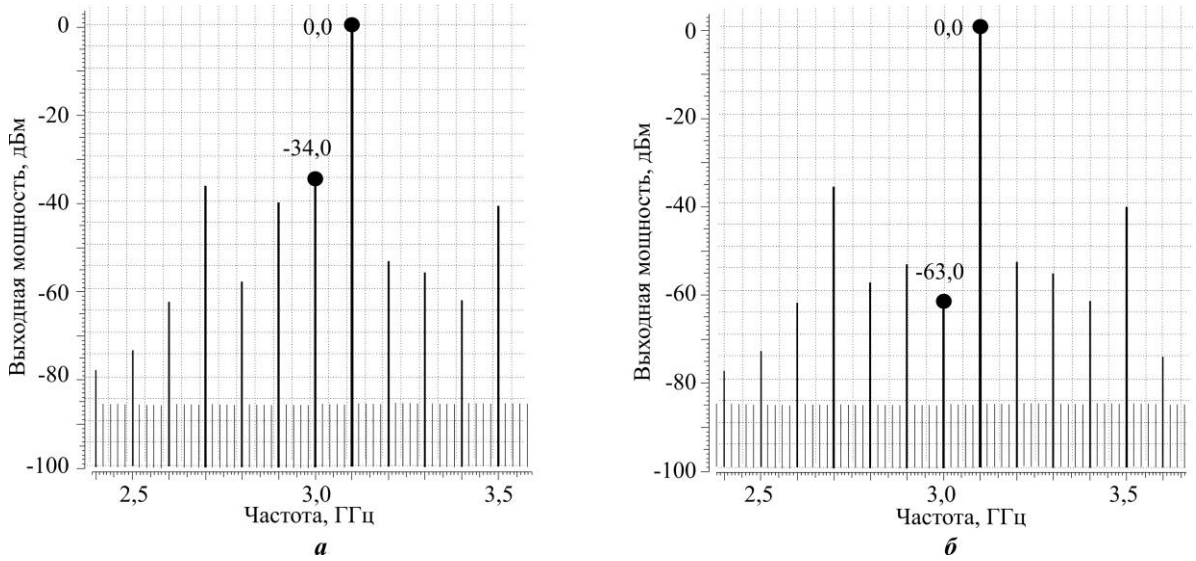


Рис.5. Спектральные характеристики выходного сигнала модулятора без корректировки (*а*) и с корректировкой (*б*) токов в смесителях

Fig.5. The modulator output signal spectra without correction of currents in mixers (*a*), with correction of currents in mixers (*b*)

В ходе моделирования СВЧ-квадратурных модуляторов с ПФФ на варикапах и с фазосдвигающим блоком проведен сравнительный анализ [11], который показал, что, несмотря на более значительное потребление мощности и более сложную структуру, тракт с фазосдвигающим блоком имеет существенные преимущества. В отличие от архитектуры с ПФФ в архитектуре с фазосдвигающим блоком сигналы усиливаются, разбаланс фазы мало зависит от частоты, обеспечиваются более плавные и равномерные шаги перестройки.

Разработанный тракт с ПФФ на основе варикапов обеспечивает регулировку в диапазоне ±3° на частотах от 1,8 до 6 ГГц (на определенных частотах достигаются и большие значения). Тракт с фазосдвигающим блоком способен регулировать фазовый разбаланс в диапазонах ±2,5, ±4,5, ±6,5 и ±8,5° в зависимости от управляющего кода на входах ЦАП.

По результатам проектирования изготовлены опытные образцы СВЧ-квадратурных модуляторов для измерения электрических характеристик и проверки возможности коррекции подавления паразитных составляющих спектра выходного сигнала. Кристаллы помещены в 32-выводные корпуса типа QFN. Для проведения экспериментальных измерений спроектирована и собрана печатная плата со специальным контактирующим устройством для корпусированных микросхем. Использована следующая аппаратура: векторный генератор сигналов, высокочастотный источник сигнала, программируемый источник питания, анализатор источников сигнала, цифровой осциллограф, анализатор спектра, универсальный цифровой вольтметр, программатор. Измерения подавления паразитных составляющих (измерения мощности выходного сигнала) проведены в соответствии с ГОСТ 20271.1.

Экспериментально установлено, что для подавления паразитной боковой составляющей минимизация фазового разбаланса (методы 1–3) более эффективна, чем минимизация амплитудного разбаланса (метод 4), примерно на 10 дБ; при минимизации фазового разбаланса метод 2 обеспечивает бóльшую точность, равномерность и диапазон перестройки фазы, чем метод 1, а метод 3 является вспомогательным по отношению к первым двум.

Заключение. В ходе разработки СВЧ-квадратурных модуляторов выявлены и исследованы пять методов увеличения подавления паразитных составляющих спектра выходного сигнала. Результаты компьютерного моделирования и измерения образцов показали, что регулировка фазы более эффективна, чем регулировка амплитуды, а регулировка фазы фазосдвигающим блоком более точная и равномерная, чем регулировка ПФФ на варикапах. С помощью описанных методов удалось добиться значения подавления паразитной боковой составляющей 53 дБ и значения подавления несущей частоты 63 дБ.

Литература

1. ***Pun K.-P., Franca J.E., Azeredo-Leme C.*** Circuit design for wireless communications. Improved techniques for image rejection in wideband quadrature receivers. Boston; Dordrecht; London: Kluwer Academic Publishers, 2003. 207 p.

2. The development of quadrature modulators and demodulators 1800 Mhz–6 Ghz with digital correction of parameters / ***R.S. Shabardin, N.V. Shabardina, I.I. Mukhin et al.*** // 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). IEEE, 2019. P. 1612–1615.

3. A D-band 48-Gbit/s 64-QAM/QPSK direct-conversion I/Q transceiver chipset / ***S. Carpenter, D. Nopchinda, M. Abbasi et al.*** // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2016. Vol. 64. No. 4. P. 1285–1296.

4. ***Carpenter S., He Z.S., Zirath H.*** Multi-functional D-band I/Q modulator/demodulator MMICs in SiGe BiCMOS technology //International Journal of Microwave and Wireless Technologies. 2018. Vol. 10. No. 5–6. P. 596–604.

5. ***Zhang Y.*** Wireless transmitter IQ balance and sideband suppression // Analog Devices, AN-1100 Application Note. 2010. P. 1–8.

6. ***Carpenter S., Abbasi M., Zirath H.*** Fully integrated D-band direct carrier quadrature (I/Q) modulator and demodulator circuits in InP DHBT technology // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2015. Vol. 63. No. 5. P. 1666–1675.

7. ***Sanderson D.I., Svitek R.M., Raman S.*** A 5-6-GHz polyphase filter with tunable I/Q phase balance // IEEE microwave and wireless components letters. 2004. Vol. 14. No. 7. P. 364–366.

8. ***Шевцов И.В., Арьков А.В., Плехова М.А.*** Исследование и проектирование регулируемого полифазного фильтра // Аллея науки. 2017. Т. 1. №. 15. С. 364–371.

9. The design of large image rejection and wideband CMOS active polyphase filter for BeiDou RF receiver / ***Y. Yin, Y. Ma, S. Kang et al.*** // IEICE Electronics Express. 2020. Vol. 17. No. 12. P. 1–5.

10. ***Leifso C., Nisbet J.*** A monolithic 6 GHz quadrature frequency doubler with adjustable phase offset // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2006. Vol. 41. No. 2. P. 405–412.

11. ***Недашковский Л.В., Тимошенков В.П., Шабардин Р.С.*** Сравнение способов регулировки фазового разбаланса тракта гетеродина в квадратурных модуляторах и демодуляторах // Научно-практическая конференция «Интеллектуальные системы и микросистемная техника»: сб. тр. М.: МИЭТ, 2020. С. 143–149.

Поступила в редакцию 28.10.2020 г.; после доработки 28.10.2020 г.; принята к публикации 24.11.2020 г.

Крупкина Татьяна Юрьевна – доктор технических наук, профессор, заместитель заведующего кафедрой интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), krupkina@dsd.miee.ru

Лосев Владимир Вячеславович – доктор технических наук, профессор кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), dsd@miee.ru

Недашковский Леонид Владимирович – аспирант кафедры интегральной электроники и микросистем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), дизайнер СБИС АО «НИИМА «Прогресс» (Россия, 125183, г. Москва, пр-т Черепановых, 54), leo_ned@mail.ru

Чаплыгин Юрий Александрович – академик РАН, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой интегральной электроники и микросистем, президент Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), president@miet.ru

References

1. Pun K.-P., Franca J.E., Azeredo-Leme C. *Circuit design for wireless communications. Improved Techniques for Image Rejection in Wideband Quadrature Receivers*. Boston, Dordrecht, London, Kluwer Academic Publishers, 2003. 207 p.

2. Shabardin R.S, Shabardina N.V., Mukhin I.I., Morozov D.N., Nedashkovskiy L.V. The development of quadrature modulators and demodulators 1800 MHz–6 GHz with digital correction of parameters. *Proceedings of the 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering ElConRus 2019*. 2019, pp. 1612–1615.

3. Carpenter S., Nopchinda D., Abbasi M., He Z. S., Bao M., Eriksson T., Zirath H. A D-band 48-Gbit/s 64-QAM/QPSK direct-conversion I/Q transceiver chipset. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 2016, vol. 64, iss. 4, pp. 1285–1296.

4. Carpenter S., He Z.S., Zirath H. Multi-functional D-band I/Q modulator/demodulator MMICs in SiGe BiCMOS technology. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2018, vol. 10, ssi. 5–6, pp. 596–604.

5. Zhang Y. Wireless transmitter IQ balance and sideband suppression. *Analog Devices, AN-1100 Application Note*, 2010, pp. 1–8.

6. Carpenter S., Abbasi M., Zirath H. Fully integrated D-band direct carrier quadrature (I/Q) modulator and demodulator circuits in InP DHBT technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015,vol. 63, iss. 5, pp. 1666–1675.

7. Sanderson D.I., Svitek R.M., Raman S. A 5-6-GHz polyphase filter with tunable I/Q phase balance. *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, 2004, vol. 14, iss. 7, pp. 364–366.

8. Shevtsov I.V., Ar'kov A.V., Plekhova M.A. Research and design of the regulated polyphase filter. *Alleya nauki = Science Alley*. 2017, vol. 1, iss. 15, pp. 364–371. (In Russian).

9. Yin, Y., Ma, Y., Kang, S., Guan, H., Jin, G., Qi, X. The design of large image rejection and wideband CMOS active polyphase filter for BeiDou RF receiver. *IEICE Electronics Express*, 2020, vol. 17, iss. 12, pp. 1–5.

10. Leifso C., Nisbet J. A monolithic 6 GHz quadrature frequency doubler with adjustable phase offset. *IEEE journal of solid-state circuits*, 2006, vol. 41, iss. 2, pp. 405–412.

11. Nedashkovskiy L.V., Timoshenkov V.P., Shabardin R.S. Comparison of local oscillator path phase imbalance control methods in quadrature modulators and demodulators. *Intelligent systems and microsystem technology: collection of works.* Moscow, MIET Publ., 2020, pp. 143–149. (In Russian).

Received 28.10.2020; Revised 28.10.2020; Accepted 24.11.2020.

Information about the authors:

Tatyana Yu. Krupkina – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Deputy Head of the Integrated Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), krupkina@dsd.miee.ru

Vladimir V. Losev – Dr. Sci. (Eng.), Prof. of the Integrated Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), dsd@miee.ru

Leonid V. Nedashkovskiy – PhD student of the Integrated Electronics and Microsystems Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), VLSI Designer, JSC Progress Microelectronics Research Institute (Russia, 125183, Moscow, Cherepanovykh Ave., 54), leo_ned@mail.ru

Yuri A. Chaplygin – Correspondent Member of the Russian Academy of Sciences, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Head of the Integrated Electronics and Microsystems Department, President, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), president@miet.ru

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

Полные тексты статей журнала с 2009 по 2020 гг. доступны на сайтах Научной электронной библиотеки: www.elibrary.ru и журнала «Известия высших учебных заведений. Электроника»: http://ivuz-e.ru

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА
INTEGRATED RADIOELECTRONIC DEVICES

УДК 621.396.67:621.38 **DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-64-73**

Проектирование многолучевой приемо-передающей апертуры низкоорбитальной космической системы связи

***А.Г. Ефимов*[1], *С.А. Корнеев*[2], *В.С. Матвеев*[3], *В.В. Чистюхин*[3]**

[1]*Обособленное подразделение ООО «Ижевский радиозавод» в г. Москве, г. Москва, Россия*
[2]*АО «Ижевский радиозавод», г. Ижевск, Россия*
[3]*Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия*

Chistyuhinvv@gmail.com

При проектировании приемо-передающей активной фазированной антенной решетки (АФАР) существенной проблемой является достижение уровня максимальной развязки между приемным и передающим каналами. В работе рассмотрена концепция построения многолучевых приемо-передающих антенных систем на основе АФАР. Представлены критерии выбора типа излучателя для антенны S-диапазона с заданными параметрами. Показано, что использование турникетного излучателя на базе печатной технологии позволяет снизить трудоемкость изготовления без ухудшения технических параметров. В соответствии с требованиями к объему решаемых задач проектируемой АФАР рассчитаны оптимальные геометрические и электрические характеристики турникетного излучателя. При проектировании излучающих апертур малоэлементных АФАР учтена специфика зависимости их электрических характеристик от межэлементного расстояния. С целью увеличения коэффициента круговой поляризации проектируемых апертур использован метод разворота излучателей по отношению друг к другу с последующей компенсацией полученной фазы с помощью фазовращателей АФАР. Приведены оценки энергетических характеристик малоэлементных антенн с заданным сектором сканирования для различного межэлементного расстояния. Даны рекомендации по обеспечению развязки приемной и передающей антенн.

Ключевые слова: приемная и передающая АФАР; излучатель; диаграмма направленности; сектор сканирования; межэлементное расстояние; металлический экран

© А.Г. Ефимов, С.А. Корнеев, В.С. Матвеев, В.В. Чистюхин, 2021

Для цитирования: Ефимов А.Г., Корнеев С.А., Матвеев В.С., Чистюхин В.В. Проектирование многолучевой приемо-передающей апертуры низкоорбитальной космической системы связи // Изв. вузов. Электроника. 2021. Т. 26. № 1. С. 64–73. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-64-73

Designing Multi Beam Receiving and Transmitting Aperture LEO Space Communication Systems

A.G. Efimov[1], S.A. Korneev[2], V.S. Matveev[3], V.V. Chistyukhin[3]

[1]JSC «Izhevsky Radiozavod» Moscow, Moscow, Russia
[2]JSC «Izhevsky Radiozavod», Izhevsk, Russia
[3]National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

Chistyuhinvv@gmail.com

Abstract: In designing the receiving-transmitting active phased antenna array (APAA) an important problem is an achievement of the level of maximum outcome between the receiving and transmitting channels. In the work, the concept of building multi-beam receiving-transmitting antenna systems based on APAA has been considered. The criteria for selecting the type of emitter for an S-band antenna with the specified parameters have been presented. It has been shown that the use of a turnstile emitter based on the printing technology can reduce the complexity of manufacturing without compromising the technical parameters. In accordance with the requirements for volume of the tasks of APAA being designed the optimal geometric and electric characteristics of the turnstile radiator have been calculated. In designing the radiating apertures of the multi-element APAA the specifics of the dependence of their electric characteristics on the inter-element distance has been taken into consideration. To increase the circular polarization coefficient of the apertures being designed, the method of tearing apart of the radiator with further compensation of the obtained phase using the phase rotators APAA has been implemented. The estimates of the energy characteristics of the multi-element antennas with a given scanning sector for various inter-element distances have been given. To ensure the separation of the receiving and transmitting antennas the recommendations have been presented.

Keywords: receiving and transmitting APAA; emitter; directional diagram; inter-element distances; metal screen

For citation: Efimov A.G., Korneev S.A., Matveev V.S., Chistyukhin V.V. Designing multi beam receiving and transmitting aperture LEO space communication systems. *Proc. Univ. Electronics*, 2021, vol. 26, no. 1, pp. 64–73. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-64-73

Введение. В последние годы одним из направлений развития спутниковой связи стало использование системы связи на основе низкоорбитальных космических аппаратов (Low Eath Orbit, LEO) с высотой орбиты от 700 до 150 км. Низкоорбитальная группировка может содержать до нескольких десятков малых спутников на орбитах в разных плоскостях, что позволяет охватить связью большую территорию Земли, включая приполярные районы со слабой инфраструктурой связи и малой плотностью населения [1].

При участии крупных зарубежных консорциумов развернуты низкоорбитальные системы связи Iridium и Globalstar, содержащие 66 спутников на орбитах высотой 780 км и 48 спутников на орбитах 1400 км соответственно. В настоящее время идет активное наращивание спутниковой группировки системы SpaceX, которая имеет 36 абонентских лучей с сектором сканирования ±17°, и системы OneWeb с 16 абонентскими лучами в секторе ±30° [2]. Энергетические характеристики спутников-ретрансляторов, их количество и орбиты определяют сложность абонентского терминала, его стоимость и эксплуатационные характеристики [3].

Цель настоящей работы – оценка возможных характеристик варианта приемо-передающей антенны спутниковой системы, а именно излучающей апертуры многолучевой антенны на базе активной фазированной антенной решетки (АФАР).

Постановка задачи. В начале проектирования АФАР следует сформировать концепцию построения ее излучающей апертуры. Численные значения требований технического задания, касающиеся электрических и конструктивных характеристик проектируемой апертуры, появляются после анализа уравнения радиолинии данной системы, что выходит за рамки данной работы.

Существенной проблемой при проектировании приемо-передающей АФАР является достижение уровня максимальной развязки между приемным и передающим каналами. В работе рассматривается вариант размещения антенной системы с пространственно разнесенными приемной и передающей апертурами, что значительно упрощает решение проблемы развязки каналов. В состав каждой апертуры входят по две 16-элементных квадратных решетки (две на прием и две на передачу), каждая решетка формирует по восемь независимых лучей. Таким образом, излучающая апертура спутниковой АФАР формирует по 16 лучей на прием и передачу, способных в совокупности покрыть существенную площадь на поверхности Земли.

В соответствии с поставленной задачей необходимо спроектировать две апертуры АФАР для S-диапазона частот с круговой поляризацией: на прием в диапазоне (2000 ± 2) МГц; на передачу в диапазоне (2200 ± 2) МГц. В секторе сканирования ±55° необходимо получить максимальное усиление при максимальной ширине диаграммы направленности (ДН) и минимальном уровне боковых лепестков (УБЛ).

Выбор и проектирование излучателя. На первом этапе проектирования выбирают тип излучателя и рассчитывают его геометрические и электрические характеристики. Определяющим параметром при выборе типа излучателя являются требования на заданный сектор сканирования. С учетом этих требований ширина ДН используемого типа излучателя должна составлять порядка 110°. При этом излучаемое поле должно иметь круговую поляризацию.

В качестве возможных вариантов рассматривались плоские печатные, цилиндрические спиральные и турникетные излучатели. К недостаткам плоского печатного излучателя следует отнести трудность создания на его основе излучателя с требуемой шириной ДН и практическую невозможность создания круговой поляризации излучаемого им поля в заданном широком секторе углов. В свою очередь, цилиндрический спиральный излучатель с заданной шириной ДН будет иметь один-два витка намотки. Однако известно, что поле с круговой поляризацией в таких излучателях формируется с достаточно высоким коэффициентом поляризации только при количестве витков от четырех и более [4].

В классическом варианте [5, 6] турникетного излучателя активные вибраторы располагаются параллельно металлическому экрану. При этом ширины ДН линейных излучателей, составляющих турникетный излучатель, в *E*- и *H*-плоскостях существенно

отличаются друг от друга (обычно в *E*-плоскости ширина ДН в 1,5–2 раза меньше, чем в *H*-плоскости). Это для заданных широких секторов сканирования приводит к значительному ухудшению поляризационных характеристик турникетного излучателя для больших углов сканирования. В данном случае предлагается для нивелирования этой разницы использовать наклон плеч вибратора на угол α (рис.1), что позволяет расширить ДН в *E*-плоскости при практически неизменной ширине ДН в *H*-плоскости.

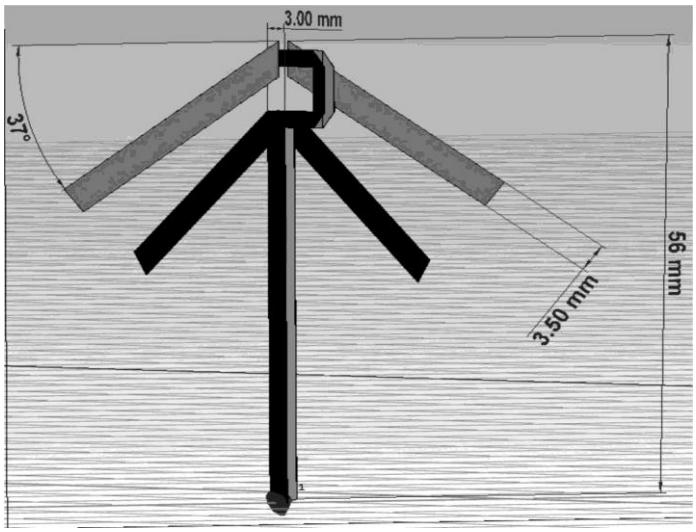


Рис.1. Турникетный излучатель на базе печатной технологии
Fig.1. Turnstile emitter based on printing technology

Как показывает практика [7], наиболее полно соответствует поставленным требованиям турникетный излучатель (см. рис.1), к основным преимуществам которого относятся следующие возможности:

- изменение ширины ДН в большом диапазоне углов (от 70–80 до 120–140°) путем изменения высоты *H* его расположения над экраном и угла наклона плеч вибратора α;
- согласование излучателя в достаточно широком диапазоне частот (порядка 10–15 %) с помощью подбора ширины *W* подводящих линий;
- использование печатной технологии при его изготовлении, что обусловливает его относительную дешевизну и способность работать в открытом космосе при правильном выборе диэлектрической подложки.

В качестве подложки предлагается использовать диэлектрический материал FR4 толщиной 1 мм, сертифицированный для работы в открытом космосе. С одной стороны, такая толщина диэлектрика обеспечивает достаточную жесткость конструкции, а с другой – она составляет очень малое значение по сравнению с рабочей длиной волны ($\lambda \sim 15$ см). Это позволяет рассматривать данную подложку как несущую конструкцию, практически не влияющую на электрические характеристики самого излучателя.

Таким образом, проектирование турникетного излучателя сводится к построению его модели в программе ADS в соответствии с рис.1 и оптимизации его геометрических размеров для соответствия техническим требованиям.

На первом шаге проектирования определяются параметры излучателя, такие как высота его расположения над экраном и угол наклона плеч, способные реализовать заданную ширину ДН (110–115°). На втором шаге проектирования подбирается длина петли на одном из линейных вибраторов, которая, согласно теории, дает фазовый сдвиг в 90° для реализации поля с круговым вращением поляризации. На третьем шаге излу-

чатель согласуется с волновым сопротивлением источника питания (стандартное значение равно 50 Ом). Согласование осуществляется путем подбора ширин линий питания, плеч вибратора и фазовой петли (их волнового сопротивления), а также некоторой корректировкой длины плеч вибраторов. Оптимальные геометрические параметры турникетного излучателя для частоты приема проектируемой АФАР следующие: высота расположения над экраном H = 56 мм; угол наклона плеч вибратора α = 37°; ширина линий питания W = 3,5 мм.

В качестве примера на рис.2 представлены оптимальные электрические характеристики (КСВН, ДН и коэффициент поляризации η) турникетного излучателя для частоты приема 2 ГГц. Аналогичные характеристики получены для турникетного излучателя для частоты передачи 2,2 ГГц.

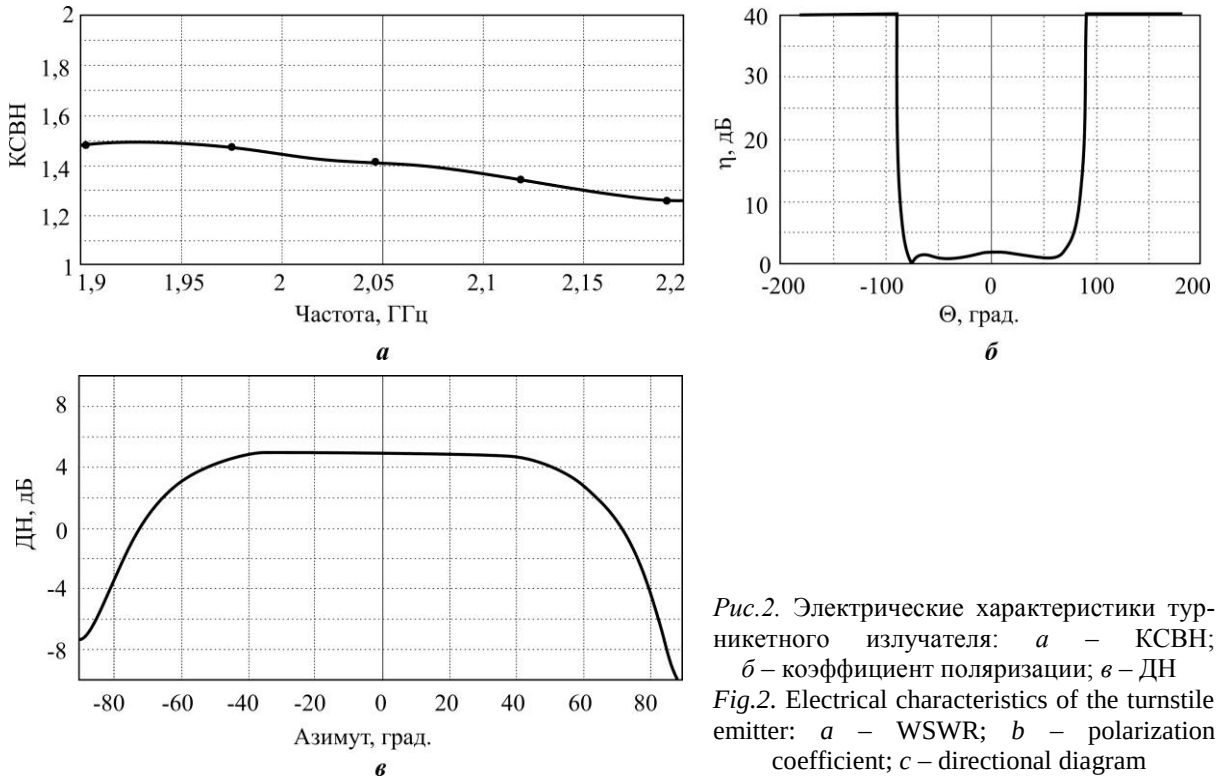


Рис.2. Электрические характеристики турникетного излучателя: *а* – КСВН; *б* – коэффициент поляризации; *в* – ДН
Fig.2. Electrical characteristics of the turnstile emitter: *a* – WSWR; *b* – polarization coefficient; *c* – directional diagram

Моделирование излучающей апертуры. Проектирование излучающей апертуры с заданным сектором сканирования начинается с определения межэлементного расстояния, позволяющего избежать появления дифракционных максимумов в видимой области (в верхней полусфере) при сканировании. Для решения этой задачи воспользуемся формулой

$$d \le \frac{\lambda}{1+\sin\theta_0},$$

где d – межэлементное расстояние; λ – рабочая длина волны; θ_0 – максимальный угол сканирования.

В результате расчета получаем $d \sim 0{,}54\lambda$. Однако, как показывает практика, при таких малых значениях d из-за эффектов взаимного влияния происходит существенное изменение электрических характеристик элементов антенной решетки, что может внести значительные изменения в положение и уровень возникающих дифракционных

максимумов. Особенно сильно этот эффект проявляется в малоэлементных антенных решетках, где электрические характеристики излучающих элементов существенно отличаются друг от друга [8]. Проектируемые решетки относятся именно к этому классу малоэлементных антенных решеток.

При проектировании излучающей апертуры АФАР необходимо использовать программный продукт высокого уровня, позволяющий с помощью методов электродинамики рассчитывать электрические характеристики излучателей с учетом эффектов взаимной связи. В данной работе такие расчеты проводились в программе ADS.

Предварительные результаты проектирования показали, что в составе решетки у излучателей наиболее существенно изменяются такие характеристики, как ДН и коэффициент эллиптичности. Для удовлетворения технических требований по коэффициенту эллиптичности излучающей апертуры АФАР предлагается использовать известный метод разворота излучателей (рис.3). Как известно, механический разворот излучателей с круговой поляризацией вокруг нормали друг относительно друга приводит к дополнительному фазовому сдвигу, соответствующему углу поворота [9, 10]. В таблице представлены начальные фазовые сдвиги 16-элементной проектируемой АФАР. Эти фазовые сдвиги должны компенсироваться фазовращателями в каждом канале АФАР.

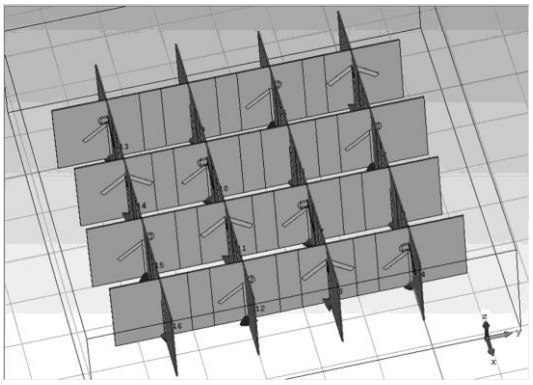


Рис.3. Апертура АФАР с разворотом излучателей
Fig.3. Aperture with a turn of emitters

Начальные фазовые сдвиги, град.
Initial phase shifts, degree

N_x/N_y	1	2	3	4
1	0	90	180	270
2	270	0	90	180
3	180	270	0	90
4	90	180	270	0

Исходя из незначительной ширины рабочих частотных диапазонов проектируемых АФАР на прием и передачу, дальнейшее проектирование излучающих апертур будет проводиться только для центральных частот рассматриваемых диапазонов: $\lambda_0 \approx 15$ см на прием; $\lambda_0 \approx 13{,}7$ см на передачу.

Для выбора оптимальной излучающей апертуры приемной АФАР (см. рис.3) с использованием САПР ADS проведен расчет ДН, коэффициентов усиления и поляризации в заданном секторе сканирования для межэлементных расстояний: $0{,}47\lambda_0$; $0{,}5\lambda_0$; $0{,}6\lambda_0$. Основным критерием для выбора оптимального межэлементного расстояния является приемлемый уровень боковых лепестков при максимальном отклонении главного лепестка ДН в заданном секторе сканирования. Кроме того, необходимо учитывать тот факт, что при уменьшении межэлементного расстояния уменьшается и суммарное усиление всей решетки при сохранении общего количества излучателей. В результате проведенных расчетов и анализа полученных результатов выбрано межэлементное расстояние $d = 0{,}5 \cdot \lambda_0$. Для выбранного межэлементного расстояния на рис.4 представлены ДН решетки в терминах коэффициента усиления для различных углов сканирования.

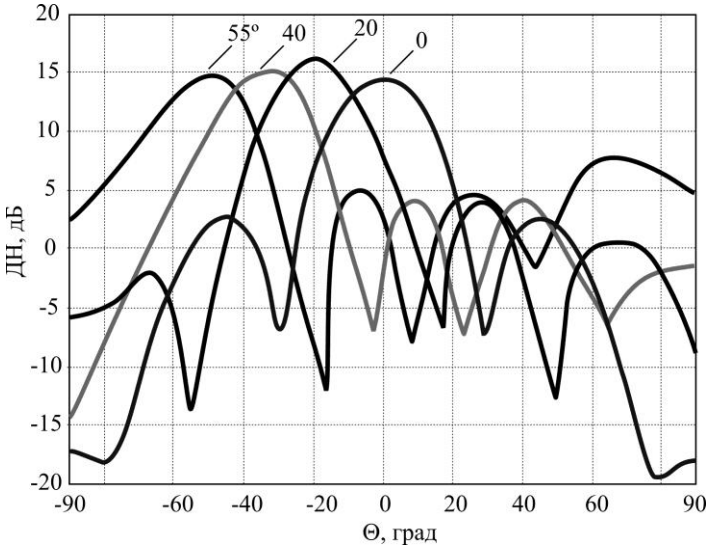


Рис.4. Приемная диаграмма направленности
для различных углов сканирования
Fig.4. Directional diagram for different scanning angles

Анализ представленных данных показывает, что коэффициент усиления решетки составляет более 14 дБ, а уровень боковых лепестков – менее минус 10 дБ во всем секторе сканирования. Следует отметить, что при максимальных углах сканирования не наблюдается снижения коэффициента усиления антенной решетки, что важно при работе с максимальной наклонной дальностью между спутником и наземной абонентской станцией. Аналогичные результаты получены и для апертуры передающей АФАР.

Таким образом, при дальнейшем проектировании необходимо использовать следующие значения межэлементных расстояний: $d \approx 7{,}5$ см на прием; $d \approx 6{,}8$ см на передачу. Исходя из предполагаемого количества излучателей в составе проектируемых решеток ($16 = 4 \times 4$), их геометрические размеры могут быть оценены как 300×300 мм на прием; 272×272 мм на передачу.

Дополнительно к рассмотренным параметрам проведены исследования поляризационной развязки между соседними решетками с круговыми поляризациями (на прием и передачу) в зависимости от расстояния между соседними решетками. Данная характеристика важна при использовании в одной радиотехнической системе одновременно работающих передающей и приемной АФАР. Для обеспечения стабильной работы связной системы требуется развязки порядка 50–60 дБ. В соответствии с этим рассчитаны уровни развязки между соседними решетками в зависимости от расстояния между решетками (200, 300 и 400 мм) и отсутствия или наличия дополнительного металлического экрана между решетками высотой $0{,}25 \cdot \lambda_0$. На рис.5 представлены расчетные зависимости данной развязки.

Анализ представленных данных позволяет сделать следующие выводы для исследуемых центральных частот:

- при отсутствии дополнительного металлического экрана между решетками развязка между приемной и передающей антеннами практически не зависит от расстояния между ними и превышает в обоих рабочих диапазонах 45 дБ;
- наличие дополнительного металлического экрана позволяет при расстоянии между решетками 300 мм увеличить развязку между ними до 53 дБ, а при расстоянии 400 мм развязка увеличивается до 65 дБ.

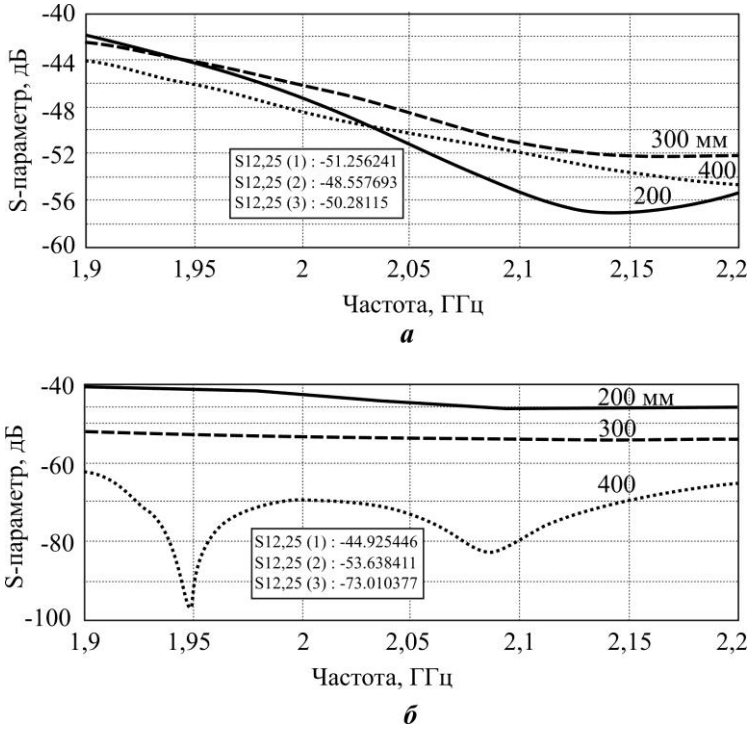


Рис.5. Зависимости развязки между приемной и передающей антеннами: *а* – без экрана; *б* – с экраном
Fig.5. Dependences of the decoupling between the receiving and transmitting antennas: *a* – without a screen; *b* – with screen

Заключение. Рассмотренный вариант проектирования излучающей апертуры многолучевой АФАР для низкоорбитальной космической системы S-диапазона, обеспечивающей связью высокоширотные территории РФ, изначально предполагает разнесение излучающих апертур на прием и передачу. Выбранный в качестве базового элемента турникетный излучатель, изготовленный по печатной технологии, обеспечивает сканирование в заданном широком секторе углов.

На базе данного излучателя и с учетом заданного сектора сканирования спроектированы излучающие апертуры приемной и передающей АФАР. Кроме того, решен вопрос о взаимном расположении и использовании четвертьволнового металлического экрана между приемной и передающей апертурами с целью увеличения развязки между ними.

Литература

1. ***Анпилогов В.Р.*** Эффективность низкоорбитальных систем спутниковой связи на основе малых космических аппаратов // Технологии и средства связи. 2015. № 4. С. 62–67.

2. ***Анпилогов В.Р., Шишлов А.В., Эйдус А.Г.*** Анализ систем LEO-HTS и реализуемости фазированных антенных решеток для абонентских терминалов // Спутниковая связь и вещание. 2015. № 6-2. С. 14–26.

3. Проблемы создания антенн с электрическим сканированием луча для абонентских терминалов спутниковых систем связи в Ku- и Ka-диапазонах / ***В. Анпилогов, В. Денисенко, И. Зимин и др.*** // Первая миля. 2019. № 3. С.16–27. DOI: 10.22184/2070-8963.2019.80.3.16.27

4. ***Марков Г.Т., Сазонов Д.М.*** Антенны. М.: Энергия, 1976. 528 с.

5. ***Chen Z., Juan Y., Qing X., Che W.*** Enhansed radiation from a horizontal dipole closely placed above a PEC ground plane using a parasitic strip // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2016. Vol. 64. No. 11. P. 4868–4871.

6. ***Luo Y., Chen Z., Ma K.*** Enhansed bandwidth and directivity of a dual-mode compressed high-order mode stab-loaded dipole using characteristic mode analysis // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67. No. 3. P. 1922–1925.

7. ***Чистюхин В.В.*** Особенности проектирования приемной АФАР с расширенным сектором сканирования // Изв. вузов. Электроника. 2005. № 3. С. 80–87.

8. ***Чистюхин В.В., Чурбанов Д.В.*** Взаимное влияние линейных вибраторных антенн: междувед. сб. М.: МФТИ, 1999. С. 121–131.

9. ***Ефимов А.Г., Каменев А.Г., Корнеев С.А., Чистюхин В.В.*** Принципы проектирования бортовых многолучевых приемных АФАР систем спутниковой связи // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 1. С. 73–78.

10. ***Чистюхин В.В., Чурбанов Д.В.*** Расчет ДН малоразмерных антенных решеток на основе линейных вибраторных излучателей с учетом эффектов взаимной связи: межвед. сб. М.: МФТИ, 1999. С. 132–141.

Поступила в редакцию 11.08.2020 г.; после доработки 11.08.2020 г.; принята к публикации 24.11.2020 г.

Ефимов Андрей Геннадьевич – доктор технических наук, начальник отдела обособленного подразделения ООО «Ижевский радиозавод» в г. Москве (Россия, 124460, г. Москва, ул. Генерала Алексеева, 8), a.efimov@irz.ru

Корнеев Станислав Алексеевич – начальник отдела ООО «Ижевский радиозавод» (Россия, 426034, г. Ижевск, ул. Базисная, 19), stas@irz.ru

Матвеев Владислав Сергеевич – магистрант Института микроприборов и систем управления имени Л.Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), www.wlad.ru8151144@mail.ru

Чистюхин Виктор Васильевич – кандидат технических наук, профессор Института микроприборов и систем управления имени Л.Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), Chistyuhinvv@gmail.com

References

1. Anpilogov V. R Efficiency of low-orbit satellite communication systems based on small spacecraft. *Tekhnologii I Sredstva Svyazi = Technologies and Means of Communication*, 2015, no. 4, pp. 62–67. (In Russian).

2. Anpilogov V. R., Shishlov A.V., Eidus A. G. Analysis of LEO-HTS systems and the feasibility of phased antenna arrays for subscriber terminals. *Sputnikovaya svyaz' i veshchaniye = Satellite Communications and Broadcasting*, 2015, № 6–2, pp. 14–26. (In Russian).

3. Anpilogov V., Denisenko V., Zimin I., Krivosheev Yu., Chekushkin Yu., Shishlov A. Problems of creating antennas with electric beam scanning for subscriber terminals of satellite communication systems in the Ku- and Ka-bands. *Pervaya milya = The first mile*, 2019, no. 3, pp. 16–27. DOI: 10.22184/2070-8963.2019.80.3.16.27 (In Russian).

4. Marcov G.T., Sazonov D.M. *Antennas*. Moscow, Energy Publ., 1976. 528 p. (In Russian).

5. Chen Z., Juan Y., Qing X., Che W. Enhansed radiation from a horizontal dipole closely placed above a PEC ground plane using a parasitic strip. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2016, vol.64, no.11, pp. 4868–4871.

6. Luo Y., Chen Z., Ma K. Enhansed bandwidth and directivity of a dual-mode compressed high-order mode stab-loaded dipole using characteristic mode analysis. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2019, vol. 67, no.3, pp.1922–1925.

7. Chistyukhin V.V. Features of designing the AFAR reception area with an expanded scanning sector. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of University. Electronics*, 2005, no. 3, pp. 80–87. (In Russian).

8. Chistyukhin V.V., Churbanov D.V. *Calculation of the bottom of small-size antenna arrays based on linear vibratory emitters with consideration for the effects of mutual communication. Interdepartmental collection*. Moscow, MIPT Publ., 1999, pp. 132–141. (In Russian).

9. Efimov A. G., Kamenev A. G., Korneev S. A., Chistyukhin V. V. Design principles of onboard multi-path receiving APAA systems for satellite communications. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of University. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 1, p.79–84. (In Russian).

10. Chistyukhin V. V., Churbanov D. V. Mutual influence of linear vibratory antennas. *Interdepartmental collection*. Moscow, MIPT Publ., 1999, pp. 121–131. (In Russian).

Received 11.08.2020; Revised 11.08.2020; Accepted 24.11.2020.

Information about the authors:

Andrey G. Efimov – Dr. Sci. (Tech.), Head of the Separate Division Department, JSC «Izhevsky Radiozavod» Moscow (Russia, 124460, Moscow, Zelenograd, General Alekseev st., 8), a.efimov@irz.ru

Stanislav A. Korneev – Head of the Department, OOO «Izhevsky Radiozavod» (Russia, 426034, Izhevsk, Bazisnaya st., 19), stas@irz.ru

Vladislav S. Matveev – Undergraduate student of the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1) www.wlad.ru8151144@mail.ru

Viktor V. Chistyukhin – Cand. Sci. (Tech.), Prof. of the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq.,1), Chistyuhinvv@gmail.com

Вниманию читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Подписку на печатную версию журнала можно оформить:

- **по объединенному каталогу** «Пресса России» ООО «Агентство «Книга-Сервис» в любом почтовом отделении. Подписной индекс 38934
- **по каталогу** «Периодические издания. Газеты и журналы» ООО «УП Урал-Пресс»
- **через редакцию -** с любого номера и до конца года

Подписку на электронную версию журнала можно оформить на сайтах:

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

УДК 621.391 DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-74-83

Функциональные возможности акустооптической линии задержки за пределами граничной частоты

А.Р. Гасанов, Р.А. Гасанов, Р.А. Ахмедов, М.В. Садыхов

Национальная академия авиации Азербайджана, г. Баку, Азербайджан

afig.gasanov.51@mail.ru

Для обработки сигналов во временной области эффективным средством является акустооптическая линия задержки (АОЛЗ). Плавно управляемая задержка сигналов в широком интервале времени позволяет строить на основе АОЛЗ высокопроизводительные радиолокационные симуляторы. В работе рассмотрена конструкция АОЛЗ и отмечены параметры, которые определяют предел использования ее возможностей. Исследованы особенности фотоупругого взаимодействия в АОЛЗ для случая, когда длительность входного импульса меньше времени пересечения оптического пучка упругим волновым пакетом. Установлено, что в этих условиях длительность выходного отклика определяется временем пересечения оптического пучка упругим волновым пакетом и не зависит от длительности входного воздействия. Показано, что отклик АОЛЗ на входное воздействие в виде прямоугольного импульса определяется как сумма трех слагаемых. При этом первое слагаемое обусловливается процессом вхождения упругого волнового пакета в оптический пучок, второе – процессом продвижения упругого волнового пакета в апертуре оптического пучка, а третье – процессом выхода упругого волнового пакета из апертуры оптического пучка. Получены соответствующие уравнения для вычисления параметров импульса на выходе АОЛЗ. Показано, что при достаточно малой длительности входного импульса параметры выходного сигнала содержат информацию об энергогеометрических характеристиках лазерного излучения. Установленные положения и закономерности подтверждены численными расчетами. Результаты численного моделирования апробированы на макете АОЛЗ с прямым детектированием. Сравнительный анализ результатов теоретических и экспериментальных исследований показал, что АОЛЗ также можно использовать на частотах выше граничной как по основному функциональному назначению, так и для решения ряда других радиотехнических задач.

Ключевые слова: акустооптическая линия задержки; фотоупругое взаимодействие; дифракция; оптический пучок; лазер; упругая волна; импульс

Для цитирования: Гасанов А.Р., Гасанов Р.А., Ахмедов Р.А., Садыхов М.В. Функциональные возможности акустооптической линии задержки за пределами граничной частоты // Изв. вузов. Электроника. 2021. Т. 26. № 1. С. 74–83. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-74-83

© А.Р. Гасанов, Р.А. Гасанов, Р.А. Ахмедов, М.В. Садыхов, 2021

Functionality of the Acousto-Optic Delay Line Beyond the Cutoff Frequency

A.R. Hasanov, R.A. Hasanov, R.A. Ahmadov, M.V. Sadikhov

National Aviation Academy, Baku, Azerbaijian

afig.gasanov.51@mail.ru

Abstract: For processing signals in the time area an efficient tool is the acousto-optic delay line (AODL). The smoothly controlled delay of signals in a broad time interval permits to build high-performance radiolocation simulators. In the work, the design of the AODL has been considered, and the parameters, determining the limit of using its potential have been noted. The features of photoelastic interaction in AODL have been considered for the case when the duration of the input pulse is shorter than the time of crossing the optical beam by an elastic wave packet. It has been found that under these conditions the duration of the output response is determined by the time of crossing the optical beam by an elastic wave packet and does not depend on the duration of the input action. It has been shown that the AODL response to the input action in the form of a rectangular pulse is determined as the sum of three terms. In this case, the process of the entry of the elastic wave packet into the optical beam determines the first term, the second one – by the process of propagation of the elastic wave packet in the optical beam aperture, and the third – by the process of the exit of the elastic wave packet from the optical beam aperture. The corresponding equations have been obtained for calculating the pulse parameters at the AODL output. It has been shown that for a sufficiently short input pulse duration, the output signal parameters contain the information on the energy-geometric characteristics of the laser radiation. The results of numerical simulation have been tested experimentally on AODL layout with the direct detection. A comparative analysis of the results of theoretical and experimental studies have unambiguously has confirmed that AODL can also be used at frequencies above the cutoff frequency, both in terms of its main functional purpose and for solving a number of other engineering problems.

Keywords: acousto-optic delay line; photoelastic interaction; diffraction; optical beam; laser; elastic wave; pulse

For citation: Hasanov A.R., Hasanov R.A., Ahmadov R.A., Sadikhov M.V. Functionality of the acousto-optic delay line beyond the cutoff frequency. *Proc. Univ. Electronics*, 2021, vol. 26, no. 1, pp. 74–83. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-74-83

Введение. Акустооптическая линия задержки (АОЛЗ) является эффективным средством для обработки сигналов во временной области [1–4]. Плавно управляемая задержка сигналов в широком интервале времени (несколько десятков микросекунд) позволяет строить на их основе высокопроизводительные радиолокационные симуляторы [5, 6]. В АОЛЗ эффективная обработка сигналов во временной области обусловлена низкой скоростью распространения акустической волны (примерно в 10^5 раз меньше скорости распространения электромагнитной волны) в фотоупругой среде (ФУС). Скорость распространения упругой волны υ также предопределяет характер и параметры акустооптического взаимодействия, так как упругая волна с этой же скоро-

стью входит в оптический пучок с малым диаметром d. В этих условиях граничная частота АОЛЗ определяется как

$$f_{\text{гр}} = 0{,}4375/(d/\upsilon).$$

Из данного выражения следует, что для увеличения граничной частоты АОЛЗ необходимо уменьшить диаметр светового пучка и использовать ФУС с большой скоростью распространения упругой волны. В любом случае предел практического применения АОЛЗ устанавливается отношением d/υ. Это указывает на то, что длительность импульса τ_i на входе АОЛЗ должна быть больше времени пересечения оптического пучка акустической волной [7], т.е. должно выполняться условие $\tau_i > d/\upsilon$. Однако исследования показали, что в случае $\tau_i < d/\upsilon$ на выходе АОЛЗ также формируется некоторый отклик, который характеризуется свойствами, пригодными для решения как основной задачи, связанной с обработкой сигналов во временной области, так и ряда других частных и конкретных практических задач. Другими словами, АОЛЗ можно использовать также на частотах выше граничной.

Цель настоящей работы – исследование параметров реакции АОЛЗ на прямоугольное входное воздействие с длительностью $\tau_i < d/\upsilon$, вывод расчетных соотношений для их анализа и разработка рекомендаций по применению особенностей фотоупругого взаимодействия на частотах выше граничной.

Конструкция и принцип действия АОЛЗ. Конструктивно АОЛЗ реализуется на основе акустооптического модулятора (АОМ), который состоит из ФУС и прикрепленного к ее торцу электроакустического преобразователя (ЭАП) [8].

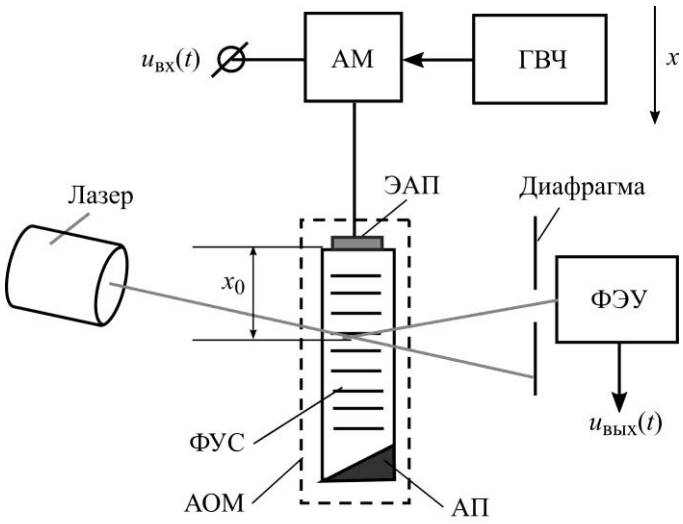


Рис.1. Схема АОЛЗ
Fig.1. The scheme of AODL

Полоса пропускания АОМ составляет 40–60 % от его центральной частоты, которая выбирается в диапазоне от десятков мегагерц до единиц гигагерц. Как правило, обрабатываемый сигнал $u_{\text{вх}}(t)$ имеет низкочастотный спектр. Для переноса сигнала в область рабочих частот АОМ используют амплитудный модулятор (АМ) и генератор высокой частоты (ГВЧ). Выход АМ подключается к клеммам ЭАП, который возбужда-

ет в ФУС упругую волну, бегущую к акустическому поглотителю (АП). При падении лазерного пучка в апертуру ФУС (в данном случае под углом Брэгга, при котором появляется лишь один дифракционный порядок) наблюдается фотоупругий эффект, т.е. часть света отклоняется (рис.1). Пространственное положение и интенсивность отклоненного света определяется параметрами подведенного к клеммам ЭАП радиочастотного электрического сигнала [9]. Отклоненный световой пучок регистрируется фотоэлектронным умножителем (ФЭУ).

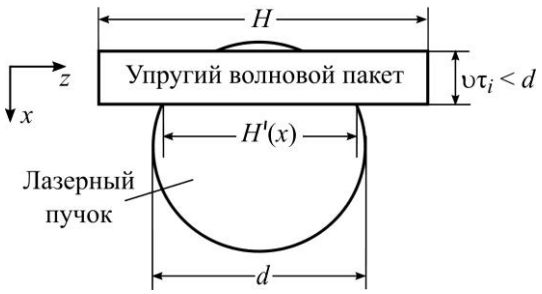


Рис.2. Геометрия акустооптического взаимодействия в плоскости, перпендикулярной направлению распространения лазерного пучка ($\tau_i < d/\upsilon$)

Fig.2. Geometry of acousto-optic interaction in a plane perpendicular to the direction of propagation of a laser beam with a circular cross section for the case $\tau_i < d/\upsilon$

Сечение взаимодействия упругого волнового пакета с длительностью τ_i и шириной H, оптическим пучком с круглым поперечным сечением диаметром d в плоскости *xoz* для случая $\tau_i < d/\upsilon$ приведено на рис.2.

Теоретическое исследование. Традиционный алгоритм работы АОЛЗ априори предполагает, что полезная информация содержится в электрическом сигнале, который подается к клеммам ЭАП. В контексте цели данной работы удобнее принять, что полезная информация содержится в световом пучке, который падает в апертуру ФУС. Отметим, что такая постановка задачи может иметь место при необходимости извлечения информации из оптического сигнала. В этих условиях, если принять, что координатная система перемещается по оси x со скоростью υ, АОЛЗ можно рассматривать как линейную стационарную систему с прямоугольной импульсной характеристикой длительностью τ_i. Такая последовательность физических процессов допускает принять, что оптический пучок входит в рассматриваемую линейную стационарную систему со скоростью υ. При этом в акустооптическом взаимодействии участвует та часть оптического пучка, которая находится в пределах площади поперечного сечения:

$$S_1(x) = \int_{x}^{x+\upsilon\tau_i} H'(x)dx \quad \text{при } x_0 \le x \le x_0 + d + \upsilon\tau_i, \tag{1}$$

где длина линии взаимодействия переднего фронта упругого волнового пакета с лазерным пучком в плоскости *xoz* (см. рис.2)

$$H'(x) = 2\sqrt{d(x-x_0)-(x-x_0)^2} \quad \text{при } x_0 \le x \le x_0 + d. \tag{2}$$

Здесь x – текущая координата; x_0 – расстояние от ЭАП до точки акустооптического взаимодействия (см. рис.1).

В этих условиях мощность отклоненного светового пучка определяется по формуле

$$P_1(x) = S_1(x)\eta P_0/S_0, \tag{3}$$

где η – дифракционная эффективность АОМ; P_0 и S_0 – соответственно мощность и площадь поперечного сечения падающего в апертуру АОМ светового пучка.

Следует отметить, что дифракционная эффективность АОМ при неизменной мощности входного электрического сигнала является постоянной величиной для выбранной конкретной конструкции АОЛЗ [10].

Отклоненный световой пучок через отверстие в диафрагме падает на светочувствительную поверхность ФЭУ. Ток на выходе ФЭУ определяется по законам общей физики формулой

$$i_{\text{вых}}(x) = Ge\eta' P_1(x)/(h\nu), \tag{4}$$

где G – коэффициент усиления ФЭУ; $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд протона; η' – квантовый выход фотокатода (среднее число электронов, испускаемых фотокатодом при падении на него одного фотона); $h = 6,63 \cdot 10^{-34}$ Дж · с – постоянная Планка; ν – частота света. Число фотонов, которые падают на фоточувствительную поверхность ФЭУ за секунду, определяется отношением $P_1(x)/(h\nu)$.

Выходной ток ФЭУ создает на нагрузке с сопротивлением $R_{\text{н}}$ напряжение

$$u_{\text{вых}}(x) = R_{\text{н}} i_{\text{вых}}(x). \tag{5}$$

Подставляя формулы (1)–(4) в (5), получаем следующее уравнение для выходного напряжения АОЛЗ:

$$u_{\text{вых}}(x) = \frac{2R_{\text{н}} Ge\eta'\eta P_0}{h\nu S_0} \int_{x}^{x+\upsilon\tau_i} \sqrt{d(x-x_0)-(x-x_0)^2}\,dx \quad \text{при } x_0 \le x \le x_0 + d + \upsilon\tau_i. \tag{6}$$

Учитывая, что текущая координата x связана с текущим временем t равенством $x = \upsilon t$, переписываем уравнение (6) в следующей форме:

$$u_{\text{вых}}(x) = c \int_{t}^{t+\tau_i} \sqrt{\tau_0(t-\tau)-(t-\tau)^2}\,dt \quad \text{при } \tau \le t \le \tau + \tau_0 + \tau_i, \tag{7}$$

где $c = 2R_{\text{н}} Ge\eta'\eta P_0 \upsilon^2/(h\nu S_0)$ – постоянный множитель; $\tau_0 = d/\upsilon$ – постоянная времени АОЛЗ; $\tau = x_0/\upsilon$ – задержка, обусловленная временем пробега упругого волнового пакета от ЭАП до точки акустооптического взаимодействия.

При вычислении интеграла в уравнении (7) необходимо различать три области. Первая область характеризуется вхождением упругого волнового пакета в апертуру оптического пучка. При этом выходное напряжение вычисляется по формуле

$$u_{\text{вых.1}}(t) = c \cdot \int_{\tau}^{t} \sqrt{\tau_0(t-\tau)-(t-\tau)^2}\,dt \quad \text{при } \tau \le t \le \tau + \tau_i. \tag{8}$$

Вторая область характеризуется процессом продвижения упругого волнового пакета в апертуре оптического пучка. Здесь вычисление проводится по следующему уравнению:

$$u_{\text{вых.2}}(t) = c \cdot \int_{t-\tau_i}^{t} \sqrt{\tau_0(t-\tau)-(t-\tau)^2}\,dt \quad \text{при } \tau + \tau_i \le t \le \tau + \tau_0. \tag{9}$$

Третья область характеризуется процессом выхода упругого волнового пакета из апертуры оптического пучка. Здесь вычисление проводится по выражению

$$u_{\text{вых.3}}(t) = c \cdot \left[\int_{\tau}^{\tau+\tau_0} \sqrt{\tau_0(t-\tau) - (t-\tau)^2}\, dt - \int_{\tau}^{t-\tau_i} \sqrt{\tau_0(t-\tau) - (t-\tau)^2}\, dt \right] \qquad (10)$$

при $\tau + \tau_0 \le t \le \tau + \tau_0 + \tau_i$.

Выходное напряжение является суммой определяемых уравнениями (8)–(10) трех слагаемых:

$$u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вых.1}}(t) + u_{\text{вых.2}}(t) + u_{\text{вых.3}}(t) \quad \text{при } \tau \le t \le \tau + \tau_0 + \tau_i . \qquad (11)$$

Численное моделирование. Моделируется реакция АОЛЗ с параметрами $d = 1{,}6$ мм, $\upsilon = 3{,}63$ км/с, $\tau = 0{,}6$ мкс на прямоугольное входное воздействие с длительностью $\tau_i = 0{,}1$ мкс и $\tau_i = 0{,}3$ мкс. Очевидно, что в обоих случаях выполняется условие $\tau_i < d/\upsilon$, т.е. фотоупругое взаимодействие происходит в запредельной области.

Формула для моделирования выходного напряжения ФЭУ в среде Mathcad получена из совместного анализа уравнений (8)–(11) в следующем виде:

$$u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вых.1}}(t)\left[\Phi(t-\tau) - \Phi(t-\tau-\tau_i)\right] + u_{\text{вых.2}}(t)\left[\Phi(t-\tau-\tau_i) - \Phi(t-\tau-\tau_0)\right] +$$
$$+ u_{\text{вых.3}}(t)\left[\Phi(t-\tau-\tau_0) - \Phi(t-\tau-\tau_0-\tau_i)\right] \quad \text{при } \tau \le t \le \tau + \tau_0 + \tau_i , \qquad (12)$$

где $\Phi(t)$ – единичная функция Хевисайда.

Построенные по формуле (12) нормированные графики напряжений на выходе АОЛЗ для случаев $\tau_i = 0{,}1$мкс и $\tau_i = 0{,}3$мкс приведены на рис.3, откуда легко определить, что в обоих случаях длительность импульса на выходе АОЛЗ (измеряется на уровне 0,5 от максимального значения) равна примерно 0,4 мкс. Таким образом, в запредельной области (за граничной частотой) длительность выходного импульса не зависит от длительности входного импульса τ_i и определяется отношением d/υ. При этом длительность акустооптического взаимодействия (измеряется по нулевому уровню) зависит от длительности входного импульса τ_i и определяется суммой $d/\upsilon + \tau_i$. Разброс между величиной d/υ и длительностью выходного импульса обусловлен тем, что из-за круглого поперечного сечения света площадь акустооптического взаимодействия в плоскости, перпендикулярной направлению распространения лазерного пучка,

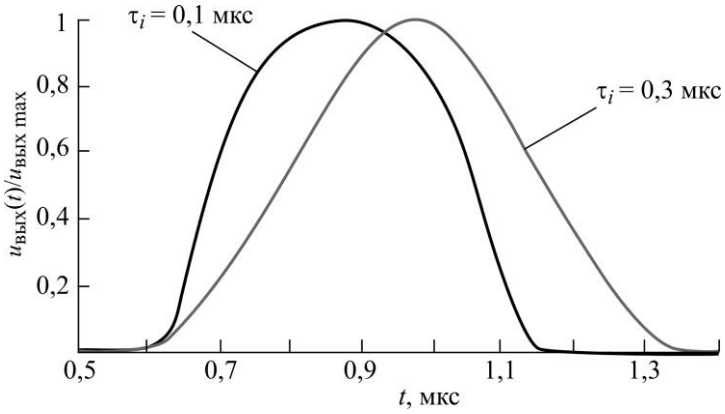


Рис.3. Нормированный график напряжения на выходе АОЛЗ
Fig.3. Normalized voltage graph at the AODL output

изменяется нелинейно. Очевидно, что чем меньше длительность входного импульса τ_i, тем ближе форма графика к конфигурации поперечного сечения лазерного пучка. В рассматриваемом случае принято равномерное распределение плотности потока мощности в поперечном сечении лазерного пучка. Для предельного случая, т.е. когда $\tau_i \to 0$, формула (11) имеет следующий вид:

$$\lim_{\tau_i \to 0}\left[u_{\text{вых}}(t)\right] = u_{\text{вых.2}}(t) \quad \text{при } \tau \le t \le \tau + \tau_0 + \tau_i .$$

Эксперимент. Установленные положения и результаты численного моделирования проверены экспериментально. Схема макета для экспериментальных исследований, а также применявшаяся измерительная аппаратура приведены на рис.4. Здесь в качестве источника света используется полупроводниковый лазер *L*. Лазерный пучок падает в апертуру АОМ под углом Брэгга.

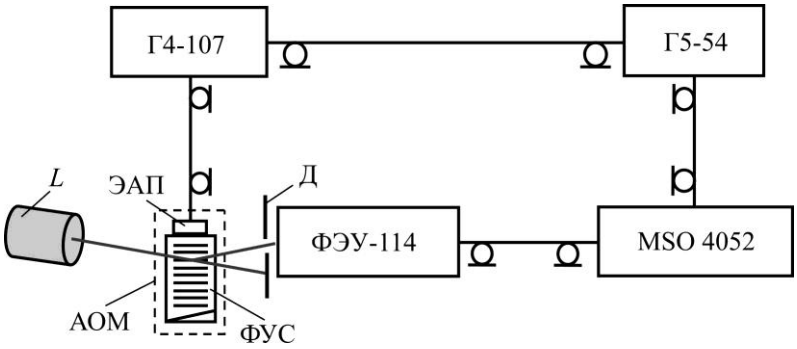


Рис.4. Схема макета для экспериментальных исследований
Fig.4. Layout scheme for experimental research

Прямоугольный импульс от генератора Г5-54 модулирует колебание высокочастотного генератора Г4-107, который работает в режиме внешней импульсной модуляции, и синхронизирует осциллограф MSO4052. Частота колебания генератора Г4-107 выбирается равной центральной частоте АОМ, что в данном случае составляет 80 МГц. Отклоненный свет через щель в диафрагме Д падает на светочувствительную поверхность ФЭУ-114.

Осциллограммы импульсов на входе и выходе АОЛЗ с параметрами $d = 1,6$ мм, $\upsilon = 3,63$ км/с, $\tau = 0,6$ мкс приведены на рис.5. Длительность входного импульса, которая определяется по осциллограмме на уровне 0,5 от максимального значения, $\tau_i \approx 0,3$ мкс, т.е. выполняется условие $\tau_i < d/\upsilon$.

Параметры осциллограммы выходного импульса (рис.5, кривая *1*) хорошо согласуются с параметрами расчетного графика на рис.3 для случая $\tau_i = 0,3$ мкс. Длительность выходного импульса равна примерно 0,4 мкс. Это соответствует установленному положению и доказывает, что при выполнении условия $\tau_i < d/\upsilon$ длительность выходного импульса не зависит от длительности входного импульса (рис.5, кривая *2*). Определенная по расчетному графику и по осциллограмме длительность акустооптического взаимодействия составляет примерно 0,74 мкс. На рис.5, кривая *1* этот параметр определен с учетом инерционности измерительных приборов. Все это доказывает, что при выполнении условия $\tau_i < d/\upsilon$ длительность выходного импульса определяется временем пересечения оптического пучка упругим волновым пакетом, т.е. отношением d/υ.

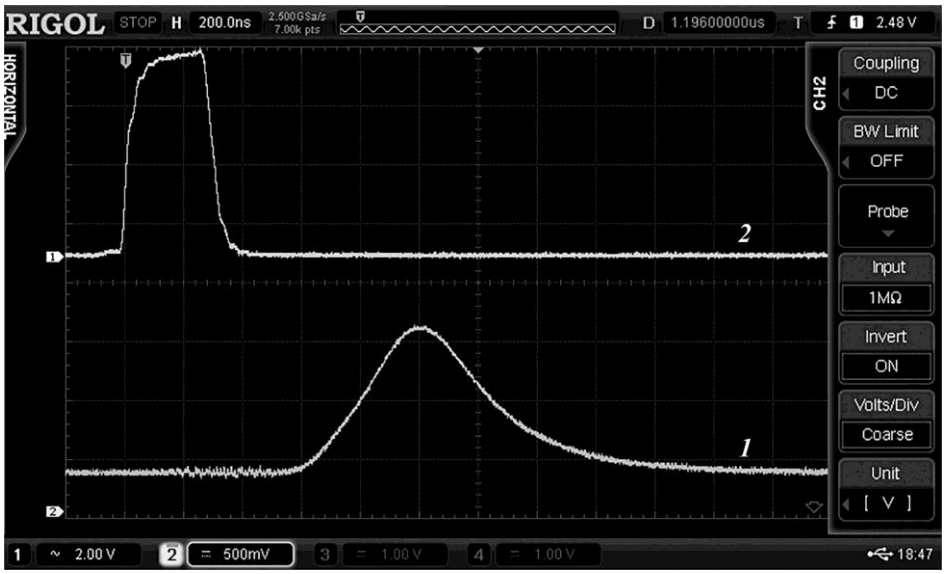


Рис.5. Осциллограммы импульсов на входе (*2*) и на выходе (*1*) АОЛЗ с параметрами υ = 3630 м/с, d = 1,6 мм, τ = 0,6 мкс

Fig.5. Oscillograms of pulses at the input (*2*) and at the output (*1*) AODL with parameters υ = 3630 m/c, d = 1,6 mm, τ = 0,6 μs

Таким образом, экспериментальные данные подтверждают установленные закономерности и совпадают с результатами численного анализа.

Заключение. В известных применениях АОЛЗ предел практической реализации ее возможностей определяется временем пересечения оптического пучка упругой волной. Предельные параметры АОЛЗ, а именно ее граничная частота и, соответственно, допустимая минимальная длительность входного импульса оцениваются именно по этому параметру.

Установлено, что АОЛЗ характеризуется некоторыми запредельными возможностями, которые, помимо ее прямого функционального назначения, также могут быть использованы для решения других радиотехнических задач, например для извлечения информации об энергогеометрических характеристиках квазикогерентного света.

Литература

1. ***Shakin O.V., Nefedov V.G., Churkin P.A.*** Aplication of acoustooptics in electronic devices // Proc. of Conference «2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems» (St. Petersburg, RUSSIA, Nov. 26–30, 2018). St. Petersburg. 2018. P. 1–4. DOI: 10.1109/WECONF.2018.8604351

2. ***Yushkov K.B., Molchanov V.Ya., Ovchinnikov A.V., Chefonov O.V.*** Acousto-optic replication of ultrashort laser pulses // Physical Review. 2017. Vol. 96. Iss.4. P. 043866. DOI: 10.1103/PhysRevA.96.043866

3. Rapid-scan acousto-optical delay line with 34 kHz scan rate and 15 as precision / ***O. Schubert, M. Eisele, V. Crozatier et al.*** // Optics Letters. 2013. Vol. 38. P. 2907–2910. DOI: 10.1364/OL.38.002907

4. In-line femtosecond common-path interferometer in reflection mode / ***J. Chandezon, J.-M. Rampnoux, S. Dilhaire et al.*** // Optics Express. 2015. Vol. 23. P. 27011–27019. DOI: 10.1364/OE.23.027011

5. ***Okon-Fafara M., Kawalec A.M., Witczak A.*** Radar air picture simulator for military radars // XII Conference on Reconnaissance and Electronic Warfare Systems. Proc. of SPIE. 2019. Vol. 11055. P. 1105519. DOI: 10.1117/12.2525032

6. ***Diewald A.R., Steins M., Müller S.*** Radar target simulator with complex-valued delay line modeling based on standard radar components // Advances in Radio Science. 2018. Vol. 16. P. 203–213. DOI: 10.5194/ars-16-203-2018

7. ***Гасанов А.Р., Гасанов Р.А., Ахмедов Р.А., Агаев Э.А.*** Временные и частотные характеристики акустооптической линии задержки с прямым детектированием // Измерительная техника. 2019. № 9. С. 46–52. DOI: 10.32446/0368-1025it.2019-9-46-52

8. ***Гасанов А.Р., Гасанов Р.А.*** Некоторые особенности практической реализации акустооптической линии задержки с прямым детектированием // ПТЭ. 2017. № 5. С. 112–115. DOI: 10.7868/S0032816217050081

9. ***Christopher C.D.*** Lasers and electro-optics. Cambridge University Press, 2014. 820 p. DOI: 10.1017/CBO9781139016629

10. ***Lee J.N., Van der Lugt A.*** Acousto-optic signal processing and computing // Proceedings of the IEEE. 1989. Vol. 77. No. 10. P. 158–192.

Поступила в редакцию 21.08.2020 г.; после доработки 21.08.2020 г.; принята к публикации 24.11.2020 г.

Гасанов Афиг Рашид оглы – доктор технических наук, профессор Национальной академии авиации Азербайджана (Азербайджан, AZ1045, г. Баку, пос. Бина, 25-й км), hasanov@naa.edu.az

Гасанов Руслан Афиг оглы – доктор технических наук Национальной академии авиации Азербайджана (Азербайджан, AZ1045, г. Баку, пос. Бина, 25-й км), ruslan-icq@mail.ru

Ахмедов Ровшан Аррахман оглы – докторант Национальной академии авиации Азербайджана (Азербайджан, AZ1045, г. Баку, пос. Бина, 25-й км), rovshan.ahmadov96@list.ru

Садыхов Масуд Вугар оглы – докторант Национальной академии авиации Азербайджана (Азербайджан, AZ1045, г. Баку, пос. Бина, 25-й км), sadiqovm.1999@gmail.com

References

1. Shakin O.V., Nefedov V.G., Churkin P.A. Aplication of acoustooptics in electronic devices. 2018. *Conference «Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems».* St. Petersburg, 2018, pp. 1–4. DOI: 10.1109/WECONF.2018.8604351

2. Yushkov K.B., Molchanov V.Ya., Ovchinnikov A.V., Chefonov O.V. Acousto-optic replication of ultrashort laser pulses. *Physical Review*, 2017, vol. 96, iss.4, p. 043866. DOI: 10.1103/PhysRevA.96.043866.

3. Schubert O., Eisele M., Crozatier V., Forget N., Kaplan D., Huber R. Rapid-scan acousto-optical delay line with 34 kHz scan rate and 15 as precision. *Optics Letters*. 2013, vol. 38, pp. 2907–2910. DOI: 10.1364/OL.38.002907

4. Chandezon J, Rampnoux J.-M., Dilhaire S., Audoin B., Guillet Y. In-line femtosecond common-path interferometer in reflection mode. *Optics Express*, 2015. vol. 23. pp. 27011–27019. DOI: 10.1364/OE.23.027011

5. Okon-Fafara M., Kawalec A.M., Witczak A. Radar air picture simulator for military radars. *XII Conference on Reconnaissance and Electronic Warfare Systems, Proceedings of SPIE*, 2019, vol. 11055. p. 1105519. DOI: 10.1117/12.2525032

6. Diewald A.R., Steins M., Müller S. Radar target simulator with complex-valued delay line modeling based on standard radar components. *Advances in Radio Scie*nce, 2018, vol. 16, pp. 203–213. DOI: 10.5194/ars-16-203-2018

7. Hasanov A.R., Hasanov R.A., Ahmadov R.A. et al. Time- and frequency-domain characteristics of direct-detection acousto-optic delay lines. *Meas. Tech.*, 2019, vol. 62, pp. 817–824. DOI: https://doi.org/10.1007/s11018-019-01700-3

8. Hasanov A.R., Hasanov R.A. Some peculiarities of the construction of an acousto-optic delay line with direct detection. *Instrum. Exp. Tech.*, 2017, vol. 60, pp. 722–724. DOI: https://doi.org/10.1134/S0020441217050062

9. Christopher C.D. Lasers and electro-optics. *Cambridge University Press*, 2014. 820 p. DOI: 10.1017/CBO9781139016629

10. Lee J.N., Van der Lugt A. Acousto-optic signal processing and computing. *Proceedings of the IEEE*, 1989, vol. 77, no. 10, pp. 158–192.

Received 21.08.2020; Revised 21.08.2020; Accepted 24.11.2020.

Information about the authors:

Afig R. Gasanov – Dr. Sci. (Eng.), National Aviation Academy (Azerbaijan, AZ1045, Baku, Bina, 25-th km), hasanov@naa.edu.az

Ruslan A. Gasanov – Dr. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., National Aviation Academy (Azerbaijan, AZ1045, Baku, Bina, 25-th km), ruslan-icq@mail.ru

Rovshan A. Ahmadov – Doctoral student, National Aviation Academy (Azerbaijan, AZ1045, Baku, Bina, 25-th km), rovshan.ahmadov96@list.ru

Masud V. Sadikhov – Doctoral student, National Aviation Academy (Azerbaijan, AZ1045, Baku, Bina, 25-th km), sadiqovm.1999@gmail.com

Уважаемые авторы и читатели!

Вышел в свет журнал



RUSSIAN MICROELECTRONICS
Vol. 49, *No.* 7, 2020. - ISSN PRINT: 1063-7397,
ISSN ONLINE: 1608-3415,
в котором опубликованы избранные статьи
журнала «Известия вузов. Электроника».

http://pleiades.online
http://link.springer.com

ИНФОРМАЦИОННО-КОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
INFORMATION-COMMUNICATION TECHNOLOGIES

УДК 621.317.2 + 004.021 **DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-84-91**

Алгоритмы и методика исследования рабочих характеристик асинхронных двигателей для автоматизации испытаний

Я.О. Теплова

ООО «СовЭлМаш», г. Москва, Россия

yana.teplova@gmail.com

При проектировании новых электрических машин проводятся исследовательские и опытно-конструкторские работы по выбору эффективных технических решений. Контроль характеристик опытных образцов реализуется посредством испытаний в лаборатории. Автоматизация испытаний обеспечивает получение релевантных наборов данных для последующего анализа. В работе предложены и реализованы алгоритмы и методика исследования в среде GNU Octave рабочих характеристик асинхронных двигателей общего назначения. Исследованы изменения зависимости КПД двигателя от выходной мощности при применении разных технических решений в проектах двигателей. На основе результатов испытаний электрических машин в специализированной лаборатории сформулирована задача оценки энергоэффективности двигателя при работе в режиме продолжительной нагрузки с возникновением перегрузок. Предложена методика решения данной задачи на основе анализа кривых КПД. Результаты работы реализованы программно и могут быть использованы для анализа, улучшения и выбора технических решений, позволяющих достигать планируемых показателей энергоэффективности.

Ключевые слова: рабочие характеристики асинхронного двигателя; анализ результатов испытаний; алгоритм; кривая КПД

Для цитирования: Теплова Я.О. Алгоритмы и методика исследования рабочих характеристик асинхронных двигателей для автоматизации испытаний // Изв. вузов. Электроника. 2021. Т. 26. № 1. С. 84–91. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-84-91

© Я.О. Теплова, 2021

Algorithms and Methods for Induction Motors Performance Research Based on Testing Automation

Ya.O. Teplova

LLC «SovElMash», Moscow, Russia

yana.teplova@gmail.com

Abstract: New electrical machines design assumes the execution of research and test-design works with a choice and selection of the effective technical solutions. The prototypes characteristics control is implemented by testing them in laboratory using the automated tools and methods. The automation provides relevant datasets for further analysis. In the paper the algorithms and methods for studying the general purpose induction motors performance characteristics have been proposed. The changes of dependence of the motor efficiency on the output power alterations, caused by using different technical solutions, have been studied. Based on experience of the electrical machines testing in a specialized laboratory, the task of evaluating the induction motors energy efficiency when operating in S1 mode (continuous duty) with overloads occurrence, has been formulated. A method for solving the problem based on the efficiency curves has been proposed. The results have been implemented in a computer program and can be used to improve the technical solutions, allowing an achievement of the target energy efficiency indicators.

Keywords: induction motor performance characteristics; testing results analysis; algorithm; efficiency curves

For citation: Teplova Ya.O. Algorithms and methods for induction motors performance research based on testing automation. *Proc. Univ. Electronics*, 2021, vol. 26, no. 1, pp. 84–91. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-84-91

Введение. Проектирование асинхронных двигателей (АД), в частности общепромышленных, предполагает проверку эффективности технических решений, их сравнение и выбор направлений для опытно-конструкторских работ. Автоматизация испытаний позволяет с высокой достоверностью получать данные для последующего анализа. Энергопотребление и технико-экономические показатели электропривода зависят от рабочих характеристик двигателя, прежде всего КПД, определяемого по результатам испытаний в типовых режимах [1, 2]. Для оценки потенциала энергоэффективности двигателей, предназначенных для продолжительной работы с постоянной номинальной нагрузкой (режим S1), применяют классификацию IEC [3, 4]. Рабочие циклы большинства приводов нередко предполагают изменяющуюся нагрузку вследствие недогрузок, перегрузок, разгонов, торможений и выбегов. Соответственно, при исследовании энергоэффективности АД интерес представляет и изменение КПД при переменной нагрузке, характеризуемой выходной мощностью.

Цель настоящей работы – автоматизированное выполнение опытов нагрузки в ходе испытаний, а также анализ результатов исследования эффективности и технических решений разрабатываемых и модернизируемых двигателей.

Алгоритмы исследования. Предварительное исследование характеристик разрабатываемых АД, в частности электромагнитных полей, выполнено в рамках компьютерного моделирования в среде ANSYS Maxwell. Контроль характеристик образцов двигателей проведен в ходе испытаний на автоматизированном стенде с применением разработанного программного обеспечения [5]. Результаты используются для дальнейшего анализа и обратной связи для разработчиков.

Для контроля рабочих характеристик предложена автоматизация опытов нагрузки, для анализа результатов реализованы алгоритмы исследования характера изменения зависимости КПД от нагрузки в результате модернизации двигателя, или изменения кривой КПД, а также методика количественной оценки энергоэффективности при работе в продолжительном режиме с возникновением перегрузок.

Опыты проводятся путем воспроизведения нагрузочной машиной вращающего момента по заданной программе. В ходе первого опыта определяют КПД испытываемого АД при номинальных значениях напряжения, частоты питания и заданных нагрузках в соответствии с методами, указанными в [6] или [7] в зависимости от конкретного испытания. Далее проводят опыт с изменяющейся нагрузкой, выполняемый быстро в автоматизированном режиме во избежание перегрева обмоток статора. Получают следующие наборы значений контролируемых параметров: КПД η, вращающий момент T, входная (подводимая) и выходная (отдаваемая) мощности P_1 и P_2 соответственно, скорость N (частота вращения), ток I и напряжение V.

Предлагаемый алгоритм исследования изменения кривой КПД позволяет оценивать влияние изменений конструкции АД (модернизации) на энергоэффективность в широких диапазонах нагрузки. Контрольным назовем АД заводского (штатного) исполнения, модернизированным – аналогичный АД с изменениями конструкции либо модернизированный контрольный двигатель. Результаты представим как функцию разности η до и после модернизации от P_2 для удобства анализа результатов [8]. Алгоритм предполагает следующие шаги.

Шаг 1. Зависимость η от P_2 для контрольного и модернизированного двигателей представляется полиномиальными трендами [9]:

$$\mathrm{H}_d = \{\eta_{d1},\ \eta_{d2},\ldots,\ \eta_{dn}\};\ \mathrm{H}_m = \{\eta_{m1},\ \eta_{m2},\ldots,\ \eta_{mk}\},$$
$$\mathrm{H}_d = f\left(P_{2d}\right);\ \mathrm{H}_m = f\left(P_{2m}\right),$$
$$P_{2d} = \{P_{2d1},\ P_{2d2},\ldots,\ P_{2dn}\},\ P_{2m} = \{P_{2m1},\ P_{2m2},\ldots,\ \eta_{mk}\};\ n \neq k,$$

где H_d и H_m – наборы значений η, вычисляемые для построения трендов КПД контрольного и модернизированного двигателей; P_{2d} и P_{2m} – экспериментальные значения P_2.

В общем случае наборы экспериментальных данных имеют разную размерность (n и k). Далее пары (η_{di}, P_{2di}), (η_{mi}, P_{2mi}) используются в качестве базовых точек для интерполяции.

На рис.1 графически представлены результаты для пары двигателей АИР100L6 мощностью 2,2 кВт, шестиполюсных (380 В, 50 Гц) – контрольного и модернизированного.

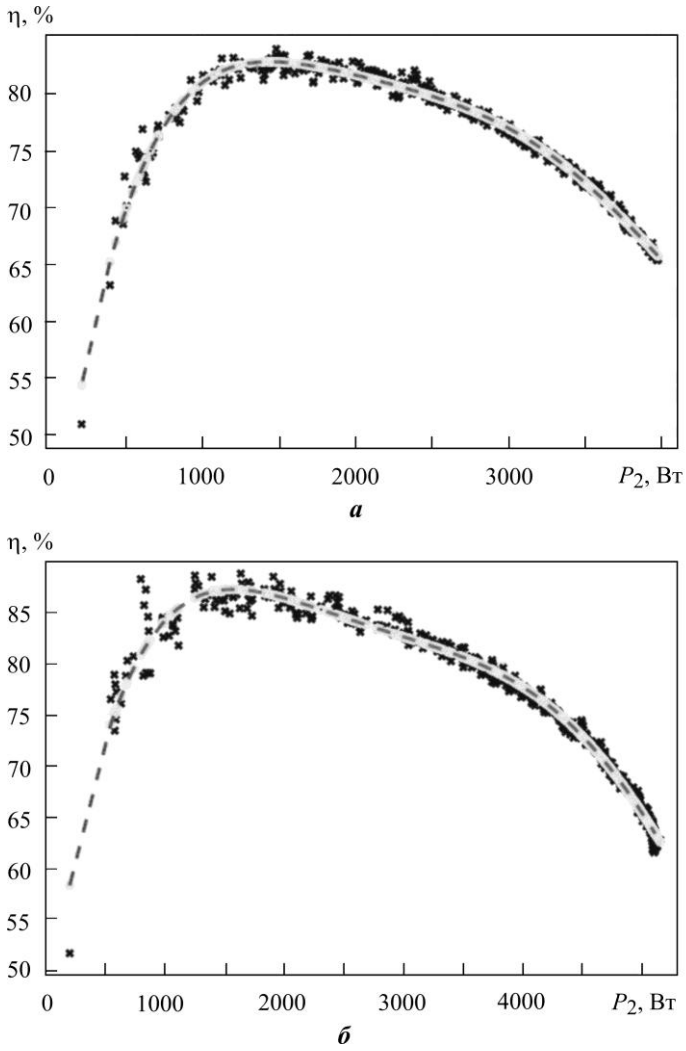


Рис.1. Зависимости КПД от выходной мощности: *а* – контрольный двигатель; *б* – модернизированный: × – экспериментальные данные; —— тренды КПД; – – – – кривые КПД после интерполяции на одинаковом наборе узловых точек
Fig.1. Efficiency curves: *a* – control sample; *b* – modified motor: × – experimental data; —— efficiency trends; – – – – efficiency curves after interpolation at the same set of nodal points

Шаг 2. Интерполяция H_d и H_m на одинаковом множестве узлов P_2' из l точек от минимального до максимального значения P_2:

$$l = \max\{n,\ k\},$$

$$P_2' = \{P_{21}',\ P_{22}',\ldots,\ P_{2l}'\};\ P_{21}' = \min\{P_{2d1},\ P_{2m1}\};\ P_{2l}' = \max\{P_{2dl},\ P_{2ml}\},$$

$$P_{2i}' = P_{2i-1}' + \frac{P_{2l}' - P_{21}'}{l-1},\ i=\overline{2,l-1},$$

$$\mathrm{H}_d \to \mathrm{H}_d' = \{\eta_{d1}',\ \eta_{d2}',\ldots,\eta_{dl}'\},$$

$$\mathrm{H}_m \to \mathrm{H}_m' = \{\eta_{m1}',\ \eta_{m2}',\ldots,\eta_{ml}'\}.$$

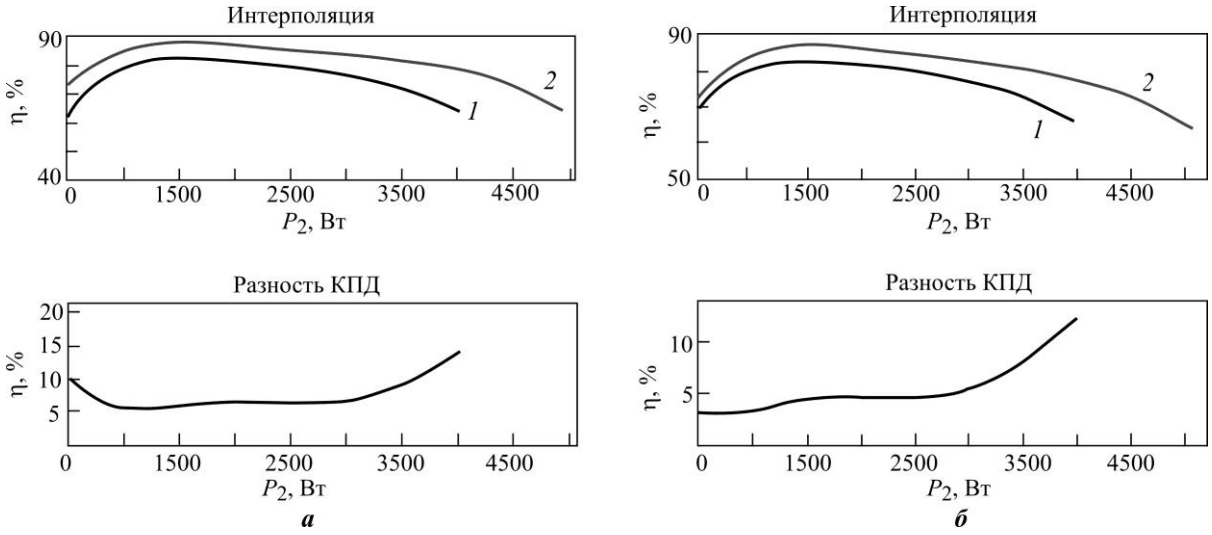
В качестве первого элемента P_2' можно использовать не минимальные, а заданные значения из P_{2d}, P_{2m}.

Шаг 3. Для каждой пары элементов множеств H'_d и H'_m с одинаковыми индексами определяется разность:

$$\mathrm{Dif} = \mathrm{H}'_m - \mathrm{H}'_d = \left\{\left(\eta_{m1} - \eta_{d1}\right),\ \left(\eta_{m2} - \eta_{d2}\right),...,\left(\eta_{ml} - \eta_{dl}\right)\right\}. \quad (1)$$

Зависимость Dif от P_2 представляет собой оценку изменения η при разных нагрузках в результате модернизации исследуемого АД с целью определения диапазонов нагрузки, для которых модернизация приводит к значительным или, наоборот, несущественным изменениям эффективности.

Рассмотрим результаты испытаний пар двигателей АДМ100L6, контрольного и модернизированного, и АИР100L6. Для обеих пар согласно (1) определены зависимости Dif(P_2). Модернизация привела к повышению КПД в пределах примерно 5–14 % и 3–12 % в исследуемых диапазонах нагрузки. Эффект значительно проявляется при перегрузках и более выражен при высокой нагрузке (рис.2).



а ***б***

Рис.2. Изменение характера зависимости КПД от выходной мощности в результате модернизации: *а* – для пары АДМ100L6; *б* – АИР100L6; *1* – до модернизации, *2* – после модернизации

Fig.2. Graphical representation of changes in motors efficiency on output power as results of modification: *a* – ADM100L6; *b* – AIR100L6; *1* – control samples; *2* – modified motors

Методика исследования. При исследовании энергоэффективности в условиях перегрузок интерес представляют как достигаемые значения КПД, так и плавность его снижения по мере увеличения перегрузки. Предлагаемая методика количественной оценки энергоэффективности общепромышленного АД при работе в продолжительном режиме с возникновением перегрузок состоит из следующих этапов:

1. Выполнение опыта с изменяющейся нагрузкой.
2. Построение полиномиального тренда КПД:

$$P_2 = \left\{P_{21},\ P_{22},..., P_{2n}\right\},$$
$$H = \left\{\eta_1,\ \eta_2,...,\eta_n\right\},$$
$$H \to X;\ X = \left\{x_1,\ x_2,..., x_n\right\},$$
$$F\left(P_{2i}\right) = x_i,\ i = \overline{1,n},$$

где P_2 и H – множества экспериментальных значений P_2 и η; X – множество значений полинома в точках P_2.

3. Интерполяция функции $X(P_2)$ на множестве из l равноотстоящих узловых точек C. В общем случае l не равно числу отсчетов n. Значения интерполируемой функции в точках c_i представляют оценками КПД в данных точках, которые обозначены k_i:

$$C = \{c_1,\ c_2,...,\ c_l\},\ c_1 = P_{21},\ c_l = P_{2n},$$

$$c_i = c_{i-1} + \frac{c_l - c_1}{l-1},\ i = \overline{2,l-1},$$

$$F(c_i) = k_i.$$

Если $l = n$, то в качестве узловых точек используются экспериментальные значения P_2, в качестве оценок КПД в этих точках – значения X:

$$C = P_2;\ \forall i = \overline{1,l}\ c_i = P_{2i},$$

$$K = X;\ \forall i = \overline{1,l}\ k_i = x_i,$$

$$F(c_i) = k_i.$$

4. Оценка плавности изменения КПД при перегрузке. Задается максимальное значение выходной мощности $P_{2\max}$. В качестве критерия плавности предлагается величина s, равная модулю суммы приближенно вычисленных производных $F(C)$ в точках c_i на отрезке от значения, ближайшего к номинальной мощности P_N, до значения, ближайшего к $P_{2\max}$:

$$s = \left|\sum_{i=a}^{b} F'(c_i)\right|,$$

$$F'(C) = \frac{\Delta k}{\Delta c},\ \Delta c \to 0,$$

$$F'(c_i) \approx \frac{f(c_i) - f(c_{i-1})}{\Delta c} = \frac{k_i - k_{i-1}}{c_i - c_{i-1}},\ c_i - c_{i-1} \neq 0,\ i = \overline{a,b},$$

где a – индекс элемента множества C, являющегося левой границей отрезка, на котором определяются производные; b – индекс для правой границы. Границы отрезка – наиболее близкие к P_N и $P_{2\max}$ значения элементов C:

$$\begin{aligned} &a = j,\ \text{если}\ \left|c_j - P_N\right| = \min\left(\left|c_i - P_N\right|\right),\ i = \overline{1,l},\\ &c_a\ -\ \text{левая граница},\\ &b = j,\ \text{если}\ \left|c_j - P_{2\max}\right| = \min\left(\left|c_i - P_{2\max}\right|\right),\ i = \overline{1,l},\\ &c_b\ -\ \text{правая граница}. \end{aligned} \qquad (2)$$

Для исключения избыточных проверок целесообразно определять границы в окрестностях P_N и $P_{2\max}$ (выражение (2) иллюстрирует общий случай). Отметим, что снижение КПД при перегрузках должно происходить более плавно и s должно стремиться к минимально возможным значениям.

Предложенную методику целесообразно использовать для сопоставления результатов испытаний АД с одинаковыми номинальными параметрами либо для сравнения разрабатываемых технических решений для новых машин. Количественные оценки s можно включать в совокупность критериев при формирования интегральной оценки того или иного технического решения.

В таблице представлены результаты исследования плавности снижения КПД рассмотренных двигателей при увеличении нагрузки от номинальной (2,2 кВт) до 4 кВт при количестве узловых точек интерполяции, равном числу экспериментальных точек (отсчетов).

Результаты оценки плавности снижения КПД асинхронных двигателей мощностью 2 кВт при перегрузке до 4 кВт
The results of evaluating 2 kW induction motors efficiency reducing smoothness at overload up to 4 kW

Двигатель	Число отсчетов	Оценка *s*
Контрольный АДМ100L6	616	2,55
Модернизированный АДМ100L6	585	1,04
Контрольный АИР100L6	511	2,07
Модернизированный АИР100L6	587	0,95

Заключение. Предложенные алгоритмы и методика исследования, реализованные в среде GNU Octave [10] в рамках средств автоматизации испытаний машин электрических вращающихся, могут использоваться для анализа результатов в специализированной лаборатории с последующим применением для проектирования АД и проверки компьютерных моделей.

Анализ полученных данных позволяет обобщать накопленную информацию по результатам испытаний электрических машин, в частности общепромышленных АД, и реализовывать эффективную обратную связь для разработчиков.

Планируется дальнейшее развитие методов контроля рабочих характеристик АД с учетом характера рабочих циклов и предполагаемых нагрузок.

Литература

1. Проектирование электрических машин: учебник для вузов / под. ред. И.П. Копылова. М.: Юрайт, 2011. 767 с.

2. ГОСТ IEC 60034-1-2014. Машины электрические вращающиеся. Ч. 1. Номинальные значения параметров и эксплуатационные характеристики. М.: Стандартинформ, 2015. 62 с.

3. ГОСТ IEC 60034-30-1-2016. Машины электрические вращающиеся. Ч. 30-1. Классы КПД двигателей переменного тока, работающих от сети (код IE). М.: Стандартинформ, 2017. 24 с.

4. Commission Regulation (EC). No 640/2009 of 22 July 2009 Implementing Directive 2005/32/EC of the European Parliament and of the Council with Regard to Ecodesign Requirements for Electric Motors. URL: https://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/TXT/PDF/?uri=CELEX:32009R0640&from=EN (дата обращения: 01.07.2020).

5. ***Теплова Я.О.*** Применение средств и методов автоматизации испытаний при разработке энергоэффективных машин электрических вращающихся // Промышленные АСУ и контроллеры. 2019. № 12. С. 3–9.

6. ГОСТ 7217-87. Машины электрические вращающиеся. Двигатели асинхронные. Методы испытаний. М.: ИПК «Изд-во стандартов», 2003. 41 с.

7. ГОСТ IEC 60034-2-1-2017. Машины электрические вращающиеся. Ч. 2-1. Стандартные методы определения потерь и коэффициента полезного действия по испытаниям (за исключением машин для подвижного состава). М.: Стандартинформ, 2018. 69 с.

8. ***Сквайрс Дж.*** Практическая физика. М.: Мир, 1971. 247 с.

9. ***Андерсон Т.*** Статистический анализ временных рядов. М.: Мир, 1976. 756 с.

10. GNU Octave (version 5.2.0). URL: https://octave.org/doc/v5.2.0/ (дата обращения: 28.04.2020).

Поступила в редакцию 16.07.2020 г.; после доработки 16.07.2020 г.; принята к публикации 24.11.2020 г.

Теплова Яна Олеговна – кандидат технических наук, доцент, ведущий специалист ООО «СовЭлМаш» (Россия, 124460, г. Москва, г. Зеленоград, Панфиловский пр-т, 10), yana.teplova@gmail.com

References

1. *Electrical machines design: tutorial for universities*. Ed. by I.P. Kopylov. Moscow, Urait Publ., 2011. 767 p. (In Russian).

2. *State Standard GOST IEC 60034-1-2014. Rotating electrical machines. Part 1. Rating and performance*. Moscow, Standartinform Publ., 2015. 62 p. (In Russian).

3. *State Standard GOST IEC 60034-30-1-2016. Rotating electrical machines. Part 30-1. Efficiency classes of line operated AC motors (IE code)*. Moscow, Standartinform Publ., 2017. 24 p. (In Russian).

4. *Commission Regulation (EC) No 640/2009 of 22 July 2009 implementing Directive 2005/32/EC of the European Parliament and of the Council with regard to ecodesign requirements for electric motors*. Available at: https://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/TXT/PDF/?uri=CELEX:32009R0640&from=EN (accessed: 01.07.2020).

5. Teplova Ya.O. Use of testing automation tools in development of energy-efficient electrical rotating machines. *Promyshlennyye ASU i kontrollery = Industrial Controllers ACS*, 2019. pp. 3–9. (In Russian).

6. *State Standard GOST 7217-87. Rotating electrical machines. Part 2-1. Induction Motors.* Testing Methods. Moscow, IPK Standards publishing house, 2003. 41 p. (In Russian).

7. *State Standard GOST IEC 60034-2-1-2017. Rotating electrical machines. Part 2-1. Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles).* Moscow, Standartinform Publ., 2018. 69 p. (In Russian).

8. Squires G.L. *Practical Physics*. Moscow, Mir Publ., 1971. 247 p. (In Russian).

9. Anderson T. *Statistical time series analysis*. Moscow, Mir Publ., 1976. 756 p. (In Russian).

10. *GNU Octave (version 5.2.0).* Available at: https://octave.org/doc/v5.2.0/ (accessed: 01.07.2020).

Received 16.07.2020; Revised 16.07.2020; Accepted 24.11.2020.

Information about the author:

Yana O. Teplova – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., Leading Specialist, LLC «SovElMash» (Russia, 124460, Moscow, Zelenograd, Panfilovsky ave., 10), yana.teplova@gmail.com

Вниманию читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Подписку на электронную версию журнала можно оформить на сайтах:

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

УДК 004.021:004.932 DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-92-103

Применение алгоритма Джарвиса для сопровождения объекта на изображениях дальнего инфракрасного диапазона

Д.И. Немченко, В.П. Семаков, А.И. Шариков, Е.М. Шарикова

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

siomvas@mail.ru

При решении задачи сопровождения объектов для изображений ИК-диапазона получить релевантную базу необходимого объема для обучения нейронной сети достаточно проблематично. Основными помехами являются отсутствие базы изображений дальнего ИК-диапазона и сложность калибровки оборудования камер разных производителей для составления базы. Вследствие этих причин и сложности разметки границ объектов данного диапазона использование нейронных сетей на сегодняшний день нецелесообразно. В работе рассмотрены принципы сопровождения объекта на изображениях ИК-диапазона, которые основаны на получении ключевых точек с помощью алгоритмов SIFT, SURF, ORB. Выделены особенности данных методов, а также отмечена специфика изображений дальнего ИК-диапазона и наблюдаемых на нем объектов. Проанализированы подходы для сохранения признаков сопровождаемого объекта при переходе к новому кадру видеоизображения, выявлены их основные преимущества и недостатки. На основе полученных результатов предложена модернизация алгоритма сопровождения с использованием модификации алгоритма Джарвиса, позволяющая повысить качество слежения за объектом. Экспериментально проведена оценка влияния дополнительной обработки в алгоритме сопровождения на быстродействие. Предложенный подход к сопровождению объекта на ИК-изображении, составленный на основе ключевых точек алгоритма ORB и применения модифицированного алгоритма Джарвиса, инвариантен к поворотам и масштабированию искомого объекта и позволяет отслеживать его в условиях высокой неоднородности фона и при наличии похожих объектов. Применение разработанного алгоритма дает возможность избежать существенной потери быстродействия и значительно повысить при этом эффективность сопровождения объекта в среднем на 20 %. При этом данная модификация потребовала менее 3 % дополнительного времени обработки по сравнению с методом сохранения точек объекта.

Ключевые слова: обработка изображений; алгоритмы сопровождения объекта; алгоритм Джарвиса; кластеризация; ключевые точки; изображение инфракрасного диапазона

Для цитирования: Немченко Д.И., Семаков В.П., Шариков А.И., Шарикова Е.М. Применение алгоритма Джарвиса для сопровождения объекта на изображениях дальнего инфракрасного диапазона // Изв. вузов. Электроника. 2021. Т. 26. № 1. С. 92–103. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-92-103

© Д.И. Немченко, В.П. Семаков, А.И. Шариков, Е.М. Шарикова, 2021

Application of Jarvis Algorithm for Tracking Object on Images of Far Infrared Range

D.I. Nemchenko, V.P. Semakov, A.I. Sharikov, E.M. Sharikova

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

siomvas@mail.ru

Abstract: While solving the tracking of objects for infrared range images the obtaining of the necessary volume relevant basis for neuron network training is problematic enough. The main obstacles are the absence of the far infrared range images base and the complexity of calibration of cameras of various manufacturers for composing the base. Due to these causes and the complexity of marking the borders of the given range objects using the neuron networks, at the moment, is not expedient. In the paper the principles of object tracking on the infrared range images, based on obtaining the key points using the SIFT, SURF, ORB algorithms, have been considered. The specific features of the given methods have been distinguished, and also, the specifics of far infrared range images and of the objects observed on it, has been emphasized. The analysis of the approaches to preserve the features of tracking an object in transition to a new frame of a video image has been performed, their main advantages and disadvantages have been revealed. Based on the obtained results the modernization of the tracking algorithm using the Jarvis algorithm modification has been proposed. The estimation of the influence on speed of additional processing in the tracking algorithm has been experimentally performed. The proposed approach to tracking an object on the infrared image, composed on the ORB algorithm key points and the application of the modified Jervis algorithm, is invariant to turns and scaling of the sought for object and allows to watch it in conditions of high nonhomogeneity of the background and presence of similar objects. The application of the developed algorithm permits to avoid a considerable loss of speed with a significant increase of the object tracking efficiency.

Keywords: image processing; object tracking algorithms; Jarvis algorithm; key points; infrared band image

For citation: Nemchenko D.I., Semakov V.P., Sharikov A.I., Sharikova E.M. Application of Jarvis algorithm for tracking object on images of far infrared range. *Proc. Univ. Electronics*, 2021, vol. 26, no. 1, pp. 92–103. DOI: 10.24151/1561-5405-2021-26-1-92-103

Введение. Алгоритмы сопровождения объекта на видеоизображении применяются для решения задач из разных областей, таких как контроль автодорожной обстановки, системы безопасности, навигация и ориентация в пространстве. Для их решения используются методы, основанные на нейронных сетях, ключевых точках изображения и корреляции искомого объекта с получаемым изображением. В работе данные методы рассматриваются применительно к видеоизображениям дальнего ИК-диапазона.

Алгоритмы, основанные на нейронных сетях, позволяют получить высокую скорость обработки при сопровождении объектов видимого диапазона [1, 2]. Это направление в последнее время получило широкое развитие благодаря повышению мощности и значительному увеличению количества вычислительных блоков на современных GPU. Для решения задачи сопровождения объектов созданы библиотеки с готовыми

решениями, такие как YOLO [3] и Fast R-CNN [4]. На их основе построены алгоритмы, отслеживающие перемещение объекта на видеоизображениях. При всем многообразии созданных решений они сводились к обучению сверточных нейронных сетей на базе изображений видимого диапазона, объемы которых позволяют обрабатывать требуемые классы объектов. При решении задачи сопровождения объектов для изображений ИК-диапазона получить релевантную базу необходимого объема для обучения нейронной сети достаточно проблематично. Основными помехами являются отсутствие базы изображений дальнего ИК-диапазона и сложность калибровки оборудования камер разных производителей для составления базы. Вследствие этих причин, а также сложности разметки границ объектов данного диапазона использовать нейронные сети на сегодняшний день нецелесообразно.

Классическое решение задачи сопровождения объектов на изображении – применение корреляционных методов. В их основе лежат принципы формирования изображения эталонного объекта на определенном кадре и поиска наиболее близкого по выбранной корреляционной функции участка изображения на последующем видеокадре. При превышении пороговых значений функции объект считается отслеживаемым и локализуется на новом кадре. Этот класс алгоритмов сопровождения применяется для изображений видимого [5], ИК- [6] и комбинированного [7] диапазонов. Преимуществами корреляционных методов являются простота реализации и вычислительная эффективность за счет распараллеливания однотипных операций, но их недостаток – качество работы ввиду ограничений по возможным пространственным преобразованиям сравниваемых изображений (масштаб, поворот, перспективные искажения) [8].

Алгоритмы сопровождения объектов, основанные на вычислении ключевых точек изображений, такие как SIFT, SURF и ORB, в значительной степени решают проблемы инвариантности при повороте и масштабировании объекта на изображении. Вычисление ключевых точек не зависит от спектра обрабатываемого изображения и с успехом может применяться для ИК-диапазона, что подтверждается в работах [9, 10]. Для данного типа алгоритмов эталонное изображение воспроизводится в форме дескрипторов ключевых точек, что обеспечивает дополнительный уровень абстракции в представлении конкретного изображения. Это положительно влияет на ИК-изображения при появлении в кадре нагретых объектов, так как большинство тепловизоров автоматически настраивается, исходя из среднего уровня яркости. Указанные преимущества данного класса алгоритмов позволяют использовать их в качестве основы для сопровождения объекта изображения.

Описание алгоритма сопровождения. На рис.1 приведена схема алгоритма сопровождения объекта, построенного на базе вычисления ключевых точек на видеоизображении ИК-диапазона. Эталонное изображение, на котором вычисляются ключевые точки и рассчитываются их дескрипторы, предварительно подготавливают.

Рассмотрим вспомогательные функциональные блоки алгоритма (см. рис.1):

– предварительная обработка – к изображению применяется фильтр Гаусса и выделяется область интереса, которая определяется координатами объекта и ограничена максимально возможным перемещением объекта за один кадр (опционально);

– сопоставление дескрипторов с искомым набором – вычисленный набор дескрипторов изображения сопоставляется с набором дескрипторов сопровождаемого объекта и создаются пары: точка сопровождаемого объекта – точка нового изображения;

– кластер соответствует условиям – проверяется наличие кластера, состоящего из двух или более соответствий. Если условие выполняется, то слежение за объектом осуществляется верно, его дескрипторы передаются на следующий кадр в качестве эталона. Иначе, сопровождение данного объекта заканчивается, выдается сообщение об окончании процесса слежения.

На поступающем кадре видеоизображения необходимо провести предварительную обработку с помощью фильтра Гаусса с матрицей размытия размером не менее чем 3×3 пикселя. Это позволяет удалить шумы размером 1–2 пикселя, из-за которых при дальнейшей обработке может возникнуть значительное количество ключевых точек, не имеющих полезной информации. Потери информации при данном типе фильтрации некритичны для изображений дальнего ИК-диапазона, а эффективность ее применения исследована в работе [11], где указано, что габариты сопровождаемого объекта с учетом оптической системы и матрицы камеры должны быть не менее 3×3 пикселей.

При вычислении параметров оптической системы имеется возможность задать классы сопровождаемых объектов и рассчитать их максимальные скорости перемещения, измеряемые в пикселях. Такой подход позволяет рассматривать для поиска объекта не полный кадр, а лишь некоторую его часть, что значительно снижает вычислительную нагрузку.

Построение области интереса (*ROI*) позволяет локализовать объект при условии его невысокой скорости перемещения или при высокой частоте получения изображения с камеры. Размеры области интереса выражаются формулами:

$$ROI_w = S + \frac{W_{obj}}{2},$$

$$ROI_h = S + \frac{H_{obj}}{2},$$

где W_{obj} и H_{obj} – ширина и высота сопровождаемого объекта для первого кадра, которые задаются в пикселях оператором, для последующих – вычисляются по результатам сопровождения; S – максимально возможное перемещение сопровождаемого объекта по изображению (в пикселях) за период получения очередного кадра.

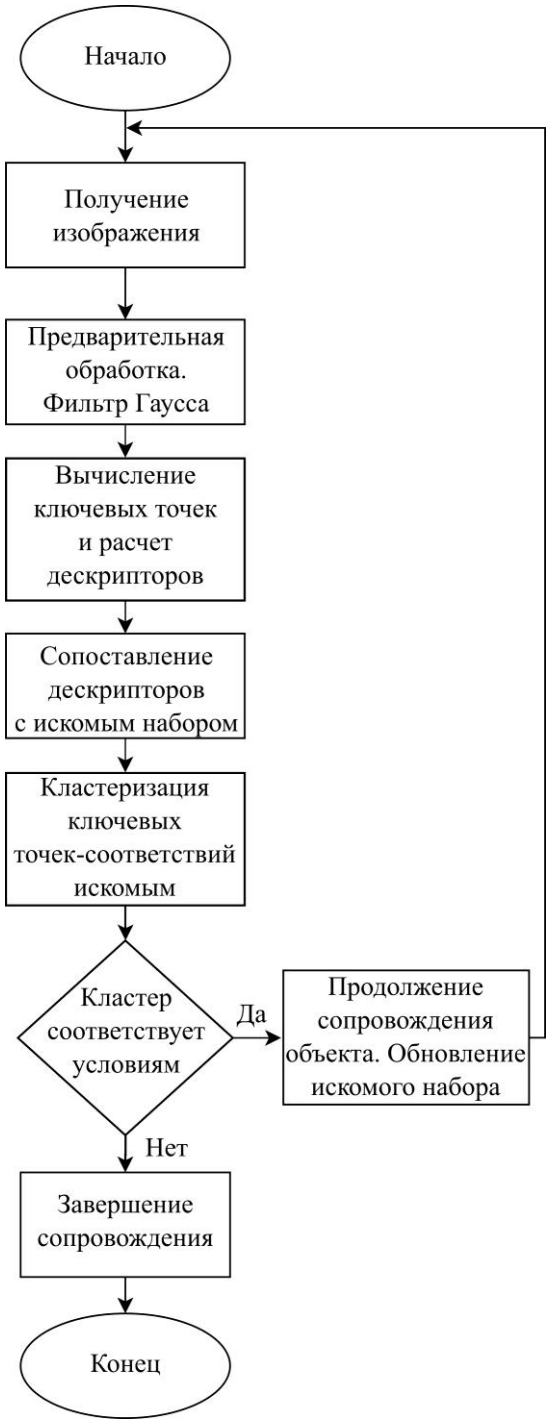


Рис.1. Схема алгоритма сопровождения объекта на видеоизображении
Fig.1. Diagram of the algorithm for tracking an object in the video image

Рассмотрим процесс вычисления ключевых точек и их дескрипторов с помощью алгоритма ORB [12]. Для выделения искомых точек первым шагом является использование детектора углов FAST [13], а полученные ключевые точки подвергаются ранжи-

рованию. В дальнейшем проводится выборка заданного количества лучших по рангу и вычисляются их дескрипторы с помощью алгоритма BRIEF [14]. При этом используются градиенты второго порядка, устойчивые к масштабированию изображения.

Детектор *ORB* использует центры масс *C* для определения ориентации ключевой точки на изображении [12]. Для их построения вычисляются центральные моменты яркости m_{pq} окрестности особой точки:

$$m_{pq} = \sum_{x,y} x^p y^q I(x,y),$$

$$C = \left(\frac{m_{10}}{m_{00}}, \frac{m_{01}}{m_{00}} \right),$$

где (x, y) – координаты ключевой точки; $I(x, y)$ – яркость в точке (x, y); m_{10} , m_{01} – центральные моменты яркости первого порядка по координатам x и y соответственно; m_{00} – момент нулевого порядка (яркость в точке (x, y)).

Угол ориентации θ окрестности радиусом 3 пикселя ключевой точки рассчитывается как $\theta = \text{atan}_2 \left(m_{01}, m_{10} \right)$.

Вычисленные дескрипторы изображения сравниваются с заранее подготовленными дескрипторами сопровождаемого объекта, сохраненными на предыдущем кадре. Сопоставление этих двух наборов дескрипторов основано на расчете расстояния Хэмминга [15]. В результате сравнения получаем пары точек-соответствий, одна из которых сохранена на предыдущем кадре, а другая – на текущем кадре видеоизображения. Это быстрый способ поиска подобия точек, учитывающий, что их дескрипторы представляет собой строку из 32-двоичных значений [12].

Кластеризация используется для формирования объекта из множества точек-соответствий на текущем кадре по заданным размерам. В работе использован алгоритм, описанный в [10], главным параметром которого при рассмотрении кластеров является количество попавших в него точек. В условиях плохой видимости или при наличии множества ярких элементов фона на изображении с его помощью можно нормировать результаты.

При использовании алгоритма сопровождения (см. рис.1) решаются проблемы изменения масштаба и поворота объекта на ИК-изображении за счет использования инвариантных к данным процессам дескрипторов ключевых точек. Получить абстрактное представление объекта, не зависящее от его формы и яркости, позволяет кластеризация сопоставлений, полученных на основе расстояния Хэмминга [15]. При построении кластеров требуемого размера, содержащего более чем одну ключевую точку, появляется возможность перейти к сопровождаемым объектам. Информация о сопровождаемых объектах должна быть актуальна на протяжении всего процесса слежения. Дескрипторы ключевых точек в процессе сопровождения изменяются и с течением времени могут заметно отличаться от начальных, что ведет к потере отслеживаемого объекта.

Первый вариант представления объекта на протяжении всей видеопоследовательности – сохранение начальных признаков объекта без добавления новых. В таком случае обеспечивается хорошее качество сопровождения на начальном отрезке видеопоследовательности, так как изменение дескрипторов объекта на соседних кадрах незначительное. С течением времени набор ключевых точек постепенно обновляется: часть из них пропадает, другие точки изменяются, а также появляются новые. Сопоставление дескрипторов один к одному не позволяет расширить представление объекта за счет вновь появившихся ключевых точек.

Результаты работы такого подхода показаны на рис.2,*а*. Отметим постепенную потерю ключевых точек сопровождаемого объекта (легкового автомобиля) и их перемещение в локальную область.



а ***б***

Рис.2. Сопровождение автомобиля при изменении его масштаба и конфигурации фона: *а* – легковой; *б* – грузовой (параметры алгоритма: число ключевых точек кластера (kp) и количество обрабатываемых кадров в секунду (FPS))

Fig.2. Tracking a car when changing its scale and background configuration: *a* – passenger car; *b* – truck (algorithm parameters: number of cluster key points (kp) and number of processed frames per second (FPS))

Другим вариантом является сохранение достаточного для сопровождения количества ключевых точек, возможно, при добавлении вновь появившихся точек P в представление объекта при использовании геометрии его кластера. Оценим диапазон точек кластера по осям координат:

$$P_{cl}\left(x_{\min}\right) \le P_i\left(x\right) \le P_{cl}\left(x_{\max}\right),$$
$$P_{cl}\left(y_{\min}\right) \le P_i\left(y\right) \le P_{cl}\left(y_{\max}\right),$$

где $P_{cl}\left(x_{\min}\right)$ и $P_{cl}\left(x_{\max}\right)$ – ключевые точки кластера с минимальным и максимальным значениями координаты x; $P_{cl}\left(y_{\min}\right)$ и $P_{cl}\left(y_{\max}\right)$ – ключевые точки кластера с минимальным и максимальным значениями координаты y.

В представление сопровождаемого объекта попадают все точки кластера независимо от их схожести с точками на предыдущем кадре. Таким образом, происходит обновление текущего набора точек объекта. Недостатком данного подхода является включение в описание части точек фона. При высоком уровне яркости фона может возникнуть ситуация, когда алгоритм сопровождения начнет следить за участком изображения с высоким контрастом и произойдет потеря искомого объекта (рис.2,*б*). Если в кластер грузового автомобиля включаются признаки, принадлежащие легковому, то набор признаков для сопровождения теряет свою локальность и создается множество отдельных соответствий с элементами фона.

Выделение границ объекта на изображениях, полученных в ИК-диапазоне, подробно изложено в работе [16], где контур объекта выделяется с помощью эквидистантной кривой. В работе показано, что множество точек сопровождаемого объекта с достаточной точностью может быть описано внешним выпуклым n-угольником. Такой подход позволяет сохранить все дескрипторы искомого объекта, учесть его изменчивость и при этом практически не захватывать дескрипторы фона. Применим построение выпуклого n-угольника для множества точек сопровождаемого объекта и оценим результаты работы алгоритма сопровождения, а также дополнительные вычислительные затраты.

Применение алгоритма Джарвиса. Для построения выпуклой оболочки использован модифицированный алгоритм Джарвиса [17]. Алгоритм основан на поиске крайних точек множества точек сопровождаемого объекта и последовательном подборе точек-кандидатов для выпуклой оболочки. Представим пошаговое описание алгоритма.

Шаг 1. Определяется крайняя точка $P_0(x, y)$ из множества точек сопровождаемого объекта с наименьшим значением координаты x и добавляется в выпуклую оболочку.

Шаг 2. Строится единичный вектор V из точки $P_0(x, y)$ в точку $P_{i+1}(x+1, y)$.

Шаг 3. Для каждой точки $P_i(x, y)$ рассматриваемого множества строится вектор P_0P_1 и вычисляется угол между ним и единичным вектором V.

Шаг 4. Так как обход контура ведется по часовой стрелке, то вычисляется наибольший угол и соответствующая ему точка P_i, которая добавляется в выпуклую оболочку.

Шаг 5. До тех пор пока добавленная точка P_i не совпадет с точкой P_0, выполняется переход к шагу 2. Если P_i совпала с P_0, выпуклая оболочка замыкается.

Построенная таким образом выпуклая оболочка включает в себя все внутренние точки сопровождаемого объекта, в том числе не попавшие в кластер через отбор соответствий.

Оценим время выполнения алгоритма Джарвиса. На шаге 3 строится вектор для каждой точки множества. В худшем случае, когда все точки составляют выпуклую оболочку, алгоритмическая сложность будет $O(n^2)$. Существуют эффективные подходы к решению задачи, например, такие как алгоритмы Грэхема [18], Чана [19] и QuickHull [20], где вычислительная сложность равна $O(n\log(n))$.

Эмпирически установлено, что количество точек сопровождаемого объекта редко превышает 50 и расхождение во времени выполнения выбранного подхода с другими методами [18–20] построения выпуклой оболочки минимально. Если рассматривать дополнительное время, затрачиваемое на построение выпуклой оболочки, относительно общего времени выполнения алгоритма сопровождения, то снижение скорости обработки изображения составит примерно 2 % в зависимости от характера видео, что подтверждено экспериментально.

Эксперимент. Тестирование алгоритма сопровождения объекта с применением метода Джарвиса проводилось на видеозаписях дальнего ИК-диапазона. В качестве объектов выбраны автомобили, слежение начиналось после ручного выбора объекта оператором. Объекты на видео либо частично перекрывались фоном, либо на короткое время (до 0,25 с) закрывались полностью, но не исчезали из кадра. Расчет эффективности сопровождения проводился по следующей формуле:

$$\text{Эффективность} = \frac{\text{Число кадров с успешным сопровождением}}{\text{Число кадров на сопровождении}} \cdot 100\%.$$

Здесь число кадров с успешным сопровождением определялось количеством кадров, на которых разница между геометрическим центром масс объекта, вычисленным в результате кластеризации, и реальным центром объекта, не превышала половины размера объекта.

В ходе эксперимента видеопоследовательности разделены на пять групп по 10 в каждой в зависимости от характера перемещения сопровождаемого объекта и перекрытия его фоном. Объекты для сопровождения – легковые автомобили и грузовики со скоростью перемещения не более 30 пикселей от кадра к кадру. Масштабирование объектов происходило как при их приближении к камере по встречной полосе движения, так и при их удалении при движении в попутном с камерой направлении. Зависимость эффективности сопровождения объекта от выбора подхода для сохранения признаков на различных видео представлена в таблице.

Наибольший процент успешно обработанных кадров при сопровождении в каждой тестируемой группе показывает алгоритм слежения с использованием добавления точек методом Джарвиса. Результаты работы алгоритма сопровождения с применением метода Джарвиса при движении объекта без перекрытия и перемещении камеры показаны на рис.3.

Ключевые точки на рис.3 распределены по всей площади, что позволяет построить кластер, близкий к центру объекта. На кадрах 2–4 значительно возрастает количество ключевых точек в рассматриваемой области сопровождения грузовика, но благодаря использованию выпуклой оболочки удается исключить попадание точек соседних объектов.

Эффективность сопровождения объекта в зависимости от выбора подхода для сохранения признаков, %
Efficiency of object tracking depending on the choice of approach to preserve features, %

Тестируемая группа видео	Сохранение точек объекта	Добавление точек по геометрии кластера	Добавление точек методом Джарвиса
Движение объекта без перекрытия	71	90	95
Движение объекта с перекрытием	62	25	89
Движение камеры, неподвижный объект	83	94	91
Движение камеры, движение объекта без перекрытия	45	27	88
Движение камеры, движение объекта с перекрытием	65	36	85



Рис.3. Успешное сопровождение грузового автомобиля с помощью предложенного алгоритма (параметры алгоритма: число ключевых точек кластера (kp) и количество обрабатываемых кадров в секунду(FPS)): 1–4 – последовательность кадров при слежении за объектом

Fig.3. Successful tracking of a truck based on the proposed algorithm (algorithm parameters: number of cluster key points (kp) and number of processed frames per second (FPS)): 1–4 – sequence of frames for object tracking

Тестирование алгоритма сопровождения проведено на процессоре Intel Atom E3950 под ОС Ubuntu 16.04. Код алгоритма написан на языке программирования C++ и собран с помощью компилятора GCC версии 7.3.0. При этом среднее значение числа обрабатываемых кадров для всех тестовых видео составило 202 в секунду. Средние значения количества обрабатываемых за секунду кадров для различных вариантов алгоритма сопровождения: сохранение точек объекта – 208; добавление точек *ROI* – 198; добавление точек методом Джарвиса – 202.

Таким образом, добавление точек методом Джарвиса позволило повысить точность работы алгоритма сопровождения в среднем на 20 %, при этом данная модификация потребовала менее 3 % дополнительного времени обработки по сравнению с методом сохранения точек объекта.

Заключение. Предложенный метод сопровождения объекта на ИК-изображении составлен на основе ключевых точек алгоритма ORB и применения модифицированного алгоритма Джарвиса. Метод инвариантен к поворотам и масштабированию искомого объекта и позволяет отслеживать его в условиях высокой неоднородности фона и при наличии похожих объектов. Разработанный алгоритм позволяет использовать результаты кластеризации соответствий ключевых точек на вновь полученном кадре для построения объекта с помощью выпуклого *n*-угольника.

Применение разработанного алгоритма позволяет избежать существенной потери быстродействия и значительно повысить при этом эффективность сопровождения объекта.

Литература

1. ***Luo W., Yang B., Urtasun R.*** Fast and furious: real time end-to-end 3D detection, tracking and motion forecasting with a single convolutional net // IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. 2018. June. P. 3569–3577.

2. ***Богуш Р.П., Захарова И.Ю.*** Алгоритм сопровождения людей на видеопоследовательностях с использованием сверточных нейронных сетей для видеонаблюдения внутри помещений // Компьютерная оптика. 2020. Т. 44. №1. С. 109–118.

3. ***Redmon J., Farhadi A.*** YOLO9000: Better, Faster, Stronger // 2017 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). 2017. July. P. 7263–7271.

4. ***Girshick R.*** Fast R-CNN // 2015 IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV). 2015. December. P. 1440–1448.

5. Телевизионные методы сопровождения объектов в сложных условиях наблюдения / ***В.И. Можейко, Н.А. Обухова, Б.С. Тимофеев и др.*** // Изв. вузов. Приборостроение. 2009. Т. 52. №8. С. 20–29.

6. ***Катулев А.Н., Колонсков А.А., Храмичев А.А., Ягольников С.В.*** Адаптивный метод и алгоритм обнаружения малоконтрастных объектов оптико-электронным средством // Оптический журнал. 2014. Т. 81. №2. С. 29–39.

7. ***Шарак Д.С., Хижняк А.В., Шевяков А.В., Михненок Е.И.*** Снижение вероятности срыва сопровождения оптически наблюдаемых объектов в корреляционных алгоритмах сопровождения за счет комплексирования исходных изображений ИК- и ТВ- диапазонов // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. 2016. Т. 96. №2. С. 88–94.

8. ***Тананыкина Л.В.*** Сравнительное исследование структурных и корреляционных методов при сопоставлении разнородных изображений // Прикладные проблемы безопасности технических и биотехнических систем. 2016. № 1. С. 11–21.

9. ***Бондаренко В.А., Капулинский Г.Э., Павлова В.А., Тупиков В.А.*** Метод поиска и сопоставления ключевых особенностей изображений для распознавания образов и сопровождения объектов // Изв. ЮФУ. Технические науки. 2019. Т. 203. № 1. С. 281–296.

10. ***Семаков В.П.*** Алгоритм кластеризации ключевых точек на изображениях ИК-диапазона // Изв. вузов. Электроника. 2017. Т. 22. №2. С. 187–191.

11. ***Шакенов А.К., Будеев Д.Е.*** Фильтрация изображений малоразмерных объектов в системах с круговым микросканированием // Автометрия. 2017. Т. 53. № 4. С. 120–126.

12. ***Rublee E., Rabaud V., Konolige K.*** ORB: an efficient alternative to SIFT or SURF // Computer Vision and 2011 IEEE International Conference. 2011. November. P. 2564–2571.

13. ***Rosten E., Drummond T.*** Machine learning for high-speed corner detection // ECCV: European Conference on Computer Vision. 2006. Vol. 1. No. 1. P. 430–443.

14. ***Calonder M., Lepetit V., Strecha C., Fua P.*** BRIEF: binary robust independent elementary features // 11th European Conference on Computer Vision. 2010. September. P. 778–792.

15. ***Hamming R.*** Error detecting and error correcting codes //The Bell System Technical Journal. 1950. Vol. 29. No. 2. P. 147–160.

16. ***Зеленский А.А., Семенищев Е.А., Франц В.А.*** Алгоритм определения формы объектов по анализу изображений, полученных в инфракрасном диапазоне // Докл. ТУСУР. 2018. Т. 21. № 3. С. 63–67.

17. ***Прапарата Ф., Шеймос М.*** Вычислительная геометрия. Введение. М.: Мир, 1989. 478 с.

18. ***Кормен Т., Лейзерсон Ч., Ривест Р., Штайн К.*** Алгоритмы. Построение и анализ. 2-е изд. М.: Изд. дом «Вильямс», 2011. 1296 с.

19. ***Mount D.M.*** Computational geometry. University of Maryland, 2002. 122 p.

20. ***Bradford Barber C., Dobkin D., Huhdanpaa H.*** The quickhull algorithm for convex hulls // ACM Transactions on Mathematical Software. 1996. Vol. 4. No. 22. P. 469–483.

Поступила в редакцию 15.09.2020 г.; после доработки 15.09.2020 г.; принята к публикации 24.11.2020 г.

Немченко Дмитрий Игоревич – инженер НИИ вычислительных средств и систем управления Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), dmitrynem@gmail.com

Семаков Василий Павлович – инженер-программист НИИ вычислительных средств и систем управления Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), siomvas@mail.ru

Шариков Антон Игоревич – инженер-электроник НИИ вычислительных средств и систем управления Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), tohan757@yandex.ru

Шарикова Елена Михайловна – инженер-электроник НИИ вычислительных средств и систем управления Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), ellenasharikova@ gmail.com

References

1. Luo W., Yang B., Urtasun R. Fast and furious: Real time end-to-end 3D detection, tracking and motionforecasting with a single convolutional net. *2018 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*. 2018. pp. 3569–3577.

2. Bogush R.P., Zakharova I.Yu. Tracking people algorithm on video sequences using convolutional neural networks for indoor video surveillance. *Komp'yuternaya optika = Computer Optics*, 2020, vol. 44, no. 1, pp. 109–118. (In Russian).

3. Redmon J., Farhadi A. YOLO9000: Better, Faster, Stronger. *2017 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR).* 2017, pp. 7263–7271.

4. Girshick R. Fast R-CNN. *2015 IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV).* 2015, pp. 1440–1448.

5. Mozheiko V.I., Obukhova N.A., Timofeev B.S., Fisenko V.T., Fisenko T.Yu. Television methods of object tracking in difficult observation conditions. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Priborostroenie) = Journal of Instrument Engineering*, 2009, vol. 52, no.8, pp. 20–29. (In Russian).

6. Kolonskov A.A., Khramichev A.A., Yagolnikov S.V. An adaptive method and algorithm for detecting low-contrast objects with an optoelectronic device. *Opticheskiy zhurnal = Optical Journal,* 2014, vol. 81, no. 2, pp. 29–39. (In Russian).

7. Sharak D.S., Khizhnyak A.V., Shevyakov A.V., Mikhnenok E.I. Reducing the probability of disruption of tracking of optically observed objects in correlation tracking algorithms by combining the initial images of the

IR and TV bands. *Doklady Belorusskogo gosudarstvennogo universiteta informatiki i radioelektroniki = Reports of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics*, 2016, vol. 96, no. 2, pp. 88–94. (In Russian).

8. Tananykina L.V. Comparative study of structural and correlation methods when comparing heterogeneous images. *Prikladnyye problemy bezopasnosti tekhnicheskikh i biotekhnicheskikh sistem = Applied problems of safety of technical and biotechnical systems*, 2016, no. 1. pp. 11–21. (In Russian).

9. Bondarenko V.A., Kapulinsky G.E., Pavlova V.A., Tupikov V.A. Method of search and comparison of key features of images for pattern recognition and object tracking. *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskiye nauki =Izvestiya SFedU. Engineering Sciences*, 2019, vol. 203, no. 1, pp. 281–296. (In Russian).

10. Semakov V.P. Algorithm for clustering key points on images of the infrared range // News of higher educational institutions. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of University. Electronics*, 2017, vol. 22, no. 2, pp. 187–191. (In Russian).

11. Shakenov A.K., Budeev D.E. Filtration of images of small-sized objects in systems with circular microscanning. *Avtometriya = Autometry*, 2017, vol. 53, no. 4, pp. 120–126. (In Russian).

12. Rublee E., Rabaud V., Konolige K. ORB: An efficient alternative to SIFT or SURF. *Computer Vision and 2011 IEEE International Conference*, 2011, pp. 2564–2571.

13. Rosten E., Drummond T. Machine learning for high-speed corner detection. *ECCV: European Conference on Computer Vision*. 2006, vol. 1, no. 1, pp. 430–443.

14. Calonder M., Lepetit V., Strecha C., Fua P.BRIEF: Binary Robust Independent Elementary Features. *11th European Conference on Computer Vision*. 2010, pp. 778–792.

15. Hamming R. Error detecting and error correcting codes. *The Bell System Technical Journal*, 1950, vol. 29, no. 2, pp. 147–160.

16. Zelensky A.A., Semenishchev E.A., Franz V.A. Algorithm for determining the shape of objects by analyzing images obtained in the infrared range. *Doklady TUSUR = Reports of TUSUR*, 2018, vol. 21, no. 3, pp. 63–67. (In Russian).

17. Praparata F., Sheimos M. *Computational geometry: An introduction*. Moscow, Mir Publ., 1989 . 478 p. (In Russian).

18. Cormen T., Leiserson C., Rivest R., Stein K. *Algorithms. Formation and analysis*. 2nd ed. Moscow, Williams Publ., 2011. 1296 p. (In Russian).

19. Mount D.M. *Computational geometry*. University of Maryland, 2002. 122 p.

20. Bradford Barber C., Dobkin D., Huhdanpaa H. The quickhull algorithm for convex hulls. *ACM Transactions on Mathematical Software*, 1996, vol. 4, no. 22, pp. 469–483.

Received 15.09.2020; Revised 15.09.2020; Accepted 24.11.2020.

Information about the authors:

Dmitry I. Nemchenko – Engineer of the Research Institute of Computing and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), dmitrynem@gmail.com

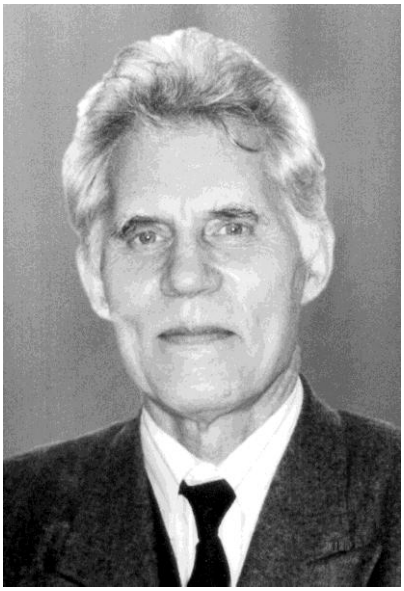
Vasily P. Semakov – Software Engineer of the Research Institute of Computing and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), siomvas@mail.ru

Anton I. Sharikov – Hardware Engineer of the Research Institute of Computing and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), tohan757@yandex.ru

Elena M. Sharikova – Hardware Engineer of the Research Institute of Computing and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), ellenasharikova@ gmail.com

ЮБИЛЕИ

К 90-летию со дня рождения Валиева Камиля Ахметовича



(15.01.1931 – 28.07.2010)

15 января 2021 г. исполнилось 90 лет со дня рождения Камиля Ахметовича Валиева – одного из основателей отечественной микроэлектроники, доктора физико-математических наук, действительного члена Российской академии наук, действительного члена Академии наук Республики Татарстан, лауреата Ленинской премии, Государственной премии РФ, премии Правительства РФ, Государственной премии Азербайджанской ССР.

Камиль Ахметович Валиев родился 15 января 1931 г. в деревне Верхний Шандер Таканышского района Татарской АССР в крестьянской семье. В 1954 г. К.А. Валиев окончил один из старейших в стране университетов – Казанский университет, в 1957 г. – аспирантуру и начал свою трудовую деятельность в Казанском государственном педагогическом институте. Был доцентом, заведующим кафедрой физики.

Тема кандидатской диссертации К.А. Валиева – теория ядерного магнитного резонанса на ядрах парамагнитных атомов (1958). Результаты исследований К.А. Валиева в области теории магниторезонансной и оптической спектроскопии жидких тел послужили материалом для его докторской диссертации, успешно защищенной в 1963 г. За совокупность фундаментальных теоретических работ в области электронного парамагнитного резонанса Камиль Ахметович награжден Международной премией им. Е.К. Завойского (1997).

Летом 1964 г. К.А. Валиев был приглашен в Научный центр микроэлектроники (г. Зеленоград) для работы над проблемой создания микроэлектронной промышленности в СССР. В январе 1965 г. К.А. Валиев стал первым директором НИИ молекулярной электроники. Камиль Ахметович решал не только задачи по разработке микроэлектронных технологий, но и занимался подбором и подготовкой научных и производственных кадров. Деятельность К.А. Валиева в

коллективе соавторов по созданию микроэлектронной промышленности в СССР была отмечена в 1974 г. Ленинской премией.

К.А. Валиев принял активное участие в становлении Московского института электронной техники (МИЭТ) и создал кафедру интегральных полупроводниковых схем, которую возглавлял более 10 лет. В те годы наиболее ярко проявился талант Камиля Ахметовича как педагога. Им была разработана методология подготовки инженера для микроэлектроники, которая предусматривала сочетание фундаментального образования по физике и математике с конкретными знаниями в области микроэлектроники, подготовлены и прочитаны учебные курсы по физике твердого тела и полупроводников, а также по ряду специальных дисциплин.

В 1972 г. К.А. Валиев был избран членом-корреспондентом АН СССР (Отделение общей физики и астрономии). В 1977–1983 гг. К.А. Валиев – заведующий сектором микроэлектроники Физического института им. П.Н. Лебедева (ФИАН), а в 1984–1988 гг. – заведующий лабораторией микроэлектроники Института общей физики (ИОФАН). В 1984 г. К.А. Валиев избран академиком АН СССР по Отделению информатики, вычислительной техники и автоматизации.

В 1988 г. под руководством К.А. Валиева на базе отдела ИОФАН создан Физико-технологический институт (ФТИАН) АН СССР (затем РАН). С того же года Камиль Ахметович – главный редактор журнала «Микроэлектроника». В 1988–2005 гг. К.А. Валиев – директор ФТИАН, а с 2005 г. – научный руководитель ФТИАН. В 1989–1992 гг. одновременно с работой во ФТИАН К.А. Валиев временно исполнял обязанности директора НИИ проблем проектирования в микроэлектронике (НИИ САПРАН, ныне – ИППМ РАН).

В 1998 г. К.А. Валиев обратился к новой области исследований – квантовым компьютерам и квантовым вычислениям, а в более широкой постановке – к квантовой информатике, включающей в себя кроме квантовых компьютеров и вычислений также квантовые связи и метрологию. К.А. Валиев (совместно с А.А. Кокиным) написал первую отечественную монографию по квантовым компьютерам «Квантовые компьютеры: надежды и реальность», которая выдержала два издания.

В 2001 г. в МГУ на факультете вычислительной математики и кибернетики К.А. Валиевым создана кафедра квантовой информатики.

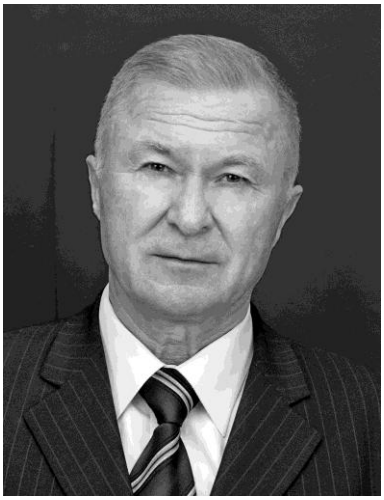
Научно-педагогическая школа К.А. Валиева вырастила немало выдающихся ученых, среди которых академики, члены-корреспонденты РАН, доктора наук, руководители и ведущие специалисты предприятий электронной промышленности.

Заслуги К.А. Валиева отмечены орденами «За заслуги перед Отечеством» III и IV степени, орденом Октябрьской Революции, двумя орденами Трудового Красного Знамени.

Выдающийся ученый, яркая, одаренная личность, Камиль Ахметович был человеком незаурядных душевных качеств, пользовался заслуженным авторитетом. Во всех сферах деятельности он всегда видел и воспринимал новое, его отличали широта кругозора, разносторонняя и глубокая оценка явлений, беспримерная увлеченность наукой, неиссякаемая работоспособность и упорство в достижении поставленных целей.

Редколлегия

Коноплёву Борису Георгиевичу – 70 лет



24 января 2021 г. исполнилось 70 лет Коноплёву Борису Георгиевичу, научному руководителю Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета (ЮФУ), доктору технических наук, профессору, заслуженному деятелю науки Российской Федерации.

Борис Георгиевич Коноплёв родился в 1951 г. в г. Ленинске-Кузнецком Кемеровской области. В 1973 г. с отличием окончил Таганрогский радиотехнический институт (ТРТИ) по специальности «Конструирование и производство радиоаппаратуры» и начал свою трудовую деятельность в научно-исследовательской части ТРТИ, где прошел путь от инженера до руководителя крупной лаборатории по разработке элементной базы и сложных радиоэлектронных схем. В 1978 г. Б.Г. Коноплёву присвоена ученая степень кандидата технических наук в области микроэлектроники, в 1990 г. он защитил докторскую диссертацию по методам и системам автоматизированного проектирования СБИС.

С 1978 по 1989 г. Б.Г. Коноплёв – доцент, с 1989 г. – профессор кафедры конструирования электронных средств, с 1992 по 2013 г. – декан факультета электроники и приборостроения ТРТУ (ЮФУ). С 2003 г. Б.Г. Коноплёв – директор, с 2010 г. – научный руководитель Научно-образовательного центра «Нанотехнологии» ЮФУ, с 2019 г. по настоящее время – научный руководитель Института нанотехнологий, электроники и приборостроения ЮФУ.

Профессор Б.Г. Коноплёв – авторитетный специалист в области микро- и наноэлектроники, руководитель ведущей научной школы «Нанотехнологии, наноэлектроника, наносистемы». Под руководством профессора Б.Г. Коноплёва создан и введен в эксплуатацию крупнейший на Юге России Научно-образовательный центр «Нанотехнологии», оснащенный уникальным исследовательско-технологическим оборудованием, и выполнены приборные разработки по федеральным целевым программам и постановлениям Правительства РФ, по координационным планам РАН и ряда отраслевых министерств.

Б.Г. Коноплёв – автор более 250 научных работ, 9 книг (4 монографии и 5 учебников) и более 80 патентов и авторских изобретений. Он подготовил 5 докторов и 12 кандидатов наук.

В течение многих лет Б.Г. Коноплёв работает в редколлегиях научных журналов: «Известия вузов. Электроника», «Проектирование и технология электронных средств», «Наноинженерия» и др.

Деятельность Б.Г. Коноплёва отмечена правительственными наградами. Ему присвоены почетное звание «Заслуженный деятель науки Российской Федерации» (2001 г.), звания «Почетный работник электронной промышленности» (2001 г.), «Почетный работник высшего профессионального образования РФ» (2005 г.), «Почетный работник науки и высоких технологий Российской Федерации» (2020 г.). Награжден медалью ордена «За заслуги перед отечеством» II степени.

Поздравляем Бориса Георгиевича с юбилеем, желаем крепкого здоровья и успехов на благо российской науки!

Редколлегия

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

(Правила оформления рукописей действуют с 1 июля 2019 г.)

Внимание! Введены новые требования к выполнению рисунков.

ВАЖНАЯ ИНФОРМАЦИЯ! Статьи принимаются в редакцию только при наличии лицензионного договора о передаче авторского права. Статьи, рекомендованные для публикации в журналах Semiconductors и Russian Microelectronics, необходимо также сопровождать договорами о передаче авторского права.

Научно-технический журнал **«Известия вузов. ЭЛЕКТРОНИКА»** публикует **на русском и английском языках** оригинальные и обзорные (заказные) статьи. В центре внимания журнала – актуальные проблемы электроники. Термин «электроника» включает в себя микро-, нано-, опто- и акустоэлектронику, фотонику, вакуумную и СВЧ-электронику и др. Освещаются физические, технологические и схемотехнические аспекты этих направлений электроники.

Основные рубрики:

- **фундаментальные исследования;**
- **материалы электроники;**
- **технологические процессы и маршруты;**
- **элементы интегральной электроники;**
- **схемотехника и проектирование;**
- **микро- и наносистемная техника;**
- **интегральные радиоэлектронные устройства;**
- **биомедицинская электроника;**
- **информационно-коммуникационные технологии;**
- **проблемы высшего образования.**

В редакцию представляются:

1. Текст статьи, включая аннотации, рисунки, таблицы, библиографический список, список авторов и сведения о них, подготовленный на компьютере и распечатанный на лазерном принтере на белой бумаге формата А4 с четким и ясным шрифтом ***в 2-х экземплярах.***
2. Электронный вариант статьи для верстки, подготовленный на IBM PC в формате MS Word for Windows.
3. Экспертное заключение, рекомендация кафедры, сопроводительное письмо на официальном бланке (для сторонних организаций).
4. Лицензионный договор о передаче авторского права в 2-х экземплярах. Форму лицензионного договора можно найти по ссылке: http://ivuz-e.ru/authors/

Статья должна быть подписана всеми авторами.

Ориентировочный объем публикаций: для статьи 12 страниц текста и 5 рисунков, для краткого сообщения не более 4 страниц текста и 2 рисунка.

Статья должна содержать введение, основную часть, заключение.

Первая страница статьи оформляется следующим образом: индекс УДК; название статьи; инициалы, фамилия автора; название учреждения, где выполнена работа; e-mail; аннотация на русском языке, ключевые слова. Далее следует текст статьи. Статья должна быть пронумерована насквозь.

Аннотация:

Аннотация должна быть структурирована и содержать: обоснование проблемы (введение); методы исследования; результаты; заключение. Рекомендуемый объем: 150–200 слов.

Аннотации должны быть распечатаны на отдельных страницах:

- на английском языке с названием статьи, инициалами и фамилией автора и местом работы;
- на русском языке с названием статьи, инициалами и фамилией автора и местом работы.

После аннотаций необходимо дать ***ключевые слова*** на русском и английском языках.

В электронном варианте аннотации на английском и русском языках оформляются в виде отдельных текстовых файлов.

Текст:

- печатается ***через два интервала*** с размером шрифта не меньше стандартного машинописного (13 кегль, Times New Roman);

- абзацы отделяются друг от друга одним маркером конца абзаца, ширина отступа (0,75 см) устанавливается в меню Word Формат/Абзац; набор текста начинается с левого края; по правому краю текст не выравнивается; текст набирается без переносов.

Формулы:

Для набора формул в MS Word используется MathType 6.0. Установки редактора формул Styles/Sizes (Стили/Размеры) только ***по умолчанию.*** Пронумерованные формулы (нумеруются только те, на которые ссылаются в тексте) выносятся отдельной строкой и располагаются по центру.

Иллюстрации:

1. Векторные рисунки представляются в формате файла *.SVG (версии 1.1). Для выполнения иллюстраций рекомендуется использовать свободно распространяемый векторный редактор Inkscape 0.92 (официальный сайт https://inkscape.org). Текст и линии на рисунке должны быть редактируемыми (текст не «в кривых»).

2. **Использование MS Word не допускается.**

3. Фотографии могут быть представлены в градациях серого на матовой бумаге (предпочтительно формата 9×12 см).

Каждый рисунок должен быть представлен в отдельном файле. Формат рисунков не должен превышать 15×22 см. Рисунки должны быть упомянуты в тексте, пронумерованы и надписаны (на обороте каждого рисунка разборчиво написать порядковый номер, ФИО автора).

Подрисуночные подписи (на русском и английском языках) прилагаются на отдельном листе.

Таблицы должны быть обязательно упомянуты в тексте и иметь заголовки (на русском и английском языках).

Библиографический список:

- оформляется согласно ГОСТ Р 7.0.5–2008 «Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления»; должен содержать не менее 10 названий (в обзорных (заказных) статьях – не более 50 названий); ссылки в тексте даются в квадратных скобках: [1];

- нумерация источников должна соответствовать очередности ссылок в тексте;

- русскоязычные источники должны быть переведены на английский язык.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

Список авторов и сведения о них:

- оформляется отдельным файлом;

- необходимо указать: фамилию, имя, отчество полностью; ученую степень, ученое звание, должность, место работы, служебный адрес (на русском и английском языках), служебный телефон, e-mail;

- указать автора, ответственного за прохождение статьи, для аспирантов – научного руководителя.

Плата за публикацию статей не взимается.

Статьи направлять по адресу: 124498, г. Москва, г. Зеленоград, площадь Шокина, дом 1, МИЭТ, редакция журнала «Известия вузов. Электроника», комн. 7231.

Тел.: 8-499-734-62-05

E-mail: magazine@miee.ru

http://ivuz-e.ru

ПОДПИСКА 2021

Научно-технический журнал «Известия высших учебных заведений. ЭЛЕКТРОНИКА»

Периодичность журнала - 6 номеров в год

В центре внимания журнала - актуальные проблемы электроники. На его страницах освещаются результаты научно-исследовательских работ, выполненных в вузах и НИИ, на промышленных предприятиях страны, методические аспекты преподавания с учетом современных требований и форм обучения, дается информация о научных конференциях. Формируются специальные выпуски по тематическому признаку.

Подписаться на печатную версию журнала можно:

- **по каталогу** «Периодические издания. Газеты и журналы» ООО «УП Урал-Пресс»
- **по объединенному каталогу** «Пресса России» ООО «Агентство «Книга-Сервис» в любом почтовом отделении. Подписной индекс 38934
- **через редакцию** - с любого номера и до конца года

Подписку на электронную версию журнала можно оформить на сайтах:

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



Адрес редакции: 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, дом 1, МИЭТ, комн. 7231

Тел.: 8-499-734-62-05

E-mail: magazine@miee.ru

http://ivuz-e.ru

28-я Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика - 2021»

Национальный исследовательский университет «МИЭТ» проводит *29–30 апреля 2021 года в очно-заочной форме (в системе Zoom) 28-ю Всероссийскую межвузовскую научно-техническую конференцию студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика - 2021».*

Оргкомитет приглашает молодых исследователей принять участие в работе конференции.

Научные направления работы конференции (по секциям):

1. Нанотехнологии в электронике.
2. Материалы микро- и наноэлектроники.
3. Проектирование и технология электронных компонентов.
4. Микромеханика, сенсоры, робототехнические комплексы.
5. Математическое моделирование процессов и технологий.
6. Автоматизированные информационные системы и информационные технологии.
7. Информационно-управляющие и вычислительные системы и устройства.
8. Радиотехника, системы и устройства связи и телекоммуникаций.
9. Информационная безопасность.
10. Биомедицинская электроника.
11. Экологические проблемы электроники и окружающей среды.
12. Менеджмент, маркетинг в электронике и информатике.

Форма участия в работе очно-заочной конференции – выступление с докладом на секции, продолжительность выступления – 5-10 мин.

По итогам работы секций проводится конкурс работ студентов, авторами которых являются только студенты, и конкурс работ аспирантов, авторами которых являются только аспиранты. Лучшие работы будут отмечены дипломами лауреатов.

По материалам конференции предполагается издание сборника статей конференции с индексированием в РИНЦ. Отбор работ для опубликования в сборнике проводится Оргкомитетом конференции по результатам выступлений.

Ознакомиться с требованиями к представлению и оформлению тезисов и докладов можно на сайте МИЭТ в разделе «Наука и инновации», «Конференции и семинары»: https://miet.ru/page/132428

Ответственный секретарь Оргкомитета – Харач Валентина Павловна.

Адрес Оргкомитета: 124498, г. Москва, г. Зеленоград, площадь Шокина, дом 1, Национальный исследовательский университет «МИЭТ», ОНТИ, на конференцию «МэИнфо-2021»

Тел.: +7-499-720-85-30
E-mail: onti@miee.ru (для справок)