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

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

Электроника

PROCEEDINGS OF UNIVERSITIES. ELECTRONICS

Том 25
№ 2
март - апрель

Vol. 25
No. 2
March - Aprel

2020

ПОДПИСКА 2020

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 «Газеты, журналы»
АО Агентство «Роспечать»
в любом почтовом отделении

Подписной индекс 47570

по прямой подписке в АО Агентство «Роспечать»:
www.press.rosp.ru

по объединенному каталогу «Пресса России» ООО «Агентство «Книга-Сервис»
в любом почтовом отделении. Подписной индекс 38934

через редакцию - с любого номера и до конца года

Подписку на электронную версию журнала можно оформить на сайтах:

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



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

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



Известия высших учебных заведений.

ЭЛЕКТРОНИКА

Том 25, № 2, 2020
март – апрель

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”, 2020
© МИЭТ, 2020

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 10.04.2020. Формат бумаги 60×84 1/8. Цифровая печать.
Объем 11,625 усл.печ.л., 10,9 уч.-изд.л. Тираж 150 экз. Заказ № 8. 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

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

СОДЕРЖАНИЕ

Фундаментальные исследования

Гузатов Д.В., Гапоненко С.В., Тевель О.И. Возможное увеличение скорости модуляции светодиодов в беспроводных оптических сетях передачи данных с помощью металлических наночастиц с диэлектрической оболочкой 103

Элементы интегральной электроники

Асаёнок М.А., Зеневич А.О., Новиков Е.В. Исследование возможности использования кремниевых фотоэлектронных умножителей для создания генераторов случайных числовых последовательностей 114

Якунин А.Н., Аунг Мьо Сан, Хан Мьо Хтун. Повышение эффективности работы многоразрядного двоичного параллельно-префиксного сумматора 123

Чердинцев А.А., Ковалев Г.А. Моделирование влияния расположения кармана на параметры транзисторов в КМОП ИС с технологическими нормами менее 130 нм 136

Браже Р.А., Долгов Д.А. Плазмон-акустические преобразователи на структурах графен – 2D нитрид бора для терагерцового диапазона частот 145

Микро- и наносистемная техника

Йе Ко Ко Аунг, Симонов Б.М., Тимошенков С.П. Моделирование чувствительного элемента сэндвич-конструкции емкостного микромеханического акселерометра с учетом изменения диэлектрической проницаемости 155

Информационно-коммуникационные технологии

Брейкина К.В., Умняшкин С.В. Оценка качества изображения при компенсации смаза по методу Люси – Ричардсона 167

Кобяк И.П. О границах вероятностных аргументов при синтезе линейных сигнатур и статистических оценок 175

Краткие сообщения

Бахвалова С.А., Спиридонов А.Б., Фастовец А.А., Серегин В.В. Моделирование МДП-варикапа с переносом заряда в программной среде ADS 183

Памяти Соколова Евгения Борисовича 189

Юбилеи

Грибову Борису Георгиевичу – 85 лет 191

Быкову Дмитрию Васильевичу – 75 лет 193

Конференции

3rd International Conference on Microelectronic Devices and Technologies (MicDAT`2020), 21–23 October 2020, Tenerife (Canary Islands), Spain ..... 3-я стр. обложки

К сведению авторов 195

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

The



Proceedings of Universities.
ELECTRONICS
Volume 25, No. 2, 2020
March – Aprel
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", 2020
© MIET, 2020

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 10.04.2020. Sheet size 60×84 1/8. Digital printing. Conventional printed sheets 11,625. Number of copies 150. Order no. 8. 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

Fundamental researches

Guzatov D.V., Gaponenko S.V., Tevel O.I. Possible Enhancement of Modulation Rate for Light Emitting Diodes in Wireless Optical Data Transfer Networks by Means of Metal Nanoparticles with a Dielectric Shell 103

Integrated electronics elements

Asayonok M.A., Zenevich A.O., Novikov E.V. Study on Use of Silicon Photo-Electronic Multiplier to Create a Generator of Random Numerical Sequence 114

Yakunin A.N., Aung Myo San, Han Myo Tun. Improving the Performance of a Multi-Bit Binary Parallel Prefix Adder 123

Cherdintsev A.A., Kovalev G.A. Modeling of Influence of Well Location on Parameters in MOSFETs Integrated Circuits with Technological Norms Deeper than 130 nm 136

Brazhe R.A., Dolgov D.A. Plasmon-Acoustic Transducers Based on Graphene – 2D Boron Nitride Structures for Terahertz Frequency Range 145

Micro- and nanosystem technology

Ye Ko Ko Aung, Simonov B.M., Timoshenkov S.P. Simulation of a Sensitive Element of a Sandwich Structure of a Capacitive Micromechanical Accelerometer Based on the Dielectric Constant Changes .. 155

Information-communication technologies

Breykina K.V., Umnyashkin S.V. Image Quality Estimation for Blur Compensation Using Lucy – Richardson Method 167

Kobyak I.P. About Borders of Probabilistic Arguments at Synthesis Linear Signatures and Statistical Estimates 175

Brief reports

Bahvalova S.A., Spiridonov A.B., Fastovets A.A., Seregin V.V. MIS Varicap with Charge Transfer Modeling in the ADS Program Environment 183

In memory of Sokolov Evgeniy Borisovich 189

Anniversaries

Gribov Boris Georgievich is 85 years old 191

Bykov Dmitry Vasilyevich is 75 years old 193

Conferences

3rd International Conference on Microelectronic Devices and Technologies (MicDAT`2020), 21–23 October 2020, Tenerife (Canary Islands), Spain ..... 3 cover page

Instructions for authors 195

ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ
FUNDAMENTAL RESEARCHES

УДК [535.14+535.37]:004.7 DOI:10.24151/1561-5405-2020-25-2-103–113

Возможное увеличение скорости модуляции светодиодов в беспроводных оптических сетях передачи данных с помощью металлических наночастиц с диэлектрической оболочкой

Д.В. Гузатов[1], С.В. Гапоненко[2], О.И. Тевель[1]

[1]Гродненский государственный университет им. Я. Купалы, г. Гродно, Беларусь
[2]Институт физики им. Б.И. Степанова НАН Беларуси, г. Минск, Беларусь

guzatov@mail.ru

В настоящее время плазмонные эффекты в металлических наночастицах используются, в частности, для повышения эффективности светодиодов. Одним из новых направлений может стать применение плазмонных свойств наночастиц для улучшения характеристик беспроводных оптических сетей, в которых данные передаются с помощью светодиодов (сети Li-Fi). В работе рассмотрены вопросы применения металлических наночастиц с диэлектрической оболочкой для увеличения скорости модуляции светодиодов и, как следствие, увеличения скорости передачи данных в беспроводных оптических сетях, обусловленной возрастанием скорости переходов в нанокристалле при его расположении вблизи поверхности наночастицы. Исследованы зависимости скоростей излучательных и безызлучательных переходов в нанокристалле от длины волны испускания при разных диаметрах металлических ядер и толщинах оболочек. Показано, что, задавая оптимальную конфигурацию наночастицы с оболочкой, можно создавать условия, при которых увеличение скорости излучательных переходов на длине волны испускания нанокристалла будет значительно превышать увеличение скорости безызлучательных переходов. Это позволит увеличить скорость модуляции светодиодов без потери их энергетической эффективности как источников освещения. Полученные результаты могут быть полезны при исследовании флуоресценции молекул и нанокристаллов вблизи наночастиц, а также для улучшения характеристик оптических сетей передачи данных Li-Fi.

© Д.В. Гузатов, С.В. Гапоненко, О.И. Тевель, 2020

Ключевые слова: металлическая наночастица с диэлектрической оболочкой; излучательный и безызлучательный переходы; увеличение скорости модуляции светодиода; сеть передачи данных с использованием светодиодного освещения

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (грант Ф19МС-004).

Для цитирования: Гузатов Д.В., Гапоненко С.В., Тевель О.И. Возможное увеличение скорости модуляции светодиодов в беспроводных оптических сетях передачи данных с помощью металлических наночастиц с диэлектрической оболочкой // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 2. С. 103–113. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-103-113

Possible Enhancement of Modulation Rate for Light Emitting Diodes in Wireless Optical Data Transfer Networks by Means of Metal Nanoparticles with a Dielectric Shell

D.V. Guzatov[1], S.V. Gaponenko[2], O.I. Tevel[1]

[1]Yanka Kupala State University of Grodno, Belarus
[2]B.I. Stepanov Institute of Physics of the National Academy of Sciences of Belarus, Minsk

guzatov@mail.ru

Abstract: Currently, the plasmonic effects in metal nanoparticles are used, for example, to improve the characteristics of light-emitting diodes (LEDs). One of the new directions may be the use of plasmonic properties of nanoparticles to improve the characteristics of wireless optical networks, in which LEDs are used for the data transfer (Li-Fi networks). The use of the metal nanoparticles with dielectric shells to accelerate modulation of LEDs and as a result to increase the data transfer rate in the wireless optical networks due to an increase in the transition rates in a nanocrystal, located near the nanoparticle surface, has been considered. The dependences of radiative and nonradiative transition rates in a nanocrystal on the emission wavelength have been studied for various diameters of the metal core and shell thicknesses. It has been shown that by setting the optimal configuration of a nanoparticle with shell it is possible to create conditions, under which the increase in the radiative transition rates at the emission wavelength of a nanocrystal will significantly exceed the increase in the nonradiative transition rates, which allows one to accelerate the modulation of LEDs without losing their energy efficiency as the light sources. The results obtained in this work can be used both for studying the fluorescence of molecules and nanocrystals near the nanoparticles and to improve the performance of Li-Fi optical data networks.

Keywords: metal nanoparticle with dielectric shell; radiative and nonradiative transfers; LED's modulation acceleration; Li-Fi data transfer network

Acknowledgement: the work has been supported by the Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research (grant F19MS-004).

For citation: Guzatov D.V., Gaponenko S.V., Tevel O.I. Possible enhancement of modulation rate for light emitting diodes in wireless optical data transfer networks by means of metal nanoparticles with a dielectric shell. *Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 2, pp. 103–113. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-103-113

Введение. Плазмонные свойства металлических наночастиц, т.е. увеличение локальных электрических полей на плазмонных частотах и связанные с этим эффекты, могут использоваться, например, для повышения эффективности светодиодных систем (светодиодов) [1–6], для улучшения характеристик беспроводных оптических сетей, в которых светодиоды применяются для передачи данных (сети Li-Fi) [7]. Такие сети могут быть реализованы с помощью светодиодов, излучающих свет на различных длинах волн видимого диапазона, а также светодиодов белого света.

Плазмонные эффекты приводят к ускорению модуляции светодиодов, которая заключается в возрастании скорости переходов в нанокристалле вблизи наночастицы металла, что ведет к увеличению скорости передачи данных в сети. При этом важным является определение таких условий, при которых скорость переходов возрастает преимущественно за счет повышения интенсивности излучения, что позволяет не потерять энергетическую эффективность светодиода как источника освещения. Этого можно достичь, например, если расположить светодиодную систему, состоящую из нанокристалла (квантовой точки) и серебряной наносферы, в полимере [8, 9]. В такой системе усиление радиационной скорости происходит за счет нескольких факторов. В частности, наличие диэлектрической среды (полимера) существенно влияет на спектр излучательных переходов, смещая максимум спектра в область больших длин волн. В то же время спектральные пики нерадиационных переходов локализованы в более коротковолновой области. Другими факторами являются значение диаметра наносферы, при возрастании которого максимум спектра радиационной скорости дополнительно смещается в область больших длин волн, а также расстояние от нанокристалла до наночастицы, при увеличении которого скорость нерадиационных переходов ослабевает. В результате могут быть созданы условия, при которых на типичной длине волны светодиодов синего света, равной 450 нм, возникает значительное увеличение скорости излучательных переходов по сравнению с увеличением скорости безызлучательных переходов. Это приводит к тому, что на данной длине волны возможно увеличение скорости модуляции светодиодов без потери их энергетической эффективности.

Цель настоящей работы – исследование излучательных и безызлучательных скоростей переходов в квантовом дипольном излучателе (нанокристалле), расположенном вблизи металлической наночастицы с диэлектрической оболочкой, для возможного увеличения скорости модуляции светодиодов в беспроводных оптических линиях коммуникации. Отметим, что рассматриваемая светодиодная система является альтернативой системе, исследованной в [8, 9]. С технологической точки зрения она проще (в отличие от наночастицы и нанокристалла в диэлектрике), поскольку, если нанокристалл адсорбирован поверхностью диэлектрика, его положение до металлического ядра определяется толщиной оболочки. В то же время реализация оптимального расстояния от нанокристалла до металла при достаточно плотной окружающей среде – сложная задача.

Расчет. Фактор плазмонного увеличения скорости модуляции светодиодов F_{MA} можно рассчитать как отношение суммы вероятностей излучательных и безызлучательных

переходов в нанокристалле, расположенном вблизи наночастицы с оболочкой, к соответствующей сумме вероятностей в нанокристалле при отсутствии наночастицы [8]:

$$F_{MA} = \frac{\gamma_r + \gamma_{nr} + \gamma_{int}}{\gamma_0 + \gamma_{int}} = 1 + Q_0\left(\frac{\gamma_r + \gamma_{nr}}{\gamma_0} - 1\right), \quad (1)$$

где γ_r и γ_{nr} – радиационная и нерадиационная скорости переходов в нанокристалле вблизи наночастицы соответственно; γ_{int} – скорость, учитывающая внутренние потери в нанокристалле (предполагается, что она не зависит от наличия наночастицы); γ_0 – скорость излучательных переходов в нанокристалле при отсутствии наночастицы; Q_0 – собственный квантовый выход нанокристалла, который связан с γ_{int} соотношением

$$Q_0 = \frac{\gamma_0}{\gamma_0 + \gamma_{int}}.$$

При удалении нанокристалла от наночастицы $\gamma_r \to \gamma_0$, $\gamma_{nr} \to 0$, т.е. $F_{MA} \to 1$. Для металлических сфер скорости переходов могут быть найдены с помощью общих выражений, корректно учитывающих размер наночастицы (теория Ми) [6, 10]. Для рассматриваемых металлических сфер с диэлектрической оболочкой эти выражения должны быть преобразованы способом, описанным в работе [11]. Кроме того, выражения для скоростей переходов в дипольном излучателе вблизи сферической частицы с оболочкой могут быть получены из общих выражений для сферы с заданным числом оболочек [12].

Как следует из (1), скорость модуляции возрастает ($F_{MA} > 1$), когда сумма относительных скоростей γ_r/γ_0 и γ_{nr}/γ_0 больше единицы. Поэтому далее основное внимание уделено модификации относительных скоростей γ_r/γ_0 и γ_{nr}/γ_0 переходов и нахождению условий, при которых возникает ускорение модуляции и энергетическая эффективность не теряется ($\gamma_r > \gamma_{nr}$).

Результаты и их обсуждение. Рассмотрим металлические сферические наночастицы, изготовленные из серебра (Ag) и золота (Au), на которые нанесены концентрические оболочки из диоксида кремния (SiO_2) или диоксида титана (TiO_2). Данные по зависимости диэлектрической проницаемости металлов от длины волны взяты из работы [13] и затем интерполированы для обеспечения гладкости зависимостей. Значения диэлектрической проницаемости SiO_2 и TiO_2 взяты из справочника [14] и тоже интерполированы как функция длины волны. TiO_2 является анизотропным веществом, поэтому в расчетах используются усредненные значения диэлектрической проницаемости. Это соответствует экспериментальным условиям, когда одновременно присутствует большое число наночастиц. Для SiO_2 использовали данные, соответствующие его изотропной модификации (стекло). Излучатель и наночастица расположены в воздушной среде, при этом для определенности нанокристалл находится непосредственно вблизи поверхности оболочки. Дипольный момент перехода в нанокристалле ориентирован перпендикулярно к поверхности наночастицы, так как в этом случае можно ожидать усиления взаимодействия.

На рис.1 показаны относительные радиационные и нерадиационные скорости переходов в нанокристалле, расположенном вблизи наночастицы с ядром из серебра и оболочкой из диоксида кремния (частица Ag/SiO_2), как функция длины волны испускания λ. Как следует из рис.1,*а*, если толщина SiO_2-оболочки зафиксирована (20 нм), то увеличение диаметра ядра из серебра приводит к перестройке спектра γ_r/γ_0: сначала значение максимума радиационной скорости увеличивается, затем уменьшается, а положение максимума смещается в более длинноволновую область, если диаметр ядра достаточно велик. При

этом пик, соответствующий максимуму, уширяется. Это коррелирует с поведением спектра экстинкции серебряной наносферы [1, 9]. В последнем случае при увеличении диаметра наночастицы аналогичное изменение спектра обусловлено увеличением вклада от рассеяния. Следовательно, длинноволновое смещение спектров скоростей переходов для частиц большого размера также обусловлено вкладом от рассеяния. В расчетах важно корректно определять этот вклад, что может быть сделано с помощью теории Ми.

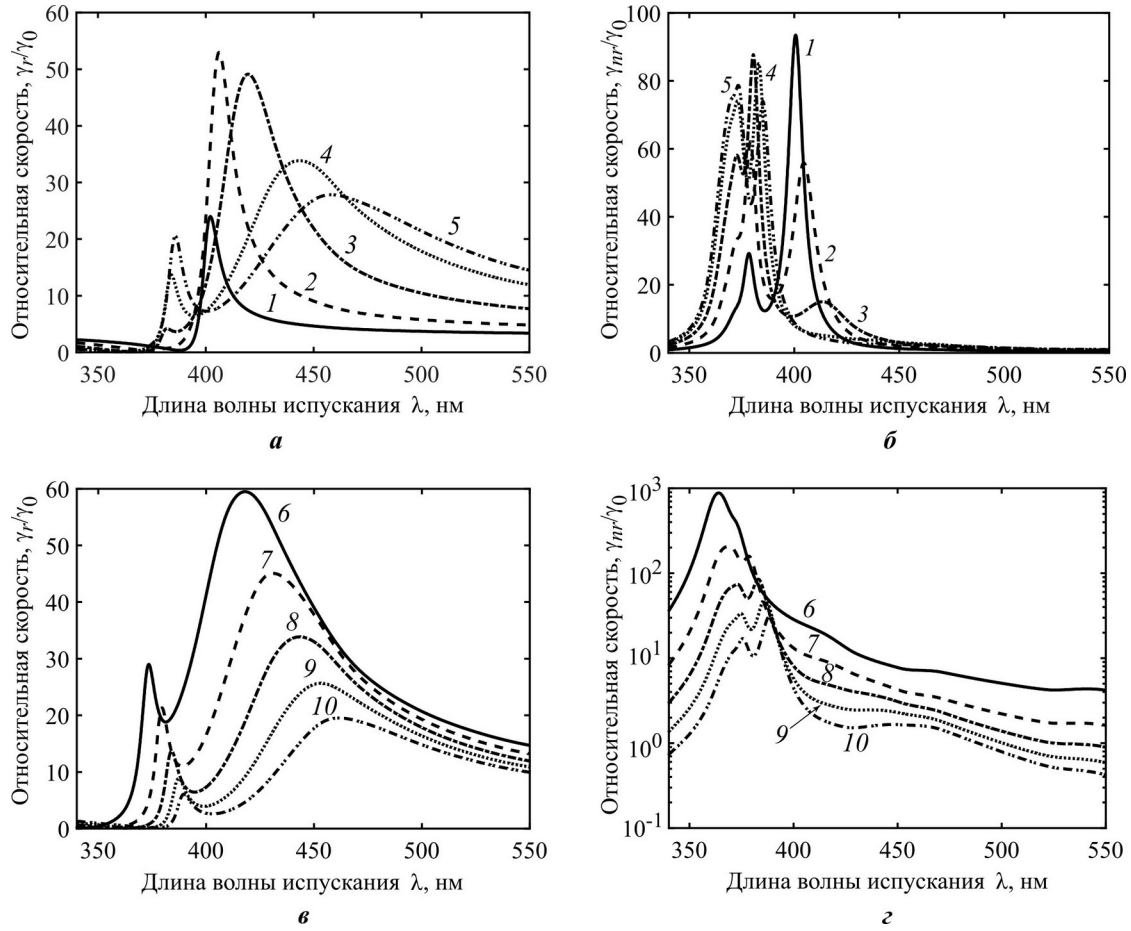


Рис.1. Зависимости относительных скоростей переходов γ_r/γ_0 (*а*,*в*) и γ_{nr}/γ_0 (*б*,*г*) от длины волны испускания λ для нанокристалла вблизи частицы Ag/SiO_2 при толщине оболочки 20 нм и диаметре ядра 25; 40; 60; 80; 90 нм (кривые *1–5* соответственно), при диаметре ядра 80 нм и толщине оболочки 10; 15; 20; 25; 30 нм (кривые *6–10* соответственно)

Fig.1. Dependencies of relative transition rates γ_r/γ_0 (*a*,*c*) and γ_{nr}/γ_0 (*b*,*d*) on the emission wavelength λ for a nanocrystal placed near a Ag/SiO_2 particle: in the case of a shell thickness 20 nm and core diameters 25; 40; 60; 80; 90 nm (curve *1–5* respectively); in the case of a core diameter 80 nm and a shell thicknesses 10; 15; 20; 25; 30 nm (curve *6–10* respectively)

Модификация спектра γ_{nr}/γ_0 при увеличении диаметра ядра похожа на изменение спектра γ_r/γ_0. Как видно из рис.1,*б*, длинноволновый пик нерадиационной скорости, расположенный в области $\lambda > 380$ нм, при увеличении диаметра смещается в сторону больших длин волн и уменьшается. Однако в отличие от спектра γ_r/γ_0 (см. рис.1,*а*) изменение пика γ_{nr}/γ_0 происходит быстрее, и при использовании металла с диаметром ядра 80 нм он почти исчезает (см. рис.1,*б*, кривая *4*). Сравнивая рис.1,*а* и рис.1,*б*, можно сделать следующий вывод. Пики спектра относительной нерадиационной скорости расположены в области $\lambda < 450$ нм, в то время как спектр радиационной скорости может иметь вытянутую длинно-

волновую составляющую. Важно, что для наночастицы из серебра с диаметром ядра 80 нм и толщиной SiO_2-оболочки 20 нм на длине волны $\lambda = 450$ нм имеем $\gamma_r/\gamma_0 \approx 33$ и $\gamma_{nr}/\gamma_0 \approx 3$, т.е. возникают условия, при которых скорость распада возрастает преимущественно за счет излучательных переходов. Данный результат аналогичен результату, полученному в работе [8], где для светоизлучающей системы из серебряной наносферы диаметром 50 нм и нанокристалла, расположенных в полимере (показатель преломления 1,5), на длине волны 450 нм найдено $\gamma_r/\gamma_0 \approx 26$ и $\gamma_{nr}/\gamma_0 \approx 4$. Поэтому использование наночастиц с оболочкой является новым подходом при разработке способов, позволяющих ускорять модуляцию светодиодов в сетях Li-Fi без потери энергетической эффективности светодиодов как источников света. Также необходимо учитывать квантовый выход нанокристалла, так как малое значение Q_0 может сильно понизить фактор F_{MA} (1).

Из рис.1,*а*,*б* следует, что радиационная скорость превышает нерадиационную и на длинах волн более 450 нм. В частности, на длине волны зеленого света ($\lambda = 540$ нм) для наночастицы с диаметром ядра 90 нм и толщиной оболочки 20 нм имеем $\gamma_r/\gamma_0 \approx 16$ и $\gamma_{nr}/\gamma_0 \approx 1$. Однако оптимальным размером ядра будет 120 нм. В этом случае при толщине оболочки 20 нм на длине волны 540 нм получаем $\gamma_r/\gamma_0 \approx 19$ и $\gamma_{nr}/\gamma_0 \approx 1$. Таким образом, использование серебряных наносфер с SiO_2-оболочкой позволяет получить существенное превышение γ_r/γ_0 над γ_{nr}/γ_0 в широком спектральном диапазоне.

Светодиоды синего света ($\lambda = 450$ нм) применяются для создания светодиодов белого света. Для этого используется конвертер (нанокристалл), с помощью которого синий свет преобразуется в зеленый и красный. В результате смешивания трех основных цветов возникает белый свет. В работе [9] показано, что интенсивность фотолюминесценции конвертера вблизи серебряной наносферы в полимере возрастает на длинах волн зеленого и красного света. Следовательно, повышается эффективность светодиодов белого света как источников освещения. Данный эффект может использоваться для улучшения характеристик сетей Li-Fi, разрабатываемых на основе светодиодов белого света. Интенсивность фотолюминесценции исследуемых в работе дипольных излучателей, помещенных рядом с наночастицами со структурой ядро – оболочка, возрастает на различных длинах волн видимого диапазона. Поэтому такие наночастицы тоже могут применяться для повышения эффективности светодиодов. Детальное исследование фотолюминесценции нанокристаллов, расположенных вблизи наночастиц с оболочкой, выходит за рамки настоящей работы и будет представлено в отдельной публикации.

На рис.1,*в*,*г* показаны спектры относительных скоростей переходов при диаметре ядра 80 нм и разной толщине оболочек. Как следует из рис.1,*в*, увеличение толщины оболочки приводит к тому, что максимум спектра γ_r/γ_0 смещается в область больших длин волн, а значение максимума и спектр уменьшаются. Похожий характер имеет и спектр γ_{nr}/γ_0 (рис.1,*г*). Для обоих спектров это обусловлено тем, что, во-первых, при увеличении толщины оболочки возрастает рассеяние, во-вторых, удаление излучателя от металла приводит к уменьшению влияния плазмонных эффектов, следовательно, и к уменьшению γ_r/γ_0 и γ_{nr}/γ_0. Согласно рис.1,*в*,*г* для создания на длине волны $\lambda = 450$ нм условия превышения увеличения скорости излучательных переходов по сравнению с увеличением скорости безызлучательных переходов могут использоваться наночастицы с толщиной оболочки не только 20 нм. Лучшие результаты можно получить для толщины 15 нм, когда $\gamma_r/\gamma_0 \approx 38$ и $\gamma_{nr}/\gamma_0 \approx 4$. Таким образом, выбор оптимальной толщины диэлектрика определяется диаметром металла.

На рис.2 представлены относительные скорости переходов в нанокристалле, расположенном вблизи частицы Ag/TiO_2, как функции длины волны испускания λ. Сравнение рис.2,*а* с рис.1,*а* и рис.2,*б* с рис.1,*б* показало, что тенденции, выявленные в случае серебряной наносферы с SiO_2-оболочкой фиксированной толщины, справедливы и для из TiO_2-оболочки. При этом, поскольку TiO_2 имеет большую диэлектрическую проницаемость,

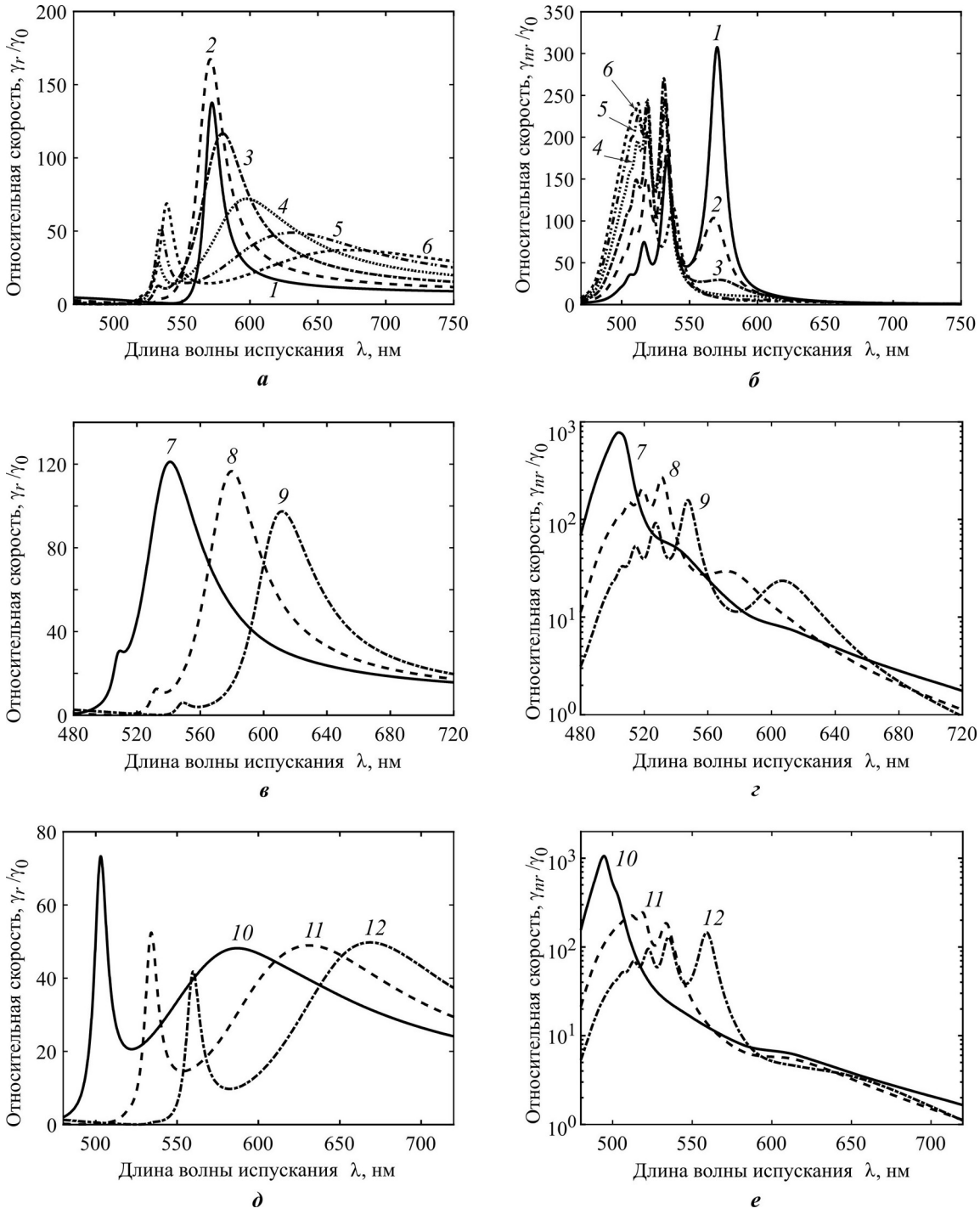


Рис.2. Зависимости относительных скоростей переходов γ_r/γ_0 (*а*,*в*,*д*) и γ_{nr}/γ_0 (*б*,*г*,*е*) от длины волны испускания λ для нанокристалла вблизи частицы Ag/TiO_2 при толщине оболочки 20 нм и диаметре ядра 40; 60; 80; 100; 120; 140 нм (кривые *1–6* соответственно), при диаметре ядра 80 нм и толщине оболочки 15; 20; 25 нм (кривые *7–9* соответственно), при диаметре ядра 120 нм и толщине оболочки 15; 20; 25 нм (кривые *10–12* соответственно)

Fig.2. Dependencies of relative transition rates γ_r/γ_0 (*a*,*c*,*e*) and γ_{nr}/γ_0 (*b*,*d*,*f*) on the emission wavelength λ for a nanocrystal placed near a Ag/TiO_2 particle: in the case of a shell thickness 20 nm and core diameters 40; 60; 80; 100; 120; 140 nm (curve *1–6* respectively); in the case of a core diameter 80 nm and a shell thicknesses 15; 20; 25 nm (curve *7–9* respectively); in the case of a core diameter 120 nm and a shell thicknesses 15; 20; 25 nm (curve *10–12* respectively)

чем диоксид кремния, положения максимумов спектров сдвинуты в сторону больших длин волн. В частности, из рис.2,*б* видно, что пики спектра γ_{nr}/γ_0 расположены в области $\lambda < 620$ нм (в случае наночастицы с SiO_2-оболочкой они расположены в области $\lambda < 450$ нм). Отметим, что для частиц Ag/TiO_2 на длине волны $\lambda = 450$ нм не возникают условия для существенного превышения увеличения скорости излучательных переходов по сравнению с увеличением скорости безызлучательных переходов. Тем не менее такие условия можно создать на длинах волн желтого ($\lambda = 580$ нм) и красного ($\lambda = 630$ нм) света. Действительно, как следует из рис.2,*в*,*г*, для частицы Ag/TiO_2 с диаметром ядра 80 нм и толщиной оболочки 20 нм на длине волны $\lambda = 580$ нм имеем $\gamma_r/\gamma_0 \approx 117$ и $\gamma_{nr}/\gamma_0 \approx 27$. При диаметре ядра 120 нм и толщине оболочки 20 нм на длине волны $\lambda = 630$ нм получаем $\gamma_r/\gamma_0 \approx 49$ и $\gamma_{nr}/\gamma_0 \approx 4$ (рис.2,*д*,*е*). Таким образом, серебряные наносферы с TiO_2-оболочкой тоже могут использоваться для ускорения модуляции светодиодов без потери их эффективности. Согласно рис.1 и 2, если подобрать такой материальный состав и конфигурацию сферической наночастицы с оболочкой, то на заданной длине волны света можно получить условие существенного увеличения радиационной скорости переходов по сравнению с нерадиационной скоростью переходов.

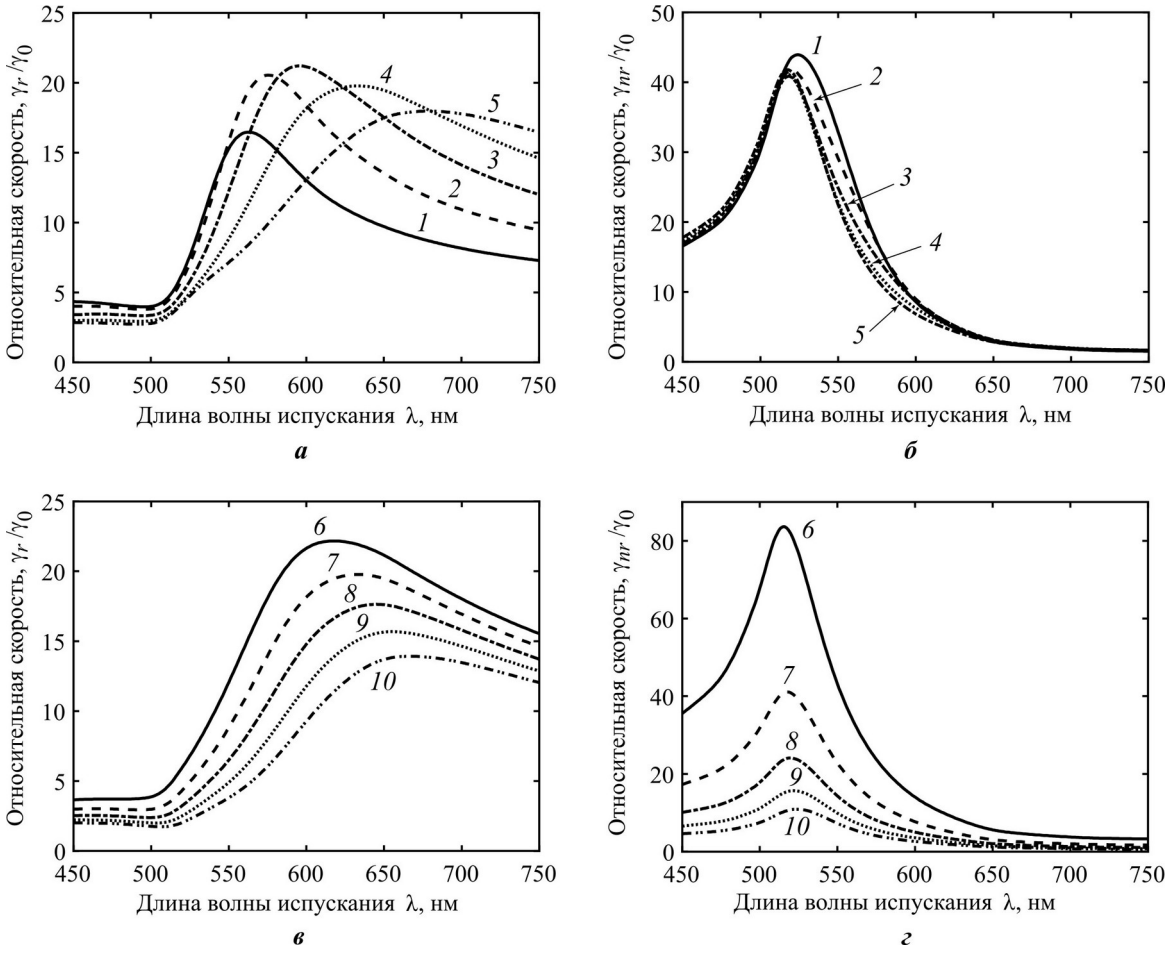


Рис.3. Зависимости относительных скоростей переходов γ_r/γ_0 (*а*,*в*) и γ_{nr}/γ_0 (*б*,*г*) от длины волны испускания λ для нанокристалла вблизи частицы Au/SiO_2 при толщине оболочки 20 нм и диаметре ядра 80; 100; 120; 140; 160 нм (кривые *1–5* соответственно), при диаметре ядра 140 нм и толщине оболочки 15; 20; 25; 30; 35 нм (кривые *6–10* соответственно)

Fig.3. Dependencies of relative transition rates γ_r/γ_0 (*a*,*c*) and γ_{nr}/γ_0 (*b*,*d*) on the emission wavelength λ for a nanocrystal placed near a Au/SiO_2 particle: in the case of a shell thickness 20 nm and core diameters 80; 100; 120; 140; 160 nm (curve *1–5* respectively); in the case of a core diameter 140 nm and a shell thicknesses 15; 20; 25; 30; 35 nm (curve *6–10* respectively)

На рис.3 показаны зависимости относительных скоростей переходов в нанокристалле, расположенном вблизи наночастицы с ядром из золота и SiO_2-оболочкой, от длины волны испускания. Как следует из рис.3,*а*, для достаточно больших диаметров ядер и при фиксированной толщине оболочки максимум спектра γ_r/γ_0 смещается в сторону больших длин волн. Это согласуется с результатами, полученными для частиц с ядром из серебра. В то же время спектр относительной нерадиационной скорости частицы Au/SiO_2 меняется незначительно (рис.3,*б*). Из рисунка видно, что максимум спектра γ_{nr}/γ_0 локализован в диапазоне длин волн порядка 525–530 нм и при изменении диаметра ядра линия спектра несколько уширяется и меняется по высоте. Если диаметр металла зафиксирован, а увеличивается толщина диэлектрика, то пик максимума спектра γ_r/γ_0 смещается в длинноволновую область и уменьшается по высоте (рис.3,*в*). Для относительной нерадиационной скорости заметно только общее уменьшение спектра (рис.3,*г*). На длине волны красного света могут быть созданы условия значительного превышения увеличения радиационной скорости по сравнению с увеличением нерадиационной скорости. В частности, для частицы с диаметром ядра 140 нм и толщиной оболочки 20 нм на длине волны $\lambda = 630$ нм имеем $\gamma_r/\gamma_0 \approx 20$ и $\gamma_{nr}/\gamma_0 \approx 4$. Таким образом, частицы с ядром из золота и SiO_2-оболочкой тоже могут быть использованы для ускорения модуляции светодиодов без потери их энергетической эффективности. Исследования, проведенные для излучателя вблизи частиц Au/TiO_2, не выявили условий превышения γ_r/γ_0 над γ_{nr}/γ_0 в диапазоне длин волн 450–630 нм, поэтому в настоящей работе данные исследования не представлены.

Заключение. Исследования спектральных зависимостей скоростей радиационных и нерадиационных переходов в нанокристалле от длины волны испускания при разных диаметрах металлических ядер частиц и толщинах оболочек показали следующее. На различных длинах волн видимого диапазона могут быть созданы условия, при которых увеличение скорости радиационных переходов может значительно превышать увеличение скорости нерадиационных переходов. Это позволяет использовать наночастицы со структурой ядро – оболочка для увеличения скорости модуляции светодиодов без потери их энергетической эффективности как источников освещения.

Полученные результаты могут быть полезны при планировании экспериментальных исследований в области флуоресценции молекул и нанокристаллов вблизи наночастиц, а также для интерпретации результатов экспериментов в данной области и улучшения характеристик беспроводных оптических сетей передачи данных на основе светодиодного освещения.

Литература

1. ***Gaponenko S.V., Demir H.V.*** Applied nanophotonics. Cambridge: Cambridge University Press, 2018. 434 p.

2. Enhanced optical output power of green light-emitting diodes by surface plasmon of gold nanoparticles / ***C.-Y. Cho, S.-J. Lee, J.-H. Song et al.*** // Applied Physics Letters. 2011. Vol. 98. No. 5. P. 051106-1–051106-3.

3. ***Kumar A., Srivastava R., Mehta D.S., Kamalasanan M.N.*** Surface plasmon enhanced blue organic light emitting diode with nearly 100 % fluorescence efficiency // Organic Electronics. 2012. Vol. 13. No. 9. P. 1750–1755.

4. Localized surface plasmon-enhanced near-ultraviolet emission from InGaN/GaN light-emitting diodes using silver and platinum nanoparticles / ***S.-H. Hong, C.-Y. Cho, S.-J. Lee et al.*** // Optics Express. 2013. Vol. 21. No. 3. P. 3138–3144.

5. Surface plasmon-enhanced quantum dot light-emitting diodes by incorporating gold nanoparticles / ***J. Pan, J. Cheng, D. Zhao et al.*** // Optics Express. 2006. Vol. 24. No. 2. P. A33–A43.

6. Plasmonic enhancement of molecular fluorescence near silver nanoparticles: theory, modeling, and experiment / ***D.V. Guzatov, S.V. Vaschenko, V.V. Stankevich et al.*** // The Journal of Physical Chemistry C. 2012. Vol. 116. No. 19. P. 10723–10733.

7. ***Dimitrov S., Haas H.*** Principles of LED light communications: towards networked Li-Fi. Cambridge: Cambridge University Press, 2015. 208 p.

8. ***Гузатов Д.В., Гапоненко С.В.*** Использование плазмонного усиления люминесценции для улучшения характеристик светодиодных систем // Докл. Национальной академии наук Беларуси. 2016. Т. 60. № 6. С. 37–42.

9. ***Guzatov D.V., Gaponenko S.V., Demir H.V.*** Possible plasmonic acceleration of LED modulation for Li-Fi applications // Plasmonics. 2018. Vol. 13. No. 6. P. 2133–2140.

10. ***Klimov V.V., Letokhov V.S.*** Electric and magnetic dipole transitions of an atom in the presence of spherical dielectric interface // Laser Physics. 2005. Vol. 15. No. 1. P. 61–73.

11. ***Gaponenko S.V., Adam P.-M., Guzatov D.V., Muravitskaya A.O.*** Possible nanoantenna control of chlorophyll dynamics for bioinspired photovoltaics // Scientific Reports. 2019. Vol. 9. No. 1. P. 7138-1–7138-14.

12. ***Moroz A.*** A recursive transfer-matrix solution for a dipole radiating inside and outside a stratified sphere // Annals of Physics. 2005. Vol. 315. P. 352–418.

13. ***Johnson P.B., Christy R.W.*** Optical constants of the noble metals // Physical Review B. 1972. Vol. 6. No. 12. P. 4370–4379.

14. Handbook of optical constants of solids. Vol. 1 / ***Ed. by E.D. Palik.*** N.Y.: Academic Press, 1998. 804 p.

Поступила в редакцию 14.10.2019 г.; после доработки 14.10.2019 г.; принята к публикации 28.01.2020 г.

Гузатов Дмитрий Викторович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры общей физики Гродненского государственного университета им. Я. Купалы (Беларусь, 230023, г. Гродно, ул. Ожешко, 22), guzatov@mail.ru

Гапоненко Сергей Васильевич **–** академик НАН Беларуси, доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник Института физики им. Б.И. Степанова НАН Беларуси (Беларусь, 220072, г. Минск, пр-т. Независимости, 68-2), s.gaponenko@ifanbel.bas-net.by

Тевель Ольга Иосифовна – инженер кафедры общей физики Гродненского государственного университета им. Я. Купалы (Беларусь, 230023, г. Гродно, ул. Ожешко, 22), Tevel_OI@grsu.by

References

1. Gaponenko S.V., Demir H.V. *Applied Nanophotonics.* Cambridge: Cambridge University Press, 2018. 434 p.

2. Cho C.-Y., Lee S.-J., Song J.-H. et al. Enhanced optical output power of green light-emitting diodes by surface plasmon of gold nanoparticles. *Applied Physics Letters,* 2011, vol. 98, no. 5, pp. 051106-1–051106-3.

3. Kumar A., Srivastava R., Mehta D.S., Kamalasanan M.N. Surface plasmon enhanced blue organic light emitting diode with nearly 100 % fluorescence efficiency. *Organic Electronics,* 2012, vol. 13, no. 9, pp. 1750–1755.

4. Hong S.-H., Cho C.-Y., Lee S.-J. et al. Localized surface plasmon-enhanced near-ultraviolet emission from InGaN/GaN light-emitting diodes using silver and platinum nanoparticles. *Optics Express,* 2013, vol. 21, no. 3, pp. 3138–3144.

5. Pan J., Cheng J., Zhao D. et al. Surface plasmon-enhanced quantum dot light-emitting diodes by incorporating gold nanoparticles. *Optics Express*, 2006, vol. 24, no. 2, pp. A33–A43.

6. Guzatov D.V., Vaschenko S.V., Stankevich V.V. et al. Plasmonic enhancement of molecular fluorescence near silver nanoparticles: theory, modeling, and experiment. *The Journal of Physical Chemistry C,* 2012, vol. 116, no. 19, pp. 10723–10733.

7. Dimitrov S., Haas H. *Principles of LED Light Communications: Towards Networked Li-Fi.* Cambridge: Cambridge University Press, 2015. 208 p.

8. Guzatov D.V., Gaponenko S.V. Application of plasmonic luminescence enhancement for improvement of LED systems. *Doklady Natsional'noi akademii nauk Belarusi = Doklady of the National Academy of Sciences of Belarus,* 2016, vol. 60, no. 6, pp. 37–42. (in Russian).

9. Guzatov D.V., Gaponenko S.V., Demir H.V. Possible plasmonic acceleration of LED modulation for Li-Fi applications. *Plasmonics,* 2018, vol. 13, no. 6, pp. 2133–2140.

10. Klimov V.V., Letokhov V.S. Electric and magnetic dipole transitions of an atom in the presence of spherical dielectric interface. *Laser Physics,* 2005, vol. 15, no. 1, pp. 61–73.

11. Gaponenko S.V., Adam P.-M., Guzatov D.V., Muravitskaya A.O. Possible nanoantenna control of chlorophyll dynamics for bioinspired photovoltaics. *Scientific Reports,* 2019, vol. 9, no. 1, pp. 7138-1–7138-14.

12. Moroz A. A recursive transfer-matrix solution for a dipole radiating inside and outside a stratified sphere. *Annals of Physics,* 2005, vol. 315, pp. 352–418.

13. Johnson P.B., Christy R.W. Optical constants of the noble metals. *Physical Review B,* 1972, vol. 6, no. 12, pp. 4370–4379.

14. *Handbook of Optical Constants of Solids.* Vol. 1. Ed. by E.D. Palik. N.Y., Academic Press, 1998. 804 p.

Received 14.10.2019; Revised 14.10.2019; Accepted 28.01.2020.

Information about the authors:

Dmitry V. Guzatov – Cand. Sci. (Phys.-Math.), Assoc. Prof. of the General Physics Department, Yanka Kupala State University of Grodno (Belarus, 230023, Grodno, Ozheshko st., 22), guzatov@mail.ru

Sergey V. Gaponenko **–** Academician of NAS Belarus, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Chiet Researcher, B.I. Stepanov Institute of Physics of the National Academy of Science of Belarus (Belarus, 220072, Minsk, Nezavisimosti ave., 68-2), s.gaponenko@ifanbel.bas-net.by

Olga I. Tevel **–** Engineer of the General Physics Department, Yanka Kupala State University of Grodno (Belarus, 230023, Grodno, Ozheshko st., 22), Tevel_OI@grsu.by

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

С тематическими указателями статей за 1996 - 2019 гг., аннотациями и содержанием последних номеров на русском и английском языках можно ознакомиться на сайте:

http://ivuz-e.ru

ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ
INTEGRATED ELECTRONICS ELEMENTS

УДК 621.382 **DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-114-122**

Исследование возможности использования кремниевых фотоэлектронных умножителей для создания генераторов случайных числовых последовательностей

М.А. Асаёнок, А.О. Зеневич, Е.В. Новиков

Белорусская государственная академия связи, г. Минск, Беларусь

m.asayonok@bsac.by

В настоящее время для численного моделирования случайных процессов используются генераторы случайных чисел двух типов. В основу работы генераторов первого типа положены алгоритмические методы генерации псевдослучайных числовых последовательностей. Однако такие генераторы не позволяют получать истинно случайных числовых последовательностей. Генераторы второго типа основаны на использовании физических источников шумовых или хаотических процессов и могут применяться для формирования истинно числовых последовательностей. В работе показана возможность создания перспективных генераторов случайных числовых последовательностей второго типа на основе кремниевых фотоэлектронных умножителей с p^+–p–n^+- и n^+–n–p^+-структурой путем воздействия на эти фотоприемники импульсным оптическим излучением. Оценено влияние напряжения питания, параметров оптического излучения, а также параметров регистрирующей аппаратуры на качество генерируемой случайной последовательности. Сформулированы рекомендации по выбору значений энергетической экспозиции оптических импульсов, перенапряжения и порога амплитудной селекции, которые обеспечивают соответствие генерируемой случайной числовой последовательности стандарту NIST.

Ключевые слова: кремниевый фотоэлектронный умножитель; случайная числовая последовательность

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (договор № Т18АЗ-014).

© М.А. Асаёнок, А.О. Зеневич, Е.В. Новиков, 2020

Для цитирования: Асаёнок М.А., Зеневич А.О., Новиков Е.В. Исследование возможности использования кремниевых фотоэлектронных умножителей для создания генераторов случайных числовых последовательностей // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 2. С. 114–122. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-114-122

Study on Use of Silicon Photo-Electronic Multiplier to Create a Generator of Random Numerical Sequence

M.A. Asayonok, A.O. Zenevich, E.V. Novikov

Belarusian State Academy of Communications, Minsk, Belarus

m.asayonok@bsac.by

Abstract: Currently, for numerical simulation of random processes two types of the random number generators are used. The first type is based on the algorithmic methods for generating pseudorandom numerical sequences. The second type of generators is based on the use of physical sources of noise or of chaotic processes. The first type of generators does not permit to obtain the truly random numerical sequences, and the second type generators are used to form a truly random numerical sequence. In this paper, the possibility of creating promising generators of random numerical sequences of the second type, based on silicon photo-electronic multipliers with p^+–p–n^+- and n^+–n–p^+-structures by applying the pulsed optical radiation to these photo-detectors, has been shown. Using the experimental setup the influence of the supply voltage, optical radiation parameters, and, also, the parameters of the recording equipment, has been evaluated. The recommendations for choosing the values of the energy exposure of optical pulses, the overvoltage and the amplitude selection threshold, the implementation of which ensures that the generated random numerical sequence complies with the NST (National Institute of Standards and Technology) standard, have been formulated.

Keywords: silicon photo-electronic multiplier; random numerical sequence

Funding: the work has been supported by the Belarusian Republican Foundation for Basic Research (agreement № T18A3-014).

For citation: Asayonok M.A., Zenevich A.O., Novikov E.V. Study on use of silicon photo-electronic multiplier to create a generator of random numerical sequence. *Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 2, pp. 114–122. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-114-122

Введение. Для численного моделирования случайных процессов в настоящее время применяются генераторы случайных чисел двух типов. Работа генераторов первого типа основана на алгоритмах генерации псевдослучайных числовых последовательностей, но они не позволяют получать истинно случайные числовые последовательности. Это связано с тем, что в таких генераторах используются детерминированные компьютерные алгоритмы, вследствие чего генерируемые числовые последовательности часто являются периодическими или даже могут быть предсказанными. Второй тип генераторов основан на использовании физических источников шумовых или хаотических про-

цессов и может применяться для формирования истинно случайной числовой последовательности.

Разработка и создание простых в реализации генераторов случайных числовых последовательностей на базе источников шумовых процессов является актуальной задачей. В качестве физических источников шума или хаотических процессов в таких генераторах могут применяться радиоэлектронные элементы или радиоактивные вещества. Генераторы, основанные на случайном характере тепловых шумов радиоэлектронных элементов (резисторов и транзисторов), сложны в реализации и требуют достаточно точной стабилизации температурных режимов работы. При использовании явления микроплазменного лавинного пробоя в полупроводниковых приборах (лавинных диодах и стабилитронах) необходимо обеспечивать постоянное напряжение питания и неизменные температурные режимы работы. Это требует разработки дополнительных устройств стабилизации этих параметров, что усложняет реализацию генераторов. При использовании генераторов случайных числовых последовательностей, основанных на радиоактивном распаде, необходимо соблюдение дополнительных мер по обеспечению безопасности человека.

В работах [1, 2] для генерации действительно случайных числовых последовательностей используются источники, работающие на основе квантовых процессов. Так, в работе [1] предложен генератор на основе лавинного фотодиода, работающего в режиме одноквантовой регистрации. В качестве источника оптического излучения применен светодиод с пуассоновской статистикой фотонов. Однако в данном генераторе требуется обеспечивать достаточно высокую стабильность напряжения питания и температурных режимов работы лавинного фотодиода, как и в генераторах, выполненных на основе полупроводниковых приборов. Необходимо отметить, что наличие послеимпульсов и эффекта мертвого времени в лавинных фотодиодах, работающих в режиме одноквантовой регистрации, приводит к появлению корреляций между импульсами этих фотоприемников [3], что не позволяет обеспечить качество случайной числовой последовательности. В рассматриваемом случае под качеством случайной числовой последовательности понимается достаточно близкое к единице значение энтропии этой последовательности и удовлетворение требованиям стандарта NIST [4].

Для устранения влияния послеимпульсов и эффекта мертвого времени на качество случайной числовой последовательности в работе [2] использованы матричные лавинные фотоприемники – кремниевые фотоэлектронные умножители (Si-ФЭУ). Отметим, что Si-ФЭУ имеют менее сильную зависимость характеристик от температуры окружающей среды и напряжения питания по сравнению с лавинными фотодиодами [5]. Однако в работе [2] детально не исследовано влияние напряжения питания Si-ФЭУ и интенсивности регистрируемого оптического излучения на характеристики квантового генератора случайных числовых последовательностей.

Цель настоящей работы – создание генератора случайных числовых последовательностей на основе Si-ФЭУ и определение влияния напряжения питания, параметров оптического излучения и регистрирующей аппаратуры на качество генерируемой последовательности.

Методика эксперимента. Исследованы Si-ФЭУ с n^+–n–p^+- и p^+–p–n^+-структурой, изготовленные в ОАО «Интеграл» (Беларусь). Для эксперимента случайным образом отобраны по пять экземпляров каждой структуры из партий по 100 штук.

Экспериментальная установка представляет собой генератор случайных числовых последовательностей. Умножение носителей заряда в Si-ФЭУ здесь случайный процесс [3]. Вероятность регистрации фотона одним пикселем Si-ФЭУ равна квантовой эффективности регистрации этого пикселя [3]. Таким образом, формирование амплитуды электрических импульсов Si-ФЭУ является случайным процессом. Согласно работе [6], если оптические импульсы с одинаковой энергетической экспозицией ослабить с помощью нейтрального светофильтра, а затем направить на Si-ФЭУ, то на выходе последнего формируются электрические импульсы, амплитуда которых отличается случайным образом от импульса к импульсу. Амплитудная селекция таких импульсов лежит в основе формирования случайной двоичной последовательности. Для этого выбирают некоторый порог амплитудной селекции импульсов. Электрическим импульсам, превысившим данный порог, ставят в соответствие логическую единицу, а всем другим импульсам – логический ноль. В результате весь поток электрических импульсов Si-ФЭУ преобразуется в последовательность логических нулей и единиц, на основе которой формируется итоговая случайная числовая последовательность.

Блок-схема установки показана на рис.1. Установка работает следующим образом. В качестве источника оптического излучения используется светодиод. Для проведения измерений применяются светодиоды с длиной волны оптического излучения 630 нм, что соответствует максимуму спектральной чувствительности Si-ФЭУ. Оптические импульсы создаются путем подачи на светодиод прямоугольных электрических импульсов с генератора. Длительность оптических импульсов составляет 1 мкс и соответствует минимальной длительности оптического импульса, которую могут зарегистрировать исследуемые Si-ФЭУ. Энергическая экспозиция W оптических импульсов изменяется в результате изменения коэффициента ослабления набора нейтральных светофильтров. При этом диапазон значений энергетической экспозиции составляет $W = 1{,}0\cdot10^{-8}$ ... $3{,}5\cdot10^{-6}$ Дж/см^2. Оптическое излучение после прохождения через набор светофильтров поступает на Si-ФЭУ. Напряжение питания подается на Si-ФЭУ от регулируемого источника постоянного напряжение и контролируется вольтметром В1.

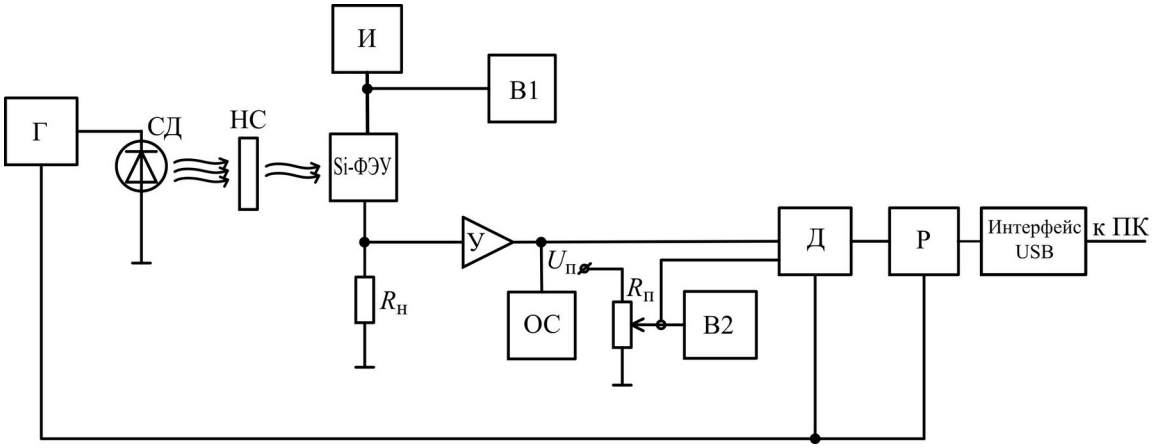


Рис.1. Блок-схема экспериментальной установки: Г – генератор; СД – светодиод; НС – набор светофильтров; И – источник постоянного напряжения; В1, В2 – вольтметры; У – усилитель; ОС – осциллограф; Д – дискриминатор; Р – регистр; ПК – персональный компьютер

Fig.1. Structural diagram of the experimental setup: Г – generator; СД – light-emitting diode; НС – set of light filters; И – constant radiation source; В1 and В2 – voltmeters; У – amplifier; ОС – oscillograph; Д – discriminator; Р – register; ПК – personal computer

Последовательно с Si-ФЭУ включен резистор нагрузки $R_н$ (см. рис.1). Под воздействием оптических импульсов, поступающих на Si-ФЭУ, формируются импульсы тока (фотоотклик). В результате на резисторе $R_н$ создаются импульсы напряжения, которые поступают на вход усилителя. Импульсы после усиления подаются на вход амплитудного дискриминатора. Форма импульсов на выходе усилителя контролируется осциллографом. Порог амплитудной селекции дискриминатора устанавливается с помощью переменного резистора $R_п$. Амплитудный дискриминатор преобразует электрические импульсы Si-ФЭУ в последовательность логических нулей и единиц. Если амплитуда электрического импульса превышает порог амплитудной селекции, то на выходе дискриминатора формируется логическая единица. В противном случае на выходе дискриминатора формируется логический ноль. Дискриминатор при этом стробируется синхронизирующей последовательностью импульсов генератора. Полученная двоичная последовательность по сигналам генератора заносится в последовательный регистр и по интерфейсу USB передается в ПК. Последний рассчитывает значение энтропии поступающей последовательности, а также проводит оценку ее качества в соответствии со стандартами NIST [4].

Энтропия случайной двоичной числовой последовательности H определяется по следующей формуле:

$$H = -P(0)\log_2 P(0) - P(1)\log_2 P(1),$$

где $P(0)$ и $P(1)$ – вероятности появления в случайной числовой последовательности логических нуля и единицы соответственно.

Исследуемые фотоприемники имеют разные напряжения пробоя, поэтому для сравнения характеристик Si-ФЭУ применяется перенапряжение $\Delta U = U_{пит} - U_{пр}$, где $U_{пит}$ – напряжение питания, $U_{пр}$ – напряжение пробоя. Напряжение пробоя Si-ФЭУ $U_{пр}$ определяется по ВАХ без оптического излучения в соответствии с методикой, описанной в работе [3]. Измерения выполнены при постоянной температуре, равной 293 К.

Результаты и их обсуждение. В процессе исследований выполнены измерения зависимости энтропии случайной числовой последовательности H от перенапряжения ΔU (рис.2,*а*) при постоянных значениях энергетической экспозиции оптических импульсов $W = 7{,}4\cdot10^{-7}$ Дж/см^2 и порога амплитудной селекции $U_п = 100$ мВ. Как следует из полученных результатов, зависимость H от ΔU имеет максимум для всех исследуемых структур Si-ФЭУ. Максимальные значения H соответствуют следующим значениям перенапряжения: $\Delta U = 1{,}3$ В для n^+–n–p^+-структуры; $\Delta U = 0{,}5$ В для p^+–p–n^+-структуры. Отметим, что для максимумов зависимости H от ΔU вероятность $P(0) \approx P(1)$. Это связано с тем, что при увеличении перенапряжения растет амплитуда электрических импульсов Si-ФЭУ. Рост амплитуды приводит к тому, что все большее число импульсов имеет амплитуду, превышающую порог селекции дискриминатора. В результате увеличивается вероятность $P(1)$ и уменьшается $P(0)$. В свою очередь, увеличивается энтропия H, вплоть до значения перенапряжения, при котором вероятности $P(0)$ и $P(1)$ становятся равными. Дальнейшее увеличение перенапряжения приводит к тому, что $P(1) > P(0)$ за счет роста амплитуды электрических импульсов Si-ФЭУ. В итоге наблюдается уменьшение энтропии H (см. рис.2,*а*).

При перенапряжениях, соответствующих максимумам зависимостей H от ΔU, и постоянном значении $W = 7{,}4\cdot10^{-7}$ Дж/см^2 исследована зависимость энтропии случайной числовой последовательности H от порога амплитудной селекции $U_п$ дискриминатора (рис.2,*б*). Согласно полученным результатам, зависимости имеют максимумы. Так, максимальное значение энтропии для n^+–n–p^+-структуры соответствует значению порога амплитудной селекции $U_п$ =100 мВ, для p^+–p–n^+-структуры $U_п = 110$ мВ. Такое отличие в

положении максимумов зависимостей H от $U_п$ связано с тем, что структуры имеют различные амплитудные распределения и коэффициенты усиления фототока. Отметим, что при данных условиях эксплуатации коэффициенты усиления фототока Si-ФЭУ с p^+–p–n^+-структурой приблизительно в 1,5 раза больше коэффициентов Si-ФЭУ с n^+–n–p^+-структурой.

Увеличение порога амплитудной селекции приводит к тому, что все меньшее количество импульсов имеет амплитуду, превышающую значение $U_п$. В результате растет вероятность $P(0)$ и уменьшается $P(1)$, что приводит к увеличению энтропии H до такого значения порога амплитудной селекции, при котором вероятности $P(0)$ и $P(1)$ становятся равными. Дальнейшее увеличение $U_п$ ведет к тому, что $P(0)$ превышает $P(1)$ и энтропия H уменьшается (см. рис.2,*б*).

На рис.2,*в* представлена зависимость энтропии случайной числовой последовательности H от энергетической экспозиции оптических импульсов W. Данная зависимость получена при постоянных значениях перенапряжения и порога амплитудной селекции, соответствующих максимумам зависимостей, представленных на рис.2,*а*,*б* соответственно. Как следует из полученных результатов, зависимость имеет максимумы. Так, максимум энтропии для n^+–n–p^+-структуры соответствует энергетической экспозиции $W = 1{,}4\cdot10^{-6}$ Дж/см^2, для p^+–p–n^+-структуры $W = 6{,}4\cdot10^{-7}$ Дж/см^2. Такое отличие в положении максимумов зависимостей H от W связано с тем, что данные структуры имеют различные чувствительности к регистрируемому оптическому излучению и коэффициенты усиления фототока.

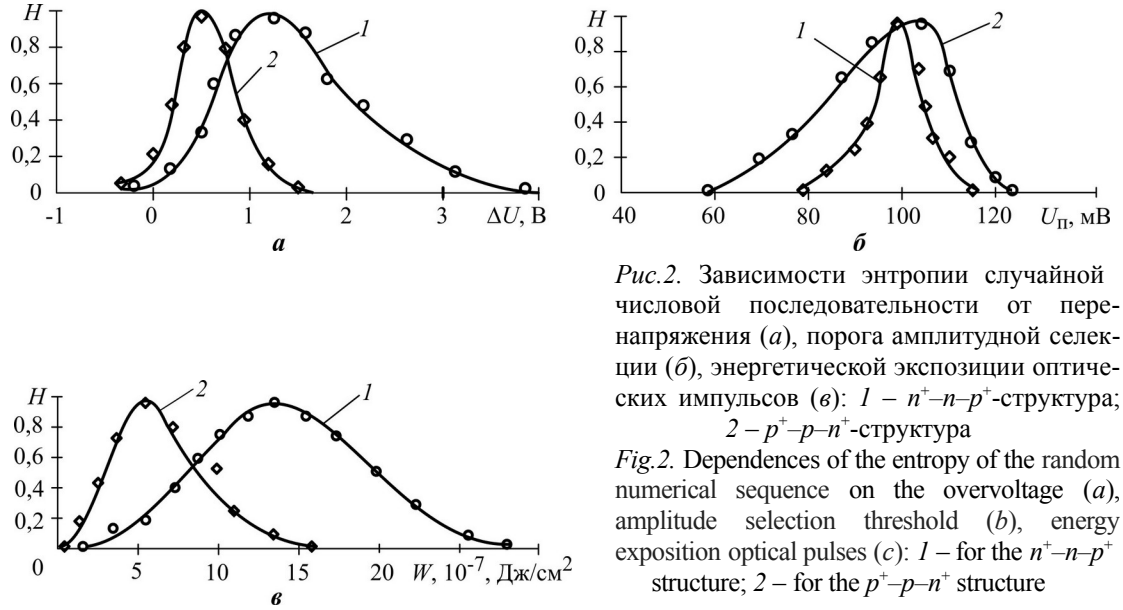


Рис.2. Зависимости энтропии случайной числовой последовательности от перенапряжения (*а*), порога амплитудной селекции (*б*), энергетической экспозиции оптических импульсов (*в*): *1* – n^+–n–p^+-структура; *2* – p^+–p–n^+-структура

Fig.2. Dependences of the entropy of the random numerical sequence on the overvoltage (*a*), amplitude selection threshold (*b*), energy exposition optical pulses (*c*): *1* – for the n^+–n–p^+ structure; *2* – for the p^+–p–n^+ structure

Увеличение энергетической экспозиции приводит к росту средней амплитуды импульсов Si-ФЭУ и уменьшению дисперсии амплитудного распределения этих импульсов. В результате увеличивается количество импульсов, превышающих порог амплитудной селекции $U_п$, а следовательно, увеличивается вероятность $P(1)$ и уменьшается $P(0)$. Уменьшение дисперсии амплитудного распределения с ростом энергетической экспозиции влечет уменьшение отклонения амплитуды импульсов Si-ФЭУ от ее среднего значения, что также приводит к уменьшению $P(0)$. При $W = 5{,}0\cdot10^{-7}$ Дж/см^2 значение средней

амплитуды импульсов $A_{ср}$ и дисперсии амплитудного распределения D составляют для Si-ФЭУ с p^+–p–n^+-структурой $A_{ср}$ = 70 мВ, D = 63 мВ^2; для Si-ФЭУ с n^+–n–p^+-структурой $A_{ср}$ = 65 мВ, D = 119 мВ^2. При увеличении энергетической экспозиции в 1,5 раза ($W = 7{,}5\cdot10^{-7}$ Дж/см^2) данные величины принимают следующие значения: для Si-ФЭУ с p^+–p–n^+-структурой $A_{ср}$ = 105 мВ, D = 40 мВ^2; для Si-ФЭУ с n^+–n–p^+-структурой $A_{ср}$ = 98 мВ, D = 98 мВ^2.

Значение дисперсии D достаточно близко к нулю для Si-ФЭУ с p^+–p–n^+-структурой при $W > 1{,}4\cdot10^{-6}$ Дж/см^2 и для Si-ФЭУ с n^+–n–p^+-структурой при $W > 2{,}5\cdot10^{-6}$ Дж/см^2. Существует оптимальное значение энергетической экспозиции, соответствующее максимуму зависимости H от W (см. рис.2,*в*), при котором вероятности $P(1)$ и $P(0)$ становятся равными.

Для проведения оценки качества случайной последовательности на исследуемые структуры Si-ФЭУ вначале поданы перенапряжения и оптические импульсы со значениями энергетической экспозиции, которые соответствуют максимумам зависимостей, представленных на рис.2,*а*,*в*. При этом порог амплитудной селекции выбран на основании максимумов зависимостей, показанных на рис.2,*б*. Длина выборки сформированной двоичной случайной последовательности, по которой определяется энтропия, составляет 8000 символов. При этом погрешность определения энтропии случайной последовательности не должна превышать $2{,}0\cdot10^{-3}$. Проведенная проверка числовых последовательностей по тестам стандарта NIST подтвердила, что полученные последовательности являются случайными.

В качестве контрольных выполнены измерения статистических свойств получаемых числовых последовательностей при изменении перенапряжения Si-ФЭУ. При этом сохраняется энергетическая экспозиция импульсов, соответствующая максимумам представленной на рис.2,*в* зависимости, и порог амплитудной селекции импульсов, при котором зависимость, показанная на рис.2,*б*, достигает своего максимума. Значения перенапряжений выбраны по левую и правую стороны от максимумов зависимости H от ΔU (см. рис.2,*а*). Полученные при этом значения энтропии представлены в таблице. Видно, что значения энтропии имеют существенное отклонение от единицы. Это свидетельствует о снижении качества генерируемых числовых последовательностей вплоть до несоответствия стандарту NIST.

Характеристики статистических свойств получаемых числовых последовательностей
Characteristics of the statistical properties of the resulting numerical sequences

Структура Si-ФЭУ	ΔU, В	$U_п$, мВ	W, Дж/см^2	H
n^+–n–p^+	0,6	100	$1{,}4\cdot10^{-6}$	0,658
	1,3			0,998
	2,0			0,598
p^+–p–n^+	0,2	110	$6{,}4\cdot10^{-7}$	0,572
	0,5			0,999
	0,8			0,631

Заключение. Исследование возможности создания генераторов случайных числовых последовательностей на основе Si-ФЭУ с p^+–p–n^+- и n^+–n–p^+-структурами путем воздействия на эти фотоприемники оптическими импульсами и осуществления амплитудной селекции выходных электрических импульсов данных фотоприемников показало следующее.

Рассмотренные типы Si-ФЭУ могут применяться для создания генераторов случайных числовых последовательностей. Однако при этом необходимо осуществлять оптимальный выбор энергетической экспозиции оптических импульсов, а также значений перенапряжения и порога амплитудной селекции регистрирующей аппаратуры, а в качестве критерия оптимизации использовать максимальное значение энтропии случайной числовой последовательности.

Литература

1. ***Барановский О.К., Горбадей О.Ю., Зеневич А.О.*** Исследование возможности использования лавинных фотодиодов в режиме одноквантовой регистрации для создания квантовых генераторов случайных чисел // Приборы и техника эксперимента. 2018. № 1. С. 34–38.

2. Реализация квантового генератора случайных чисел, основанного на оптимальной группировке фотоотсчетов / ***К.А. Балыгин, В.И. Зайцев, А.Н. Климов и др.*** // Письма в ЖЭТФ. 2017. 106. Вып. 7. С. 451–458.

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

4. ***Харин Ю.С., Агиевич С.В., Васильев Д.В., Матвеев Г.В.*** Криптология: учебник. Минск: БГУ, 2014. 512 с.

5. ***Асаёнок М.А., Зеневич А.О., Горбадей О.Ю.*** Температурные характеристики кремниевых фотоэлектронных умножителей // Докл. БГУИР. 2018. №2 (112). С. 54–58.

6. ***Виноградов С.Л., Виноградова Т.Р., Шубин В.Э., Шушаков Д.А.*** Вероятностное распределение и шум-фактор сигналов твердотельных фотоэлектронных умножителей с учетом процессов кросс-толка // Краткие сообщения по физике ФИАН. 2009. № 9. С. 3–13.

Поступила в редакцию 30.09.2019 г.; после доработки 30.09.2019 г.; принята к публикации 28.01.2020 г.

Асаёнок Марина Анатольевна – аспирант кафедры математики и физики Белорусской государственной академии связи (Беларусь, 220114, г. Минск, ул. Ф.Скорины, 8/2), m.asayonok@bsac.by

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

Новиков Евгений Владимирович – кандидат технических наук, доцент, директор Института современных технологий связи Белорусской государственной академии связи (Беларусь, 220114, г. Минск, ул. Ф.Скорины, 8/2), e.novikov@bsac.by

References

1. Baranouski A.K., Gorbadey O.Y., Zenevich A.O. Studying the possibility of using avalanche photodetectors in the single-photon registration mode to create quantum random-number generators. *Pribory I Tekhnika Eksperimenta = Instruments and Experimental Techniques*, 2018 no. 1. P. 34–38. (in Russian).

2. Balygin K.A., Zaitsev V.I., Klimov A.N., Kulik S.P., Molotkov S.N. Implementation of a quantum random number generator based on the optimal clustering of photocounts. *JETP Letters*, 2017, vol. 106, no. 7, pp. 470–476.

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

4. Kharin Yu.S., Agievich S.V., Vasilev D.V., Matveev G.V. *Cryptology: textbook*. Minsk, BSU Publ., 2014. 512 p. (in Russian).

5. Asayonak M.A., Zenevich A.O., Gorbadey O.Y. Temperature characteristics of silicon photoelectronic multipliers. *Doklady BGUIR*, 2018, no. 2, p. 112.

6. Vinogradov S.L., Vinogradova T.R., Shubin V.E., Shushakov D.A. Probabilistic distribution and noise factor of solid state photomultiplier signals, taking into account cross-talk processes. *Bull. Lebedev Phys. Inst*., 2009, no. 36, p. 253.

Received 30.09.2019; Revised 30.09.2019; Accepted 28.01.2020.

Information about the authors:

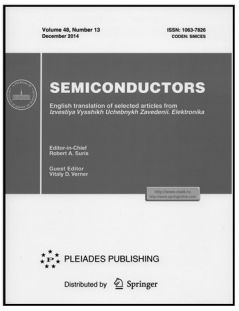
Maryna A. Asayonak – PhD student of the Mathematics and Physics Department, Belarusian State Academy of Communications (Belarus, 220114, Minsk, F. Skorina st., 8/2), m.asayonok@bsac.by

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

Evgeney V. Novikov – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., Director of the Institute of Modern Communication Technologies, Belarusian State Academy of Communications (Belarus, 220114, Minsk, F. Skorina st., 8/2), e.novikov@bsac.by

Уважаемые авторы и читатели!

Вышел в свет журнал



SEMICONDUCTORS

Vol. 53, *No.* 15, 2019. - ISSN PRINT: 1063-7826,
ISSN ONLINE: 1090-6479,
в котором опубликованы избранные статьи журнала «Известия вузов. Электроника».

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

УДК 004.315.2 DOI:10.24151/1561-5405-2020-25-2-123-135

Повышение эффективности работы многоразрядного двоичного параллельно-префиксного сумматора

А.Н. Якунин, Аунг Мьо Сан, Хан Мьо Хтун

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

yakunin.alexey@gmail.com

Для быстрого сложения двух многоразрядных двоичных чисел в настоящее время эффективными считаются параллельно-префиксные сумматоры (ППС). Известно несколько ППС с разными временными и аппаратными характеристиками, в частности сумматор Когге – Стоуна отличается высоким быстродействием по сравнению с другими ППС. Однако данный сумматор имеет большое количество логических элементов и, следовательно, занимает большую площадь, что приводит к росту его цены. В работе проанализирован сумматор Когге – Стоуна. Для снижения его аппаратных и временных затрат разработан модифицированный ППС. Проведено сравнение сумматоров по занимаемой площади и максимальной задержке выполнения операции. Реализована схема проверки результатов для подтверждения достоверности работы модифицированного сумматора. Моделирование этой схемы осуществлено в среде САПР Altera Quartus-II. В результате установлено, что при выполнении операций с 32- и 64-разрядными операндами разработанный сумматор дает снижение занимаемой площади на 11 и 16,5 % соответственно и максимальной задержки на 7 % по сравнению с сумматором Когге – Стоуна.

Ключевые слова: параллельно-префиксный сумматор (ППС); сумматор Когге – Стоуна; занимаемая площадь; максимальная задержка

Для цитирования: Якунин А.Н., Аунг Мьо Сан, Хан Мьо Хтун. Повышение эффективности работы многоразрядного двоичного параллельно-префиксного сумматора // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 2. С. 123–135. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-123-135

© А.Н. Якунин, Аунг Мьо Сан, Хан Мьо Хтун, 2020

Improving the Performance of a Multi-Bit Binary Parallel Prefix Adder

A.N. Yakunin, Aung Myo San, Han Myo Htun

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

yakunin.alexey@gmail.com

Abstract: Combinational adder performing arithmetic addition of binary numbers is an important architectural component in the implementation of operating devices of many modern microprocessors. To increase the performance of these operating devices an efficient adder is needed. Therefore, development of an effective adder providing high performance for devices of processors is an important task. Currently, parallel-prefix adders (PPA) are considered effective and are used for high speed addition of two multi-bit binary numbers. Several PPAs with different time and hardware characteristics are known. Among these adders, Kogge – Stone adder has the highest speed than other PPAs. However, its disadvantages are the use of a larger number of logical elements and, therefore, the use of a larger area, which leads to an increase in its price. In this paper, the Kogge – Stone adder has been analyzed. To reduce its hardware and time costs, a modified parallel-prefix adder has been developed. Comparison of both adders has been performed according to the occupied area and the maximum delay in the operation. Scheme of result verification has been implemented to confirm the reliability of the proposed adder. Simulation of this scheme has been carried out in an Altera Quartus-II CAD environment. The results of this work show that when performing operations with 32-bit and 64-bit operands, the proposed adder reduces the occupied area by 11 % and 16.5 % and the maximum delay by 7 % than Kogge – Stone adder.

Keywords: parallel-prefix adder (PPA); Kogge – Stone adder; occupied area; maximum delay; scheme of result verification

For citation: Yakunin A.N., Aung Myo San, Han Myo Htun. Improving the performance of a multi-bit binary parallel prefix adder. *Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 2, pp. 123–135. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-123-135

Введение. Аппаратная реализация двоичного сложения является фундаментальным архитектурным компонентом в таких микропроцессорных системах, как микропроцессоры, процессоры обработки цифровых сигналов, математические сопроцессоры, микроконтроллеры, мобильные устройства и др. В этих системах при проектировании операционных устройств комбинационные сумматоры играют важную роль для выполнения многих компьютерных арифметических операций, опирающихся на сложение. При этом повышение производительности операционных устройств зависит от эффективности сумматора. Разработка эффективного сумматора, обеспечивающего высокую производительность, – актуальная задача.

В настоящее время практически во всех современных компьютерах в критических путях используются параллельно-префиксные сумматоры (ППС) [1]. Они характеризу-

ются высокой эффективностью по скорости и применяются для быстрого сложения двух многоразрядных двоичных чисел. В литературе описано несколько ППС с различными занимаемой площадью и временем максимальной задержки [2]. К ППС относятся сумматоры Склански, Когге – Стоуна, Брента – Кунга, Хана – Карлсона, Ладнера – Фишера. Самым быстрым считается сумматор Когге – Стоуна, поскольку при схемной реализации он имеет наименьшее время задержки распространения переноса по сравнению с перечисленными ППС [3, 4].

Цель настоящей работы – разработка многоразрядного модифицированного ППС для снижения аппаратных и временных затрат по сравнению с известным сумматором Когге – Стоуна.

Сумматор Когге – Стоуна. Сумматор Когге – Стоуна считается самым быстрым стандартным ППС, который складывает два n-разрядных числа $A = a_{n-1}a_{n-2}\ldots.a_0$, $B = b_{n-1}b_{n-2}\ldots.b_0$, формирует n-разрядный результат $S = s_{n-1}s_{n-2}\ldots.s_0$ и выходной перенос c_{out}.

Схемы сумматора Когге – Стоуна для 8 и 32 разрядов показаны на рис.1 и 2. Сначала

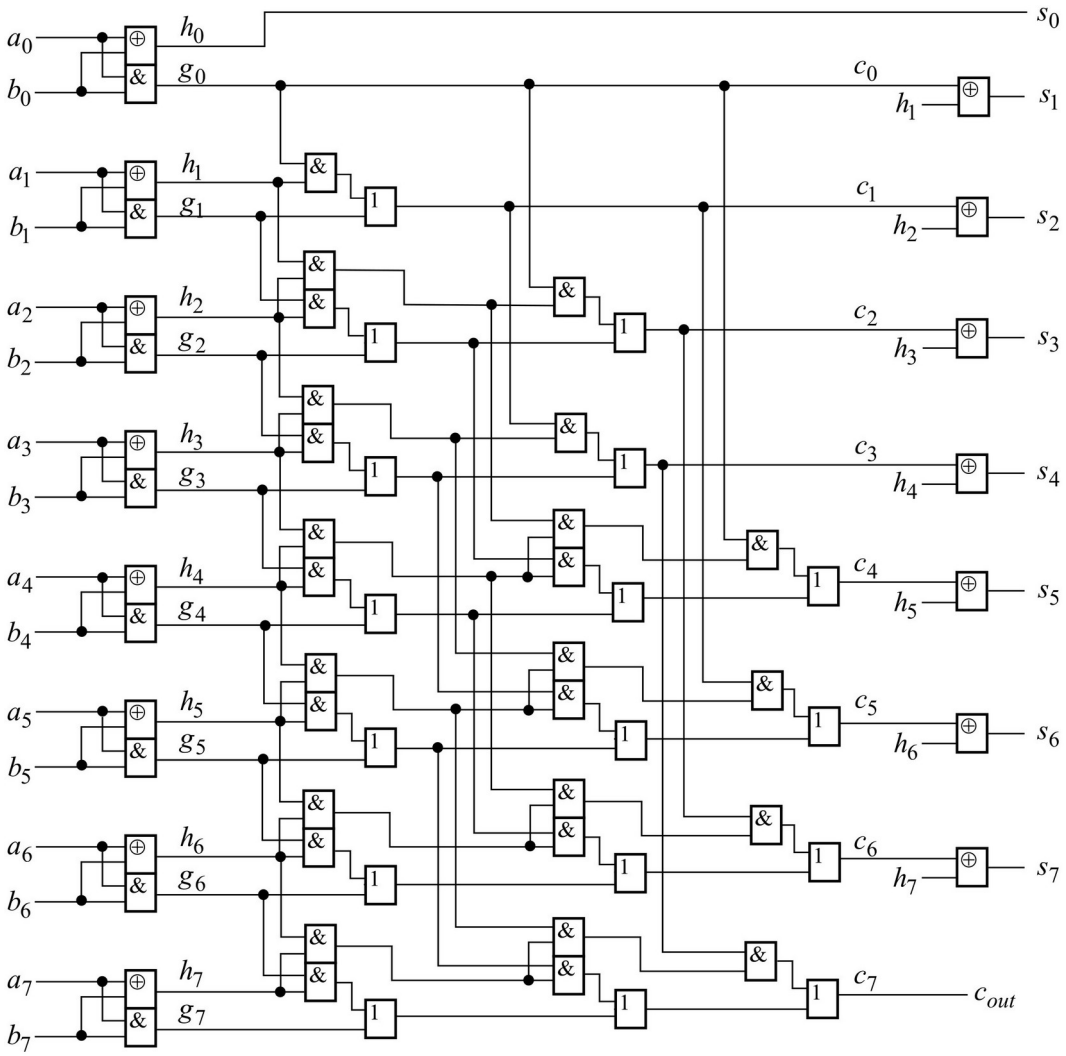


Рис.1. Логическая схема 8-разрядного сумматора Когге – Стоуна
Fig.1. Logical circuit of 8-bit Kogge – Stone adder

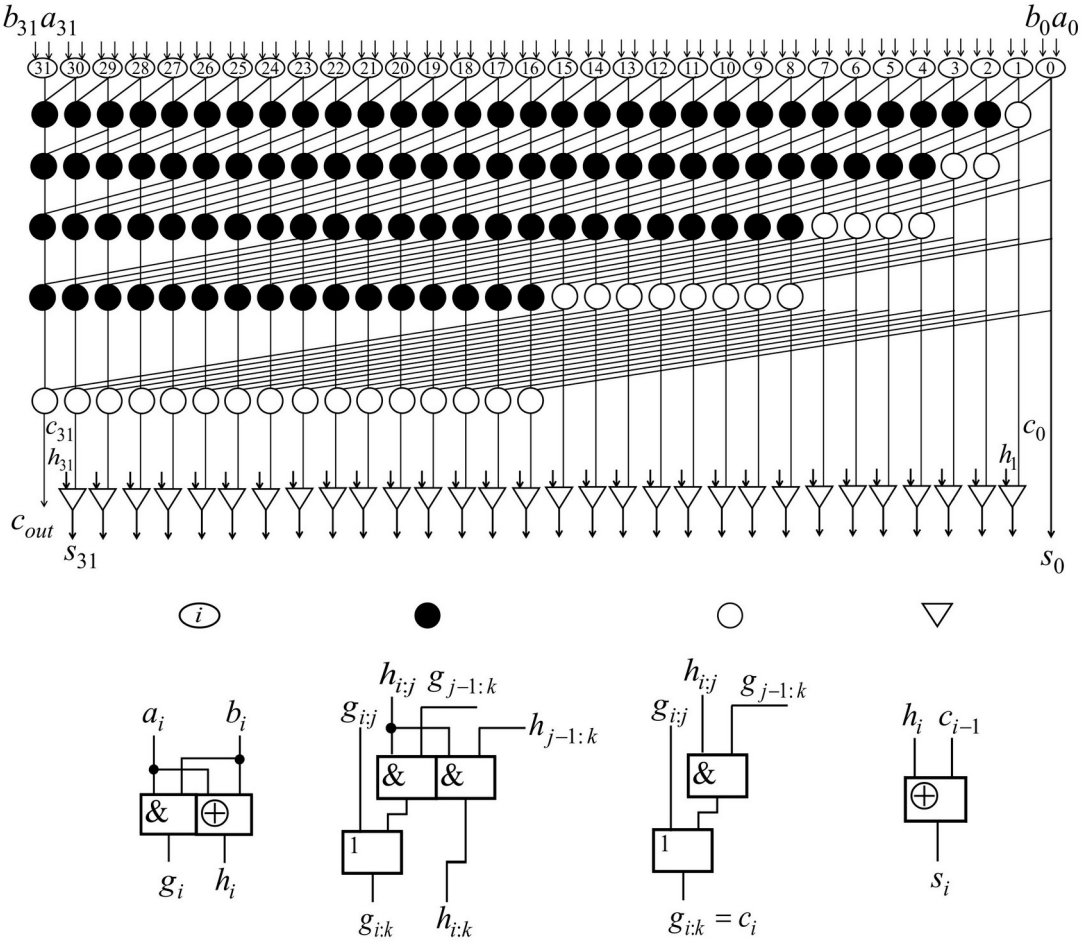


Рис.2. Схема 32-разрядного сумматора Когге – Стоуна
Fig.2. Scheme of 32-bit Kogge – Stone Adder

схемы вычисляют сигналы генерации переноса g_i и биты полусуммы h_i для пар разрядов по логическим уравнениям $g_i = a_i \cdot b_i$; $h_i = a_i \oplus b_i$, затем для узлов с использованием выражения $(g_{i:k}, p_{i:k}) = (g_{i:j} + p_{i:j} \cdot g_{j-1:k}, p_{i:j} \cdot p_{j-1:k})$, пока сигнал генерации переноса c_i не будет известен для каждого разряда. Сумма s_i определяется сигналами h_i и c_{i-1} согласно $s_i = h_i \oplus c_{i-1}$ через элемент Исключающее ИЛИ. Более подробно сумматор Когге – Стоуна описан в работах [5, 6].

Сумматор Когге – Стоуна имеет высокое быстродействие по сравнению с сумматорами Склански, Бренто – Кунга, Хана – Карлсона, Ладнера – Фишера [7, 8]. Однако для аппаратной реализации сумматор Когге – Стоуна требует больше логических элементов, следовательно, и увеличенной площади, потребляет больше энергии и стоит дороже. Тем не менее сумматор Когге – Стоуна используется в высокопроизводительных приложениях, так как быстродействие является важнейшим определяющим показателем.

Разработка модифицированного ППС. Для снижения аппаратных и временных затрат разработан модифицированный вариант ППС, в котором применяется своя структура префиксного дерева. Предположим, что $A = a_{n-1}a_{n-2}\ldots.a_0$ и $B = b_{n-1}b_{n-2}\ldots.b_0$ – два двоичных числа, которые будут складываться, $S = s_{n-1}s_{n-2}\ldots.s_0$ и c_{out} представляют их сумму и выходной перенос. Идея проектирования модифицированного сумматора начинается логикой генерации распространения переноса с параллельно-префиксным переносом. Для вычисления генерации g и распространения p переноса предложим, что

$$g_i = a_i \cdot b_i, \quad p_i = a_i + b_i, \tag{1}$$

где $i = 0 \le i \le n - 1$; символами «·» и «+» обозначены логические операции И и ИЛИ соответственно.

Вычисление нормальных переносов сумматора выполняется как

$$c_i = g_i + p_i \cdot g_{i-1} + p_i \cdot p_{i-1} \cdot g_{i-2} + \ldots + p_i \cdot p_{i-1} \cdot p_{i-2} \cdot \ldots \cdot p_1 \cdot g_0. \tag{2}$$

Согласно определению (1) считается, что $p_i \cdot g_i = g_i$. Тогда можно выполнить тождественные преобразования аналогично (2):

$$c_i = (g_i + g_{i-1} + p_{i-1} \cdot g_{i-2} + \ldots + p_{i-1} \cdot p_{i-2} \cdot \ldots \cdot p_1 \cdot g_0) \cdot p_i. \tag{3}$$

После определения термина переменной k_i уравнение (3) запишем в виде

$$c_i = k_i \cdot p_i, \tag{4}$$

$$\text{где } k_i = g_i + g_{i-1} + p_{i-1} \cdot g_{i-2} + \ldots + p_{i-1} \cdot p_{i-2} \cdot \ldots \cdot p_1 \cdot g_0. \tag{5}$$

Из (4) следует, что активность переключения битов c_i в равной степени зависит от значений, принятых битами p_i распространения переноса, и значения k_i. В частности, для k_5 согласно (5) имеем

$$k_5 = g_5 + g_4 + p_4 \cdot g_3 + p_4 \cdot p_3 \cdot g_2 + p_4 \cdot p_3 \cdot p_2 \cdot g_1 + p_4 \cdot p_3 \cdot p_2 \cdot p_1 \cdot g_0. \tag{6}$$

Используя определение $p_i \cdot g_i = g_i$, уравнение (6) можно преобразовать:

$$k_5 = g_5 + g_4 + p_4 \cdot p_3 \cdot (g_3 + g_2) + p_4 \cdot p_3 \cdot p_2 \cdot p_1 \cdot (g_1 + g_0). \tag{7}$$

Положим, что

$$G_i = g_i + g_{i-1}, \quad P_i = p_i \cdot p_{i-1}, \tag{8}$$

тогда уравнение (7) эквивалентно уравнению

$$k_5 = G_5 + P_4 \cdot G_3 + P_4 \cdot P_2 \cdot G_1.$$

Значение сигнала k_5 можно формировать с помощью префиксного ассоциативного оператора «○» согласно следующему выражению:

$$k_5 = (G_5, P_4) \circ (G_3, P_2) \circ (G_1).$$

Таким образом, получено уравнение, которое реализует значение k_5. В случае 8-битного сумматора аналогично вычисляются остальные значения $k_7 \ldots k_0$:

$$\left.\begin{aligned}
k_7 &= G_7 + P_6 \cdot G_5 + P_6 \cdot P_4 \cdot G_3 + P_6 \cdot P_4 \cdot P_2 \cdot G_1 \\
k_6 &= G_6 + P_5 \cdot G_4 + P_5 \cdot P_3 \cdot G_2 + P_4 \cdot P_3 \cdot P_1 \cdot G_0 \\
k_5 &= G_5 + P_4 \cdot G_3 + P_4 \cdot P_2 \cdot G_1 \\
k_4 &= G_4 + P_3 \cdot G_2 + P_3 \cdot P_1 \cdot G_0 \\
k_3 &= G_3 + P_2 \cdot G_1 \\
k_2 &= G_2 + P_1 \cdot G_0 \\
k_1 &= G_1 \\
k_0 &= G_0
\end{aligned}\right\},$$

где $P_1 = p_1$; $G_0 = g_0$.

Полученные биты k_i могут быть представлены в префиксной ассоциативной операторной форме:

$$\left.\begin{array}{l} k_7=(G_7,P_6)\circ(G_5,P_4)\circ(G_3,P_2)\circ(G_1) \\ k_6=(G_6,P_5)\circ(G_4,P_3)\circ(G_2,P_1)\circ(G_0) \\ k_5=(G_5,P_4)\circ(G_3,P_2)\circ(G_1) \\ k_4=(G_4,P_3)\circ(G_2,P_1)\circ(G_0) \\ k_3=(G_3,P_2)\circ(G_1) \\ k_2=(G_2,P_1)\circ(G_0) \\ k_1=(G_1) \\ k_0=(G_0) \end{array}\right\}. \qquad (9)$$

Проанализировав (9), по индукции можно получить, что биты k_i четной и нечетной позиций битов могут быть выражены как

$$k_{2m} = (G_{2m}, P_{2m-1}) \circ (G_{2m-2}, P_{2m-3}) \circ \ldots\ldots \circ (G_0), \qquad (10)$$

$$k_{2m+1} = (G_{2m+1}, P_{2m}) \circ (G_{2m-1}, P_{2m-2}) \circ \ldots\ldots \circ (G_1). \qquad (11)$$

Каждый ассоциативный оператор связывает пары сигналов G и P и определяется следующим образом:

$$(G, P) \circ (G', P') = (G + P \cdot G'), (P \cdot P'). \qquad (12)$$

С учетом оператора «∘» вычисления сигнала k_i с параллельным префиксом могут быть представлены в виде префиксного дерева модифицированного сумматора. Вычисление битов k_i и p_i вместо нормальных переносов c_i усложняет получение битов окончательной суммы s_i, поскольку в этом случае

$$s_i = a_i \oplus b_i \oplus c_{i-1} = a_i \oplus b_i \oplus k_{i-1} \cdot p_{i-1}.$$

После тождественных преобразований $(a_i \oplus b_i)$ получаем

$$s_i=(\overline{a_i}+\overline{b_i})(a_i+b_i)\oplus c_{i-1}=\overline{a_i b_i}(a_i+b_i)\oplus k_{i-1}\cdot p_{i-1}, \qquad (13)$$

где символами «–» и «⊕» обозначены логические операции НЕ и Исключающее ИЛИ. Согласно (1) при $\overline{a_i b_i}=\overline{g_i}$ и $a_i + b_i = p_i$ для реализации окончательной суммы s_i выражение (13) представим в виде

$$s_i=\overline{g_i}\cdot p_i\oplus k_{i-1}\cdot p_{i-1}.$$

Однако вычисление битов s_i может быть преобразовано следующим тождественным образом:

$$s_i=\overline{k_{i-1}}(\overline{g_i}\cdot p_i)+k_{i-1}((\overline{g_i}\cdot p_i)\oplus p_{i-1}). \qquad (14)$$

Уравнение (14) может быть реализовано с применением мультиплексора, который выбирает либо $(\overline{g_i}\cdot p_i)$, либо $((\overline{g_i}\cdot p_i)\oplus p_{i-1})$ в соответствии со значением k_{i-1}. Как правило, логический элемент Исключающее ИЛИ имеет почти равную задержку мультиплексора и время задержки распространения от подачи входных операндов до установ-

ления результата функции $(\overline{g_i}\cdot p_i)\oplus p_{i-1}$ меньше, чем до установления сигнала k_{i-1}. Поэтому избыточная задержка не появится в схеме сумматора из-за мультиплексора для выдачи окончательной суммы s_i. Выходной перенос c_{out} формируется практически одновременно с битами суммы с использованием соотношения $c_{n-1} = k_{n-1} \cdot p_{n-1}$. Таким образом, согласно выражениям (1), (8), (10), (11) и (14) модифицированный сумматор реализован трехкаскадной схемой, состоящей из каскада предвычисления, каскада формирования префиксного дерева и каскада вычисления результата. Логическая схема 8-разрядного модифицированного сумматора представлена на рис.3.

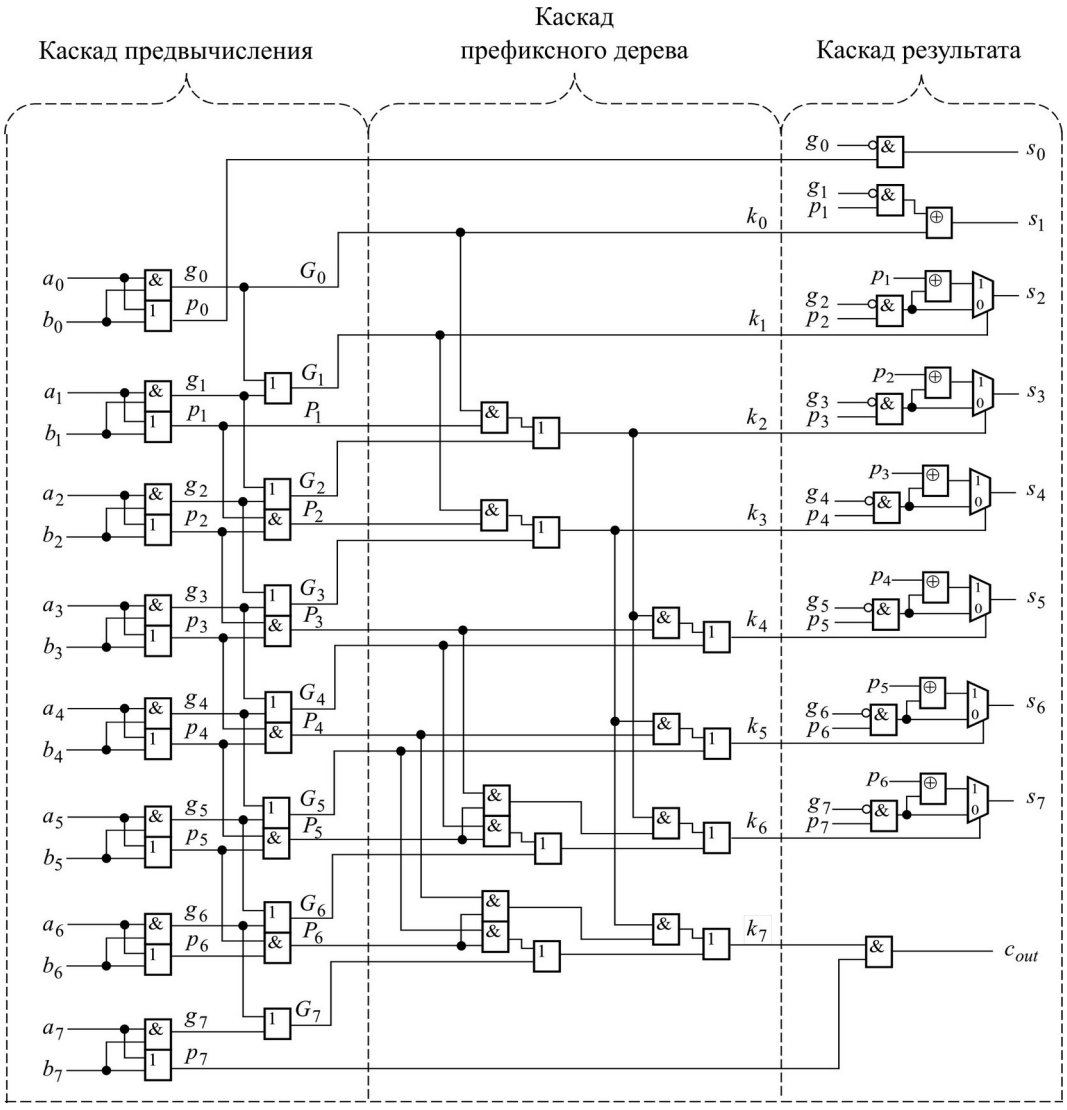


Рис.3. Логическая схема 8-битного модифицированного сумматора
Fig.3. Logical circuit of 8-bit modified adder

Данная схема функционирует следующим образом. На каскаде предвычисления формируются сигналы g_i и p_i для всех разрядов a_i и b_i с использованием логических элементов И и ИЛИ в соответствии с (1). После объединения битов g_i, p_i, g_{i-1} и p_{i-1} вычисляются сигналы G_i и P_{i-1} на основе (8) с помощью логических элементов И и ИЛИ. Второй каскад сумматора, или префиксное дерево, вычисляет сигналы k_i, используя биты G_i и

P_{i-1} в соответствии с (10) и (11). На каскаде формирования результата сумматор вычисляет сумму s_i на основе (14) с использованием элементов НЕ, И, Исключающее ИЛИ и мультиплексора. Выходной перенос c_{out} формируется с использованием соотношения $c_{n-1} = k_{n-1} \cdot p_{n-1}$.

Для проектирования схемы 64-разрядного модифицированного сумматора реализуются схематичные блоки (черные и белые) с помощью (12), которые используются для большей наглядности префиксного дерева. Эти блоки принимают входы как из данной битной позиции ($^{l-1}G_i$, $^{l-1}P_{i-1}$), так и из нижних битных позиций $^{l-1}G'_i$, $^{l-1}P'_{i-1}$ на предыдущем уровне. Они соединены для формирования сигналов k_i. Сеть этих блоков называется префиксным деревом. На рис.4 приведена схема 64-разрядного модифицированного сумматора.

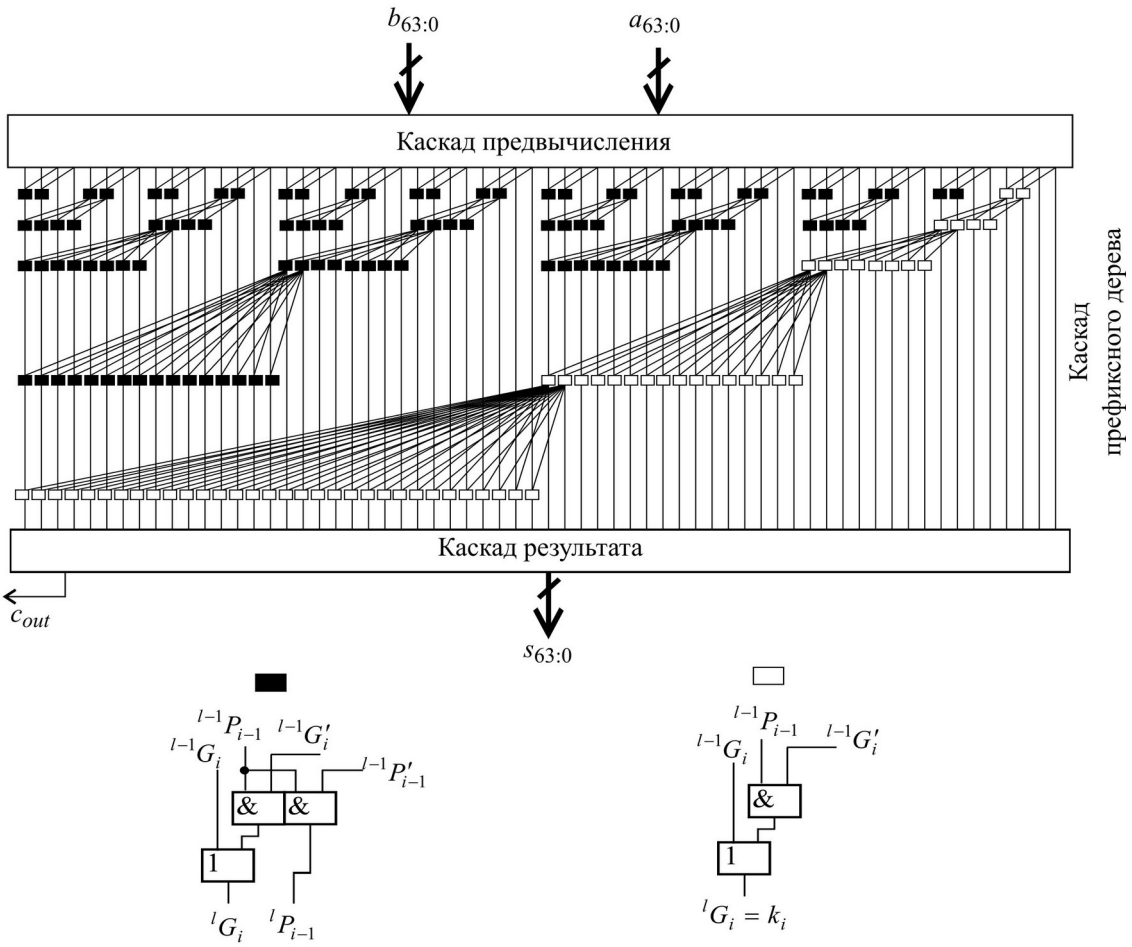


Рис.4. Схема 64-разрядного модифицированного сумматора
Fig.4. Scheme of 64-bit modified adder

Данная схема вычисляет сигналы g_i и p_i для пар входных разрядов, далее вычисляет сигналы G_i и P_{i-1} для создания префиксного дерева. Затем используется $\log_2 n - 1 = 5$ уровней схематичных блоков для формирования префиксного дерева, которое вычисляет сигналы k_i для каждого разряда. После этого на последнем каскаде вычисляются результат сложения s_i и выходной перенос c_{out} вместе с сигналами k_i.

Сравнение аппаратных и временных затрат ППС. Оценим аппаратные и временные затраты ППС по занимаемой площади и максимальной задержке. Для оценки площади, занимаемой сумматором, необходимо просуммировать площади всех используемых логических элементов. Для максимальной задержки выбирается самый длинный (критический) путь, по которому проходит сигнал, и складывается время задержки всех логических элементов на этом пути [9]. Предположим, что $\alpha_{НЕ}$ и $\tau_{НЕ}$ – занимаемая площадь и задержка элемента НЕ соответственно, $\alpha_{И}$ и $\tau_{И}$ – элемента И, $\alpha_{ИЛИ}$ и $\tau_{ИЛИ}$ – элемента ИЛИ, $\alpha_{иск}$ и $\tau_{иск}$ – элемента Исключающее ИЛИ, $\alpha_{м}$ и $\tau_{м}$ – мультиплексора.

Проанализировав структуры рассмотренных ППС, получим формулы для вычисления занимаемой площади и максимальной задержки:

- для n-разрядного сумматора Когге – Стоуна

$\alpha_{КС} = (2n(\log_2 n) - 2n + 3)\,\alpha_{И} + (n(\log_2 n) - n + 1)\alpha_{ИЛИ} + (2n - 1)\,\alpha_{иск}$,

$\tau_{КС} = (\log_2 n)\,\tau_{И} + (\log_2 n)\,\tau_{ИЛИ} + 2\,\tau_{иск}$;

- для n-разрядного модифицированного сумматора

$$\alpha_{мод} = n\,\alpha_{НЕ} + ((n\log_2 n) + n)\,\alpha_{И} + \left(2n - 1 + \frac{n}{2}(\log_2 n - 1)\right)\alpha_{ИЛИ} + (n-1)\,\alpha_{иск} + (n-2)\,\alpha_{м},$$

$$\tau_{мод} = (\log_2 n)\,\tau_{И} + (\log_2 n)\,\tau_{ИЛИ} + \tau_{м}.$$

Для количественной оценки задержки предположим, что $\tau_{НЕ} = 0{,}5$, $\tau_{И} = \tau_{ИЛИ} = 1$ условных единиц и $\tau_{иск} = \tau_{м} = 2$. Для оценки площади предположим, что $\alpha_{НЕ} = 0{,}5$, $\alpha_{И} = \alpha_{ИЛИ} = 1$ и $\alpha_{иск} = \alpha_{м} = 2$. Полученные значения занимаемой площади и максимальной задержки (времени работы) ППС для 8, 16, 32 и 64 разрядов приведены в таблице.

Значения занимаемой площади и максимальной задержки ППС
Evaluation of the occupied area and the maximum delay of adders

Количество разрядов	Занимаемая площадь		Максимальная задержка	
	Сумматор Когге – Стоуна	Модифицированный сумматор	Сумматор Когге – Стоуна	Модифицированный сумматор
8	82	85	9	8
16	210	201	11	10
32	514	457	13	12
64	1218	1017	15	14

Из таблицы видно, что при наращивании разрядности с точки зрения аппаратных и временных затрат модифицированный сумматор характеризуется лучшим быстродействием и меньшей занимаемой площадью по сравнению с сумматором Когге – Стоуна. В частности, занимаемая площадь 32- и 64-разрядных модифицированных сумматоров меньше на 11 и 16,5 % соответственно, чем занимаемая площадь стандартного сумматора Когге – Стоуна. Для 32 и 64 разрядов предложенный сумматор дает снижение максимальной задержки почти на 7 % по сравнению с сумматором Когге – Стоуна.

Разработка схемы проверки результатов модифицированного сумматора. Для подтверждения достоверности работы модифицированного сумматора предложена схема проверки достоверности результатов (рис.5). Схема содержит 8-битный модифицированный сумматор, 8-битный стандартный (эталонный) сумматор Когге – Стоуна, 16-битный синхронный суммирующий счетчик, 9-битный цифровой компаратор равенства, четырехвходовый логический элемент И и два инвертора. Синтез суммирующего счетчика и компаратора равенства рассмотрен в [10].

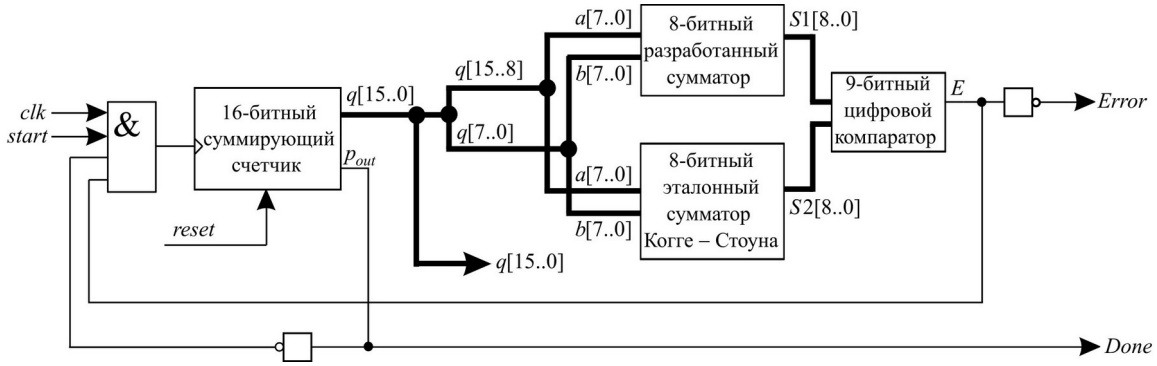


Рис.5. Схема для проверки результатов работы модифицированного сумматора
Fig.5. Scheme for checking the results of the modified adder

Схема имеет входы – сигналы тактового импульса (*clk*), старта (*start*), сброса (*reset*) и выходы – 16-разрадное число ($q_{[15..0]}$), финиш (*Done*) и обнаруживаемая ошибка (*Error*). Вход *start* используется для подсчета или остановки работы счетчика (1 – подсчет, 0 – остановка). Вход *reset* управляет работой счетчика (1 для работы, 0 для возврата в исходное состояние). Расчетные значения счетчика выражаются выходом $q_{[15..0]}$. Сигнал *Done* показывает, что все возможные значения аргументов успешно проверены в качестве входных аргументов у двух сумматоров. Если сигнал *Done* = 1, то процесс проверки результатов выполнен успешно, т.е. все результаты работы модифицированного сумматора правильные. Сигнал *Error* показывает, что обнаружена ошибка какого-то результата модифицированного сумматора по сравнению с результатом эталонного сумматора. Если есть ошибка, то выход *Error* =1. В противном случае сигнал *Error* = 0.

Рассмотрим работу схемы. Предположим, что выходной сигнал E компаратора и сигнал инверсии $\overline{p_{out}}$ 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^{16} = 65 536 возможных значений 16-разрядного двоичного числа, переход к следующему значению происходит по возрастающему фронту тактового импульса. Расчетные значения операндов для счетчиков определяются как $q_{15}...q_8$ для первого слагаемого (операнд A) и $q_7...q_0$ для второго слагаемого (операнд B). Полученные операнды подаются на соответствующие входы модифицированного и эталонного сумматоров. Эти сумматоры выполняют сложение над входными операндами разными способами и на выходы передают 9-битные суммы. Далее компаратор сравнивает две 9-разрядные двоичные суммы из сумматоров и выдает один выходной сигнал, показывая, равны они или нет. Если соответствующие разряды равны, то сигнал E = 1 и процесс повторяется до достижения финиша. Если какие-либо разряды $S1$ и $S2$ окажутся неравными, сигнал *Error* = 1 и процесс проверки останавливается. Когда выходной перенос счетчика P_{out} составляет логическую «1», тогда сигнал *Done* будет установлен логической «1», т.е. процесс проверки результатов заканчивается и процесс останавливается.

Моделирование и подтверждение достоверности результатов. Моделирование предложенной схемы проведено в графическом редакторе в среде САПР Altera Quartus-II. Для симуляции в среде Quartus-II выбран режим функционального моделирования с использованием семейства ПЛИС Cyclone-II-EP2C20F484C7. На рис.6 показана схема результатов (версия на уровне регистровых передач RTL-Viewer), полученных после компиляции схемы. Успешная проверка результатов работы модифицированного сумматора при сложении со всеми возможными значениями двух 8-разрядных чисел подтверждена временной диаграммой (рис.7), полученной в среде Quartus II.

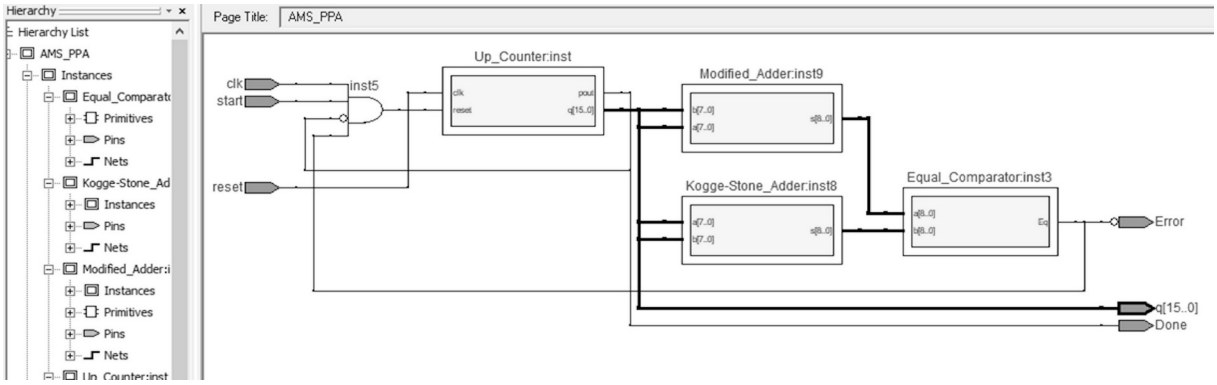


Рис.6. Схема результатов RTL-Viewer, полученная после компиляции
Fig.6. Result circuit RTL-Viewer obtained after compilation

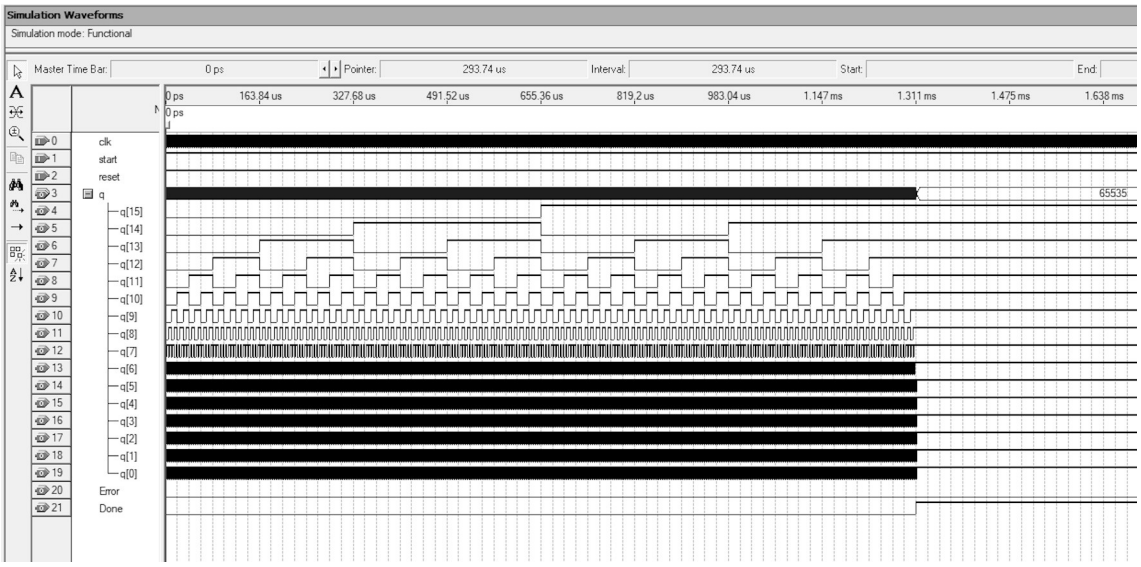


Рис.7. Временная диаграмма проверки результатов работы модифицированного сумматора при сложении со всеми возможными значениями двух 8-разрядных чисел
Fig.7. Timing diagram of a successful result checking of the modified adder in addition with all possible values of two 8-bit numbers

Заключение. В результате сравнительного анализа сумматора Когге – Стоуна и модифицированного сумматора установлено следующее. При количестве разрядов операндов 16, 32 и 64 модифицированный сумматор имеет лучшее быстродействие и занимает меньшую площадь по сравнению с сумматором Когге – Стоуна. Достоверность результатов работы модифицированного сумматора при сложении со всеми возможными значениями двух 8-битных операндов проверена с помощью разработанной схема, моделирование которой выполнено в среде САПР Altera Quartus-II. Результаты подтверждены временной диаграммой.

Предложенный модифицированный сумматор может применяться при проектировании высокоскоростных операционных устройств в компьютерной арифметике.

Литература

1. ***Якунин А.Н., Аунг Мьо Сан.*** Сравнительный анализ характеристик двоичных многоразрядных параллельных сумматоров // Изв. вузов. Электроника. 2018. Т. 23. №3. С. 299–301.

2. ***Daphni S., Vijula Grace K.S.*** A review analysis of parallel prefix adders for better performance in VLSI applications // IEEE Intern. Conf. on Circuits and Systems (Thiruvananthapuram, India). 2017. P. 103–106.

3. ***Daphni S., Vijula S.K. Grace.*** Design and analysis of 32-bit parallel prefix adders for low power VLSI applications // Advances in Science, Technology and Engineering Systems. 2019. Vol. 4. P. 102–106.

4. ***Rahila K C., Sajesh Kumar U.*** A Comprehensive comparative analysis of parallel prefix adders for ASIC implementation // Intern. Conf. on Systems Energy and Environment (GCE Kannur, Kerala, July 2019). 2019. P. 1–5.

5. ***Aung Myo San, Yakunin A.N.*** Reduction of the hardware complexity of a parallel prefix adder // Intern. Conf. EIConRus-2018 (Saint-Petersbug, Moscow, 28 – 31 Jan. 2018). M.: MIET, 2018. P. 1348–1349.

6. ***Penchalaiah U., Siva Kumar V.G.*** Design of high-speed and energy-efficient parallel prefix Kogge – Stone adder // IEEE International Conference on System, Computation, Automation and Networking (Pondicherry, India, 6–7 July 2018). 2018. P. 1–6.

7. ***Якунин А.Н., Аунг Мьо Сан.*** Повышение скорости работы многоразрядного двоичного умножителя // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС-2018): сб. тр. VII Всероссийской науч.-техн. конф. 2018. Вып. II. С. 149–151.

8. ***Якунин А.Н., Аунг Мьо Сан.*** Исследование и модификация многоразрядного параллельно-префиксного сумматора // Изв. вузов. Электроника. 2019. Т. 24. №2. С. 197–207.

9. ***Червяков Н.И., Ляхов П.А., Валуева М.В., Криволапова О.В.*** Сравнительный анализ аппаратной реализации сумматоров на FPGA // Наука. Инновации. Технологии. 2016. № 4. С. 99–108.

10. ***Дэвид М.Х., Сара Л.Х.*** Цифровая схемотехника и архитектура компьютера. 2-е изд. Нью-Йорк, 2013. С. 618–649.

Поступила в редакцию 28.10.2019 г.; после доработки 28.10.2019 г.; принята к публикации 28.01.2020 г.

Якунин Алексей Николаевич – доктор технических наук, доцент Института микроприборов и систем управления им. 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 им. Л.Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), aungmyosan61028@gmail.com

Хан Мьо Хтун – аспирант Института микроприборов и систем управления им. Л.Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), hanmyoe123htun@gmail.com

References

1. Yakunin A.N., Aung Myo San. Comparative analysis of the characteristics of binary multi-bit parallel adders. *Izvestiya vuzov. Electronika = Proceedings of Universities. Electronics*, 2018, vol. 23, no.3. pp. 299–301. (in Russian).

2. Daphni S., Vijula Grace K.S. A review analysis of parallel prefix adders for better performance in VLSI applications. *IEEE International Conference on Circuits and Systems*, 2017, pp. 103–106.

3. Samraj Daphni, Kasinadar Sundari Vijula Grace. Design and analysis of 32-bit parallel prefix adders for low power VLSI applications. *Advances in Science. Technology and Engineering Systems Journal*, 2019, vol. 4, pp. 102–106.

4. Rahila K.C., Kumar U.S. A comprehensive comparative analysis of parallel prefix adders for ASIC implementation. *International conference on Systems Energy and Environment*, 2019, pp. 1–5.

5. Aung Myo San, Yakunin A.N. Reduction of the hardware complexity of a parallel prefix adder. *International Conference EIConRus-2018*. Moscow, MIET Publ. 2018, pp. 1348–1349.

6. Penchalaiah U., Siva Kumar VG. Design of high-speed and energy-efficient parallel prefix Kogge – Stone adder. *IEEE International Conference 2018 on System, Computation, Automation and Networking*, 2018. pp. 1–6.

7. Yakunin A.N., Aung Myo San. Increasing the speed of the multi-bit binary multiplier. *VII All-Russian Scientific and Technical Conference «Problems of development of promising micro-and nano-electronic systems –2018* (*MES-2018*)». Collection of works, 2018, iss. II, pp. 149–151. (in Russian).

8. Yakunin A.N., Aung Myo San. Research and modification of a multi-bit parallel-prefix adder. *Izvestiya vuzov. Electronika = Proceedings of Universities. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 2. pp. 197–207. (in Russian).

9. Chervyakov N.I., Lyakhov P.A., Valueva M.V., Krivolapova O.V. Comparative analysis of the hardware implementation of adders on the FPGA. *Scientific journal on Science. Innovation. Technology*, 2016, no. 4, p. 99–108. (in Russian).

10. David M.H., Sarah L.H. *Digital design and computer architecture*. 2nd ed. N.Y., Avenue South Publ., 2013, pp. 618–649. (in Russian).

Received 28.10.2019; Revised 28.10.2019; Accepted 28.01.2020.

Information about the authors:

Alexey N. Yakunin – Dr. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Institute of Microdevices and Control System, 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 of Microdevices and Control System, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), aungmyosan61028@gmail.com

Han Myo Htun – PhD student of the Institute of Microdevices and Control System, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), hanmyoe123htun@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 621.38.049.774:001.891.573 DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-136-144

Моделирование влияния расположения кармана на параметры транзисторов в КМОП ИС с технологическими нормами менее 130 нм

А.А. Чердинцев, Г.А. Ковалев

Московский физико-технический институт (*национальный исследовательский университет*), *г. Долгопрудный*, *Россия*
АО «*ПКК Миландр*», *г. Москва*, *Россия*

anton.cherdintsev@phystech.edu

В связи с сокращением длительности технологического процесса при производстве интегральных схем эффекты, связанные с расположением КМОП-транзисторов, оказывают значительное влияние на характеристики транзистора. Моделирование влияния эффекта близости кармана (Well Proximity Effect, WPE) на ранних этапах позволяет ускорить проектирование ИС путем уменьшения количества итераций корректировки схемы, происходящих в результате учета эффекта WPE на этапе топологии. В работе предложено характеризовать эффект WPE вновь введенным параметром, зависящим только от профиля распределения легирующей примеси в подзатворной области транзистора. Проведено моделирование учета влияния эффекта WPE на характеристики КМОП-транзистора в схеме токового зеркала при разном расположении транзистора относительно границы кармана. Для проверки полученной модели выполнено ее сравнение с моделью, основанной на результатах тестирования реальных транзисторов в среде автоматического проектирования Cadence Virtuoso. Результаты эксперимента показали совпадение характера и количественную корреляцию эмпирической зависимости и зависимости, полученной путем вычислений по новой модели. Это позволит решать задачу компенсации эффекта WPE на ранних этапах проектирования ИС.

Ключевые слова: технологический процесс; WPE; КМОП-транзистор; среда автоматического проектирования

Для цитирования: Чердинцев А.А., Ковалев Г.А. Моделирование влияния расположения кармана на параметры транзисторов в КМОП ИС с технологическими нормами менее 130 нм // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 2. С. 136–144. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-136-144

© А.А. Чердинцев, Г.А. Ковалев, 2020

Modeling of Influence of Well Location on Parameters in MOSFETs Integrated Circuits with Technological Norms Deeper than 130 nm

A.A. Cherdintsev, G.A. Kovalev

Moscow Institute of Physics and Technology, Moscow, Russia
JS «Milandr ICC», Moscow, Russia

anton.cherdintsev@phystech.edu

Abstract: Due to reduction of the technological process in production of the integrated circuits the effects related to MOSFET location show strong influence on the MOSFET characteristics. Therefore, it is important to consider these effects at the design stage. In the work the influence of the of the well proximity effects has been studied, the parameter f , characterizing the WPE contribution, has been introduced. The mathematical model of the influence of the WPE effect on the MOSFET characteristics in the current mirror has been built. The simulation with different MOSFET location relative to the well boundary has been performed. To confirm the obtained model, its comparison with the model, based on the results of testing real MOSFETs in the automatic design testing Cadence Virtuoso, has been made. During the experiment the symmetry of the current mirrors, i.e. the difference between the input and output currents in percent from an average value, has been studied. The experimental results have demonstrated the qualitative and quantitative correlation of empirical dependence and of the dependence obtained by calculations on a new model. This will permit to solve the problem of the WPE effect compensation.

Keywords: technology process; WPE; MOSFET; CAD

For citation: Cherdintsev A.A., Kovalev G.A. Modeling of influence of well location on parameters in MOSFETs integrated circuits with technological norms deeper than 130 nm. *Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 2, pp. 136–144. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-136-144

Введение. Уровень концентрации легирующей примеси под затвором является ключевым физическим параметром, определяющим работу транзистора. Поэтому эффекты, меняющие профиль распределения примеси и влияющие на характеристики транзистора, следует учитывать. В работе [1] утверждается, что до технологических норм 250 нм воздействие подобных эффектов несущественно. Однако при технологических нормах менее 130 нм начинают проявляться краевые эффекты, вызывающие деградацию параметров транзисторов и влияющие на работу схемы в целом. Один из таких эффектов – близость кармана (Well Proximity Effect, WPE). Современные исследования показывают, что отклонения реальных выходных характеристик от рассчитанных могут достигать 50 % [2]. Особенно это проявляется в схемах, зависящих от симметричности характеристик входящих в них транзисторов (например, токовое зеркало или дифференциальная пара). Вследствие этого возникает необходимость учета краевого эффекта на этапе разработки схемы блока (рис.1), для чего требуются новые

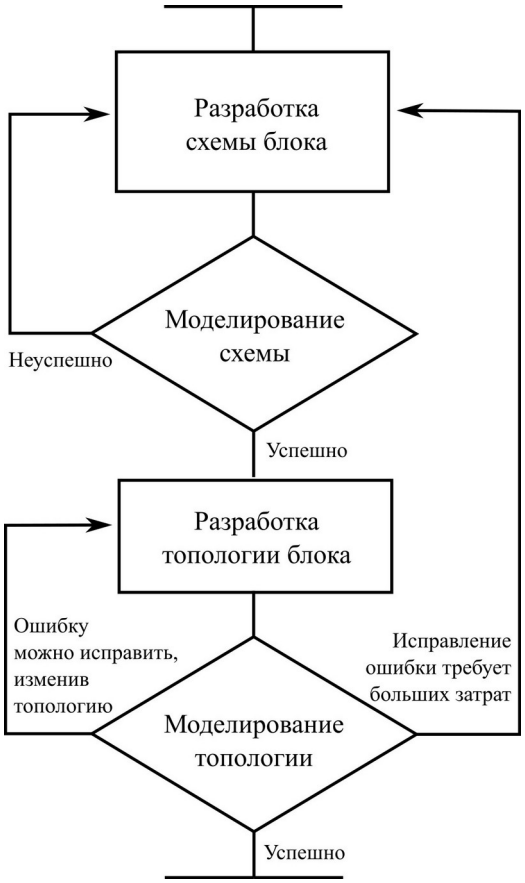


Рис.1. Маршрут проектирования аналогового блока, разработанный в АО «ПКК Миландр»
Fig.1. Part of analog design route «Milandr»

упрощенные модели для начального моделирования. Однако теоретическое описание эффекта WPE связано с трудностями, возникающими при попытке точного учета влияния всех остальных физических эффектов.

Цель настоящей работы – теоретическое исследование эффекта WPE, построение новой математической модели его влияния на характеристики полевого транзистора и проведение с ее помощью моделирования электрической схемы токового зеркала, спроектированной при разном топологическом расположении транзисторов относительно границы кармана. Для проверки новой модели проведено ее сравнение с существующей моделью, представленной фирмой TSMC и основанной на результатах тестирования реальных транзисторов в среде автоматического проектирования Cadence Virtuoso, которую можно использовать только на этапе моделирования топологии. Новая модель используется на этапе разработки блока и необходима для ее удешевления.

В современных технологиях производства транзисторов применяется ионная имплантация атомов примеси для формирования ретроградного профиля примеси в подложке. В процессе ионной имплантации ионы, летящие по нормали к поверхности, рассеиваются маской фоторезистора под разными углами и встраиваются в поверхность подложки вблизи краев кармана (рис.2) [2]. В результате на характерном расстоянии от маски 1–2 мкм заметно повышается концентрация примеси в подложке транзистора, что вызывает изменение его порогового напряжения и ВАХ.

Эффект WPE впервые описан и теоретически обоснован в работах [3, 4].

В работе [2] рассмотрены два эффекта, которые связаны с расположением транзистора, – STI (мелкая щелевая изоляция) и WPE, а также приведены экспериментальные данные. Влияние эффекта WPE на работу операционного усилителя исследовано в [5] на примерах схем операционного усилителя. Моделирование влияния эффекта WPE на пороговое напряжение проведено в работах [1, 6, 7]. В статье [8] исследовано влияние данного эффекта на цифровые схемы. Изменение порогового напряжения и других параметров транзистора под влиянием эффекта WPE в современных технологиях показано в работе [9]. В работе [10] описан эксперимент с кремниевой пластиной с использованием технологии CMOS. С целью оценки изменения профиля легирующей примеси ионной имплантацией проведено TCAD-моделирование методом Монте-Карло.

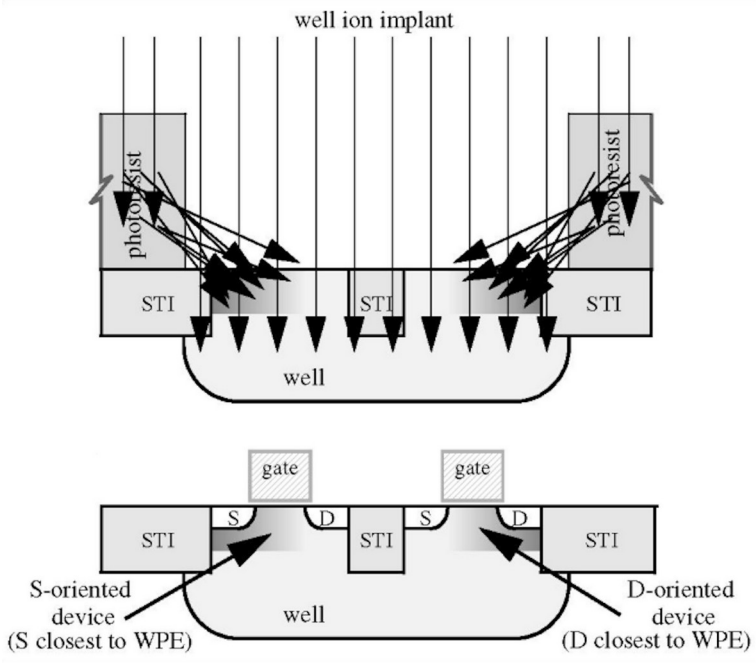


Рис.2. Распределение примеси при ионной имплантации [2]: *а* – ионная имплантация; *б* – транзисторы (в разрезе) с *S*- и *D*-ориентированным каналом
Fig.2. Dopant distribution after ion implantation [2]: *a* – ion implantation; *b* – transistors with *S*- and *D*-oriented channels

Описание модели. Принятый профиль концентрации вносит изменения только в конечные результаты моделирования, а не в саму модель. В силу того что точные аналитические выражения для характеристик транзистора очень сложны, модель строится с учетом следующих основных допущений:

1. Подзатворная область идеальная, т.е. разность работ выхода электронов из металла и полупроводника равна 0; существуют только заряд в полупроводниковой части и равный ему заряд противоположного знака в металлической части; сопротивление диэлектрика бесконечное.

2. Подвижность носителей постоянная (так как она слабо меняется по сравнению с остальными параметрами).

3. Концентрация примеси меняется согласно рис.3 [10].

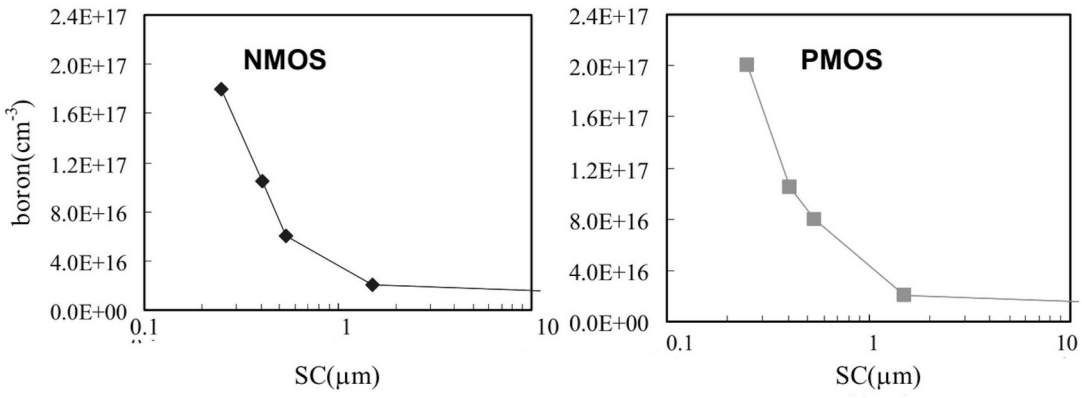


Рис.3. Характерный график распределения примеси [10]
Fig.3. Graph of dopant distribution [10]

4. Обратные токи утечки p–n-перехода пренебрежимо малы.

5. Разность φ_b уровня Ферми в собственном полупроводнике E_i и уровня Ферми E_F меняется слабо и остается линейной на протяжении всей длины подзатворной части транзистора.

С учетом принятых допущений изменения в поведении ключевых параметров транзистора удается описать с помощью дополнительного параметра f, характеризующего неравномерность распределения легирующей примеси в подзатворной области. Для конкретного МОП-транзистора параметр f вычисляется по формуле

$$f = \int_0^L \frac{dx}{\sqrt{N_a(x)}},$$

где L – длина подзатворной области; $N_a(x)$ – форма распределения примеси.

В зависимости от расположения на плате существуют три вида транзисторов: D-ориентированные, S-ориентированные и транзисторы, не подверженные влиянию краевых эффектов. Главное отличие D-ориентированного транзистора от S-ориентированного заключается в том, какая сторона транзистора находится ближе к краю кармана. Для D-ориентированного транзистора это сток, а для S-ориентированного – исток. Для определения профиля концентрации использованы данные из работы [10] (см. рис.3).

Из рис.3 видно, что зависимость на малых расстояниях обратно квадратичная, а на расстояниях более 1,4 мкм концентрация становится постоянной ($N_{a0} = 2 \cdot 10^{16}$ см$^{-3}$). Для простоты примем $N_a = 2N_{a0}$, что достигается на расстоянии $l_0 = 1$ мкм, и x_0 – расстояние от края кармана до подзатворной части транзистора. На рис.4 изображены D- и S-ориентированные транзисторы с учетом уменьшения эффективной длины канала и графики концентрации легирующей примеси.

Для D-ориентированного транзистора параметр f определяется выражением

$$f = \int_{x_0}^{L_{eff}+x_0} \frac{x\,dx}{l_0\sqrt{N_a}},$$

где L_{eff} – эффективная длина канала; δL – разность между начальной длиной канала L и L_{eff}.

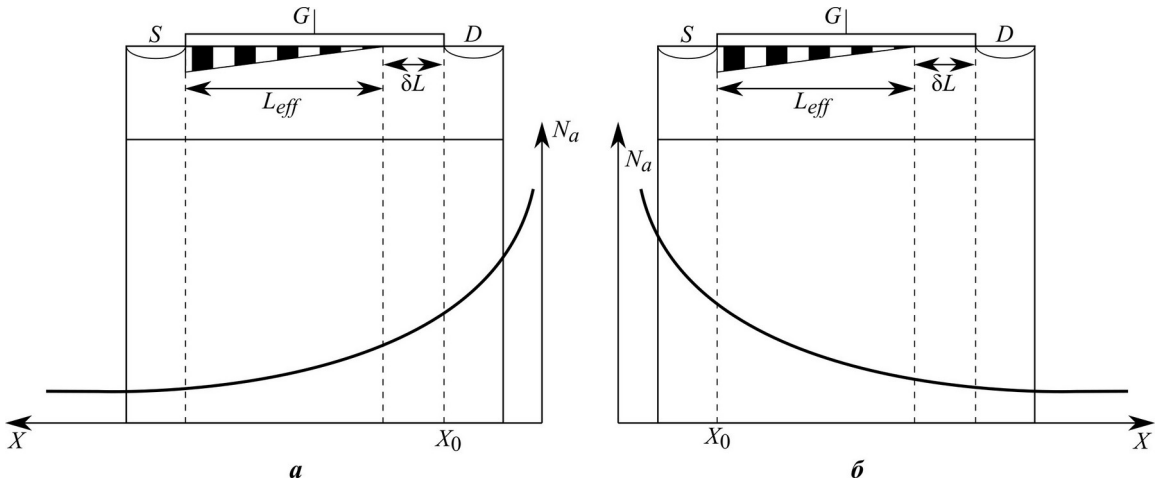


Рис.4. Графики концентрации легирующей примеси D-ориентированного (*а*) и S-ориентированного (*б*) транзисторов

Fig.4. Graphs of dopant distribution for D-oriented (*a*) and S-oriented (*b*) MOSFETs

Для *S*-ориентированного транзистора параметр *f* определяется выражением

$$f = \int_0^{L_{eff}} \frac{(L_{eff} + x_0 - x)\,dx}{l_0 \sqrt{N_a}}.$$

Если транзистор отстоит от края кармана дальше чем на 1,4 мкм, то для него параметр *f* вычисляется по формуле

$$f = \frac{L}{\sqrt{N_a}}.$$

С помощью найденной зависимости концентрации можно найти эффективную длину канала L_{eff}. Так как степень легирования на стоке $N_d >> N_a$, то с достаточно большой точностью можно принять, что напряжение падает только на обедненном слое. С подобным допущением получаем:

- для *D*-ориентированного транзистора

$$L_{eff} = L - \delta L = L - \sqrt{\frac{2(V_{DS} - V_{sat})\,\varepsilon\, x_0^{\,2}}{q\, N_a\, l_0^{\,2}}};$$

- для *S*-ориентированного транзистора

$$L_{eff} = L - \delta L = L - \sqrt{\frac{2(V_{DS} - V_{sat})\,\varepsilon\,(L + x_0)^2}{q\, N_a\, l_0^{\,2}}};$$

- для транзистора, не подверженного краевым эффектам,

$$L_{eff} = L - \delta L = L - \sqrt{\frac{4(V_{DS} - V_{sat})\,\varepsilon}{q\, N_a}}.$$

Здесь V_{DS} – напряжение сток-исток; V_{sat} – напряжение сток-исток насыщения; ε – электрическая постоянная; *q* – элементарный электрический заряд.

Проблема взаимной зависимости параметров *f* и L_{eff} при подсчете решается итерационным методом. Сначала подсчитывается *f* при допущении неизменной длины канала, а затем – его эффективная длина L_{eff}. После подсчета вычисляются пороговое напряжение и ток через транзистор по формулам

$$V_t = 2\varphi_b + \frac{L\sqrt{4\varphi_b\,\varepsilon\, q}}{fC},$$

$$I_d = K\,\frac{W}{L_{eff}}\,\frac{(V_{GS} - V_t)^2}{2},$$

где *C* – удельная емкость (емкость на единицу площади); *K* – удельная крутизна транзистора; *W* – ширина канала; V_{GS} – напряжение затвор-исток.

В ходе экспериментального исследования сравнивались симметричности токовых зеркал (разность входного и выходного токов в процентах от среднего значения) для *SDSD* расположения транзисторов (рис.5).

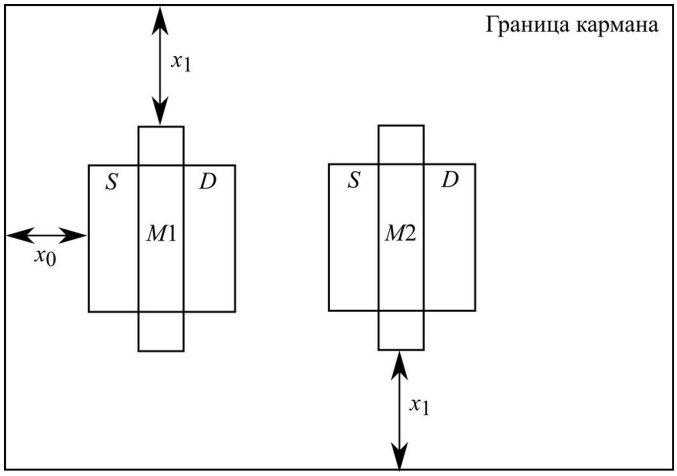


Рис.5. Схема расстановки транзисторов
Fig.5. Scheme of arrangement of MOSFETs

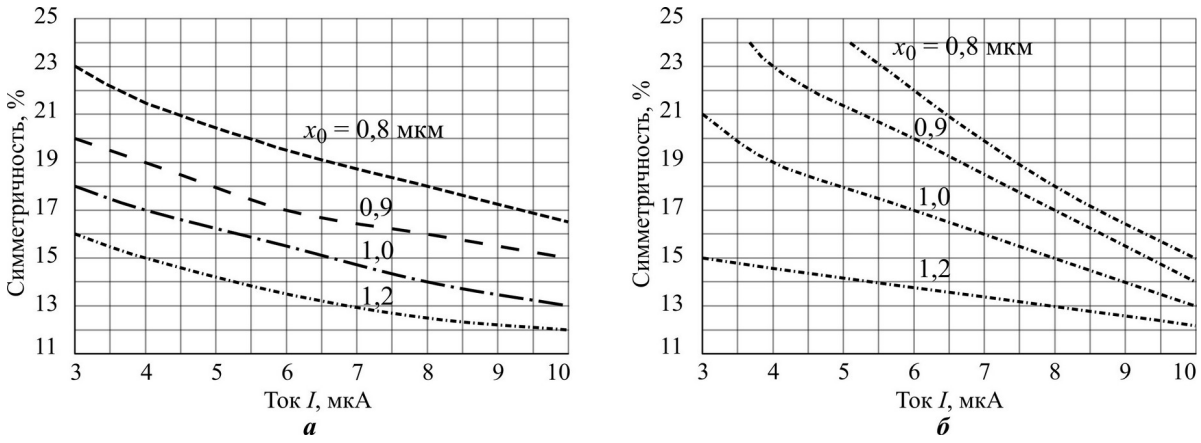


Рис.6. Графики симметричности в зависимости от тока для разных значений x_0: *а* – модель Cadence фирмы TSMC; *б* – разработанная модель
Fig.6. Symmetry graphs of depending on the current for different values x_0: *a* – Cadence model; *b* – new model

Симметричность определяется как

$$\frac{2(I_{out}-I_{in})}{I_{out}+I_{in}}100\%,$$

где I_{in} – входной ток в токовом зеркале; I_{out} – выходной ток в токовом зеркале.

На рис.6 для двух моделей представлены графики симметричности в зависимости от тока при разных значениях x_0.

Заключение. Результаты экспериментов показывают совпадение характера зависимостей, полученных путем вычислений по предложенной в работе модели и эмпирической модели, имеющейся в среде CADENCE. Кроме того, отмечена количественная корреляция между полученными зависимостями при токе более 4 мкА, хотя и недостаточно точная. Разночтения можно объяснить несовершенством теоретической модели, большим количеством допущений, возможным несовпадением профиля распределения легирующей примеси [4] с реальным профилем распределения, а также влиянием других эффектов, связанных с расстоянием до края кармана и не рассмотрен-

ных в настоящей работе. Однако, несмотря на это, при больших токах (более 2 мкА) и расстояниях до 1,4 мкм полученная модель достаточно точно коррелирует с результатами эксперимента.

Таким образом, для компенсации WPE-эффекта необходимо максимально возможное удаление КМОП-транзистора от края кармана, а также использование dummy-транзисторов. Комбинирование этих двух приемов позволит почти полностью исключить негативное влияние WPE-эффекта. Однако, как показывает полученная теоретическая модель, влияние WPE-эффекта может быть и позитивным, что требует дополнительных исследований.

Литература

1. ***Sheng H., Bettinger T., Bates J.*** The impact of deep trench and well proximity on MOSFET performance // 2015 International Conference on Microelectronic Test Structures. 2005. P. 82–85.

2. ***DrennanP.G., KniffinuM.L., Locascio D.R.*** Implications of proximity effects for analog design // IEEE 2006 Custom Intergrated Circuits Conference. 2006. Vol. 21. P. 169–176

3. ***Hook T.B., Brown J., Cottrell P.*** Lateral ion implant straggle and mask proximity effect // IEEE Transactions on Electron Devices. 2003. Vol. 50. No. 9. P. 1946–1951.

4. ***Hook T.B., Brown J., Tian X.*** Proximity effects and VLSI design // 2005 IEEE International Conference on Integrated Circuit and Technology. 2005. P. 167–170.

5. ***Tuotian Liao, Lihong Zhang.*** Analog integrated circuit sizing and layout dependent effects: a review // Microelectronics and Solid State Electronics. 2014. Vol. 3(1A). P. 17–29.

6. ***Colin McAndrew.*** Proximity effect modeling. Operation and modeling of the MOS transistor. 3rd Ed., by Yannis Tsividis and Colin McAndrew. Oxford University Press, 2011. Ch. 9.

7. ***Watts J., Su K.-W., Basel M.*** Netlisting and modeling well-proximity effects // Transactions on Electron Devices. 2006. Vol. 53. No 9. P. 2179–2186.

8. Impact of well edge proximity effect on timing / ***T. Kanamoto, Y. Ogasahara, K. Natsume et al.*** // IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Computer Scinsec. 2008. Vol 91-A. P. 3461–3464.

9. Layout dependent effect: impact on device performance and reability in recent CMOS nodes / ***C. Ndiaye, V. Huard, R. Bertholon et al.*** // 2016 IEEE International Integrated Reliability Workshop. 2016. P. 24–28.

10. Modeling well edge proximity effect on highly-scaled MOSFETs / ***Y-M. Sheu, K.-W. Su, Sh.-J. Yang et al.*** // Proc. of the IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conference. 2005. Vol. 53. P. 831–834.

Поступила в редакцию 30.09.2019 г.; после доработки 26.12.2019 г.; принята к публикации 28.01.2020 г.

Чердинцев Антон Александрович – студент Московского физико-технического института (национального исследовательского университета) (Россия, 141701, г. Долгопрудный, Институтский пер., 6А), инженер АО «ПКК Миландр» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, Георгиевский пр., д.5), anton.cherdintsev@phystech.edu

Ковалев Глеб Анатольевич – студент Московского физико-технического института (национального исследовательского университета) (Россия, 141701, г. Долгопрудный, Институтский пер., 6А), инженер АО «ПКК Миландр» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, Георгиевский проспект, д.5), gleb.kovalev@phystech.edu

References

1. Hanyu Sheng, Tamara Bettinger, John Bates. The impact of deep trench and well proximity on MOSFET performance. *International Conference on Microelectronic Test Structures,* 2015, pp. 82–85.

2. Drennan P.G., Kniffinu M.L., Locascio D.R. Implications of proximity effects for analog design. *IEEE* 2006*Custom Intergrated Circuits Conference*. 2006, vol. 21, pp. 169–176.

3. Hook T.B., Brown J., Cottrell P. Lateral ion implant straggle and mask proximity effect. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2003, vol. 50, no. 9, pp. 1946–1951.

4. Hook T.B., Brown J., Xiaowei T. Proximity effects and VLSI design. *IEEE International Conference on Integrated Circuit and Technology*, 2005, pp. 167–170.

5. Tuotian Liao, Lihong Zhang. Analog integrated circuit sizing and layout dependent effects: A review. *Microelectronics and Solid State Electronics*, 2014, vol. 3(1A), pp. 17–29.

6. Colin McAndrew. Proximity Effect Modeling. *Operation and Modeling of the MOS Transistor.* 3rd ed. Ed. by Yannis Tsividis and Colin McAndrew. Oxford University Press, 2011, Ch. 9.

7. Josef Watts, Ke-Wei Su, and Mark Basel. Netlisting and modeling well-proximity effects. *Transactions on Electron Devices*, 2006, vol. 53, no. 9, pp. 2179–2186.

8. Toshiki Kanamoto, Yasuhiro Ogasahara, Keiko Natsume, Kenji Yamaguchi, Hiroyuki Amishiro, Tetsuya Watanabe and Masanori Hashimoto. Impact of well edge proximity effect on timing. *IEICE transactions on fundamentals of electronics communications and computer sciences*, 2008, vol. 91-A, pp. 3461–3464.

9. Ndiaye C., Huard V., Bertholon R., Rafik M., Federspiel X., Bravaix A. Layout dependent effect: Impact on device performance and reability in recent CMOS nodes. *IEEE International Integrated Reliability Workshop*, 2016, pp. 24–28.

10. Yi-Ming Sheu, Ke-Wei Su, Sheng-Jier Yang, Hsien-Te Chen, Chih-Chiang Wang, MingJer Chen. Modeling well edge proximity effect on highly-scaled MOSFETs. *Proceedings of the IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conference*, 2005, vol. 53, pp. 831–834.

Received 30.09.2019; Revised 26.12.2019; Accepted 28.01.2020.

Information about the authors:

Anton A. Cherdintcev – Student, Moscow Institute of Physics and Technology (Russia, 141701, Dolgoprudny, Institutsky per., 6A), Engineer, JS «Milandr ICC» (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Georgievsky pr., 5), anton.cherdintsev@phystech.edu

Gleb A. Kovalev – Student, Moscow Institute of Physics and Technology (Russia, 141701, Dolgoprudny, Institutsky per., 6A), Engineer, JS «Milandr ICC» (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Georgievsky pr., 5), gleb.kovalev@phystech.edu

Уважаемые авторы и читатели!

Вышел в свет журнал



RUSSIAN MICROELECTRONICS
Vol. 48, *No.* 7, 2019. - ISSN PRINT: 1063-7397,
ISSN ONLINE: 1608-3415,
в котором опубликованы избранные статьи
журнала «Известия вузов. Электроника».

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

УДК [621. 377. 22: 535.137]:534-022.532 DOI:10.24151/1561-5405-2020-25-2-145-154

Плазмон-акустические преобразователи на структурах графен – 2D нитрид бора для терагерцового диапазона частот

Р.А. Браже, Д.А. Долгов

Ульяновский государственный технический университет, г.Ульяновск, Россия

brazhe@ulstu.ru

Графен и изоморфный ему 2D гексагональный нитрид бора являются перспективными материалами для использования в наноакустике. Поэтому более детальное исследование возможностей создания плазмон-акустических преобразователей для наноакустики с соответствующими численными оценками их технических характеристик представляется актуальным. В работе теоретически и путем численных оценок обоснована принципиальная возможность создания плазмон-акустических преобразователей для наноакустических устройств, работающих в области терагерцовых частот. В качестве анализируемой модели исследован плазмон-акустический преобразователь, состоящий из двух подсистем: пьезоэлектрической и плазмон-поляритонной. Пьезоэлектрическая подсистема выполнена в виде наноленты из гексагонального нитрида бора – звукопровода, концевая часть которого служит пьезоэлектрическим преобразователем, возбуждающим упругие волны терагерцового диапазона. Звукопровод перекрывается с плазмон-поляритонной подсистемой в виде графеновой наноленты, в которой распространяются поверхностные плазмон-поляритоны с ТМ-поляризацией. Рассчитаны вносимый электрический импеданс пьезо-электрической подсистемы и характеристический импеданс плазмон-поляритонной подсистемы. Показано, что их значения таковы, что возможно обеспечить оптимальное согласование нагрузки (звукопровода) с плазмон-поляритонным волноводом. Получено, что графеновая наноплазмоника и наноакустика на основе пьезоэлектрического планарного нитрида бора хорошо сочетаются друг с другом. Это открывает широкие возможности для создания нового класса наноэлектронных приборов.

Ключевые слова: графен; гексагональный нитрид бора; поверхностные плазмон-поляритоны; упругие волны; терагерцовый диапазон частот; плазмон-акустический преобразователь

Для цитирования: Браже Р.А., Долгов Д.А. Плазмон-акустические преобразователи на структурах графен – 2D нитрид бора для терагерцового диапазона частот // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 2. С. 145–154. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-145-154

© Р.А. Браже, Д.А. Долгов, 2020

Plasmon-Acoustic Transducers Based on Graphene – 2D Boron Nitride Structures for Terahertz Frequency Range

R.A. Brazhe, D.A. Dolgov

Ulyanovsk State Technical University, Ulyanovsk, Russia

brazhe@ulstu.ru

Abstract: Graphene and isomorphic to it 2D hexagonal boron nitride are the promising materials for using in nanoacoustics. Therefore, a more detailed study on the possibilities of creating the Plasmon-acoustic transducers for nanoacoustics with corresponding numerical estimates of their technical characteristics is urgent. In the paper, theoretically and by numerical estimates the fundamental possibility of Plasmon-acoustic transducers creating for nanoacoustic devices, operating in the terahertz frequency range has been justified. As the model being analyzed is a Plasmon-acoustic transducer, consisting of two subsystems: piezoelectric and Plasmon-polaritonic one, has been studied. The piezoelectric subsystem is made in the form of hexagonal boron nitride nanoribbon – a sound wire, the end part of which serves as a piezoelectric transduecer, exciting the elastic waves of terahertz range in the sound wire. The sound wire overlaps with the Plasmon-polaritonic subsystem in the form of a graphene nanoribbon, in which the surface plasmon-polaritons of TM polarization propagate. The introduced electrical impedance of the piezoelectric subsystem and the characteristic impedance have been calculated. It has been shown that their values are such, that it is possible to ensure optimal coordination of a load (sound wire) with Plasmon-polaritonic waveguide. It has been determined that graphene nanoplasmonics based on piezoelectric planar boron nitride are well combined with each other, which opens wide the opportunities for creating a new class of nanoelectronic devices.

Keywords: grapheme; hexagonal boron nitride; surface Plasmon polaritons; elastic waves; terahertz frequency range; plasmon-acoustic transducer

***For citation*:** Brazhe R.A., Dolgov D.A. Plasmon-acoustic transducers based on graphene – 2D boron nitride structures for terahertz frequency range. *Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 2, pp. 145–154. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-145-154

Введение. В настоящее время графен (Gr) и изоморфный ему 2D гексагональный нитрид бора (h-BN) рассматриваются как перспективные материалы для наноэлектроники, наноплазмоники, а также для систем обработки сигналов и информации [1–3]. Актуальным представляется также использование этих материалов в наноакустике, так как скорость распространения упругих волн (elastic waves, EW), в графеноподобных материалах на 4–5 порядков меньше скорости распространения электромагнитных волн [4]. Это означает, что в наномасштабах (0,1–100 нм) упругие волны в таких материалах должны возбуждаться в диапазоне частот от десятков гигагерц до единиц терагерц, причем на частотах ~ 1ТГц длина упругой волны приблизительно на порядок превышает период кристаллической решетки графена (2,46 Å).

В работе [5] исследована возможность создания графеновой линии задержки терагерцового диапазона частот с пьезоэлектрическим преобразователем из перфорированного графена. Сделан вывод, что наибольшие сложности вызывают не столько технологические трудности изготовления таких преобразователей, сколько проблема их согласования с источником терагерцового излучения, так как вносимый ими импеданс составляет ~10^6 Ом.

Для решения данной проблемы предлагается использовать в качестве входного сигнала не электромагнитную волну, а поверхностные плазмон-поляритоны (ППП – Surface Plasmon Polaritons, SPP) терагерцового диапазона, которые распространяются в терагерцовом плазмон-поляритонном волноводе. К настоящему времени известно множество работ, посвященных исследованию физических характеристик ППП [3, 6–8]. Выяснено, что характеристический импеданс ППП может достигать 10^5–10^6 Ом, следовательно решается задача согласования плазмон-поляритонного волновода с пьезоэлектрическим преобразователем. Электрическое поле ППП содержит как продольную, так и поперечную к графеновому листу составляющие, следовательно обеспечивается связь с пьезоэлектрическим преобразователем и решается проблема возбуждения с его помощью упругой волны в звукопроводе, с которым соединяется пьезопреобразователь.

В качестве звукопровода будем применять h-BN, который в отличие от Gr является пьезоэлектриком [9], что имеет следующие преимущества. Во-первых, из-за отсутствия в h-BN свободных носителей заряда в нем меньше затухание упругих волн, так как они не взаимодействуют с фононами. Во-вторых, концевая часть звукопровода при помещении в область электрического поля плазмон-поляритона может служить пьезоэлектрическим преобразователем ППП в упругую волну.

Цель настоящей работы – более детальное исследование возможностей создания плазмон-акустических преобразователей для наноакустики с соответствующими численными оценками их технических характеристик. Отметим, что проблема возбуждения акустических волн в графене посредством ППП терагерцовой частоты в настоящее время активно обсуждается [10], поэтому постановка задачи исследования актуальна.

Вносимый импеданс пьезоэлектрической подсистемы. На рис.1 изображена анализируемая модель плазмон-акустического преобразователя, нагруженного на h-BN-звукопровод в виде наноленты, ориентированной вдоль кристаллографической оси x_1. Ее концевая часть протяженностью w электрически связана с графеновой плазмон-поляритонной подсистемой через зазор толщиной g, заполненный диэлектриком. В качестве диэлектрика используется карбид кремния (SiC). Он одновременно служит подложкой толщиной d для эпитаксиально выращенной на ней графеновой наноленты плазмон-поляритонного волновода, в которой распространяются ППП терагерцовой частоты. Их длина волны определяется частотой сигнала ν и затворным напряжением V_G, прикладываемым между графеновой нанолентой и металлической пластиной M. Полярность и значение затворного напряжения определяют тип свободных носителей заряда (электроны или дырки) в Gr и их концентрацию в результате амбиполярного допирования, а также сдвиг уровня Ферми относительно точки Дирака – химический потенциал μ_c.

Методы расчета параметров пьезопреобразователя для возбуждения упругих волн в кристаллах подробно освещены в работе [11], в которой приводится выражение для его вносимого импеданса:

$$Z(\omega) = R(\omega)+iX_C(\omega), \qquad (1)$$

где $R(\omega)\omega C_0 = \delta(kw)$ – безразмерное активное сопротивление излучения преобразователя, определяемое уравнением

$$\delta(kw)=\frac{4K^2}{kw}\frac{\sin^4(kw/2)}{(Z_{01}/Z_{02})\sin^2(kw)+(Z_{02}/Z_{01})\cos^2(kw)}; \quad (2)$$

статическая двумерная емкость преобразователя, определяющая емкостное сопротивление $X_C(\omega) = 1/(\omega C_0)$:

$$C_0=\varepsilon\frac{W}{w}; \quad (3)$$

коэффициент электромеханической связи в материале пьезопреобразователя:

$$K=\left(1-\frac{c_{11}}{\bar{c}_{11}}\right)^{1/2}; \quad (4)$$

c_{11}, $\bar{c}_{11}$ – соответственно неужесточенный и ужесточенный за счет пьезоэффекта модули упругости, связывающие компоненты тензоров упругих жесткостей; $k = \omega/v_L$ – волновое число продольных упругих волн, распространяющихся в звукопроводе со скоростью $v_L=\sqrt{\bar{c}_{11}/\rho_2}$; ρ_2 – двумерная плотность среды; Z_{01} и Z_{02} – соответственно характеристические акустические импедансы пьезопреобразователя и звукопровода; ε – двумерная диэлектрическая проницаемость материала пьезопреобразователя.

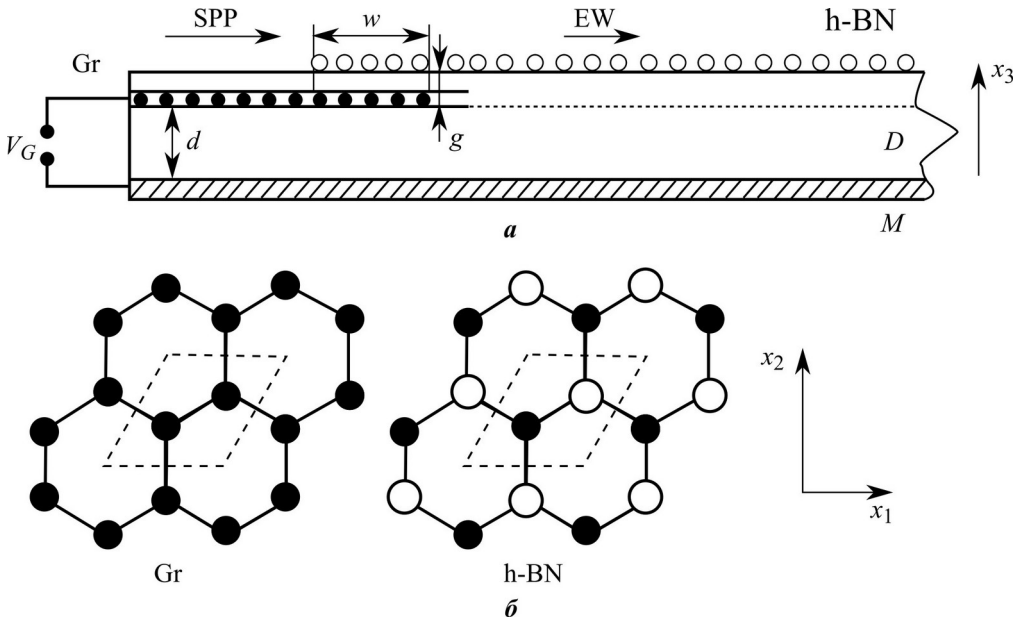


Рис.1. Анализируемая модель плазмон-акустического преобразователя (*а*) и атомные структуры графена и нитрида бора (*б*): элементарные ячейки выделены пунктиром; *D* – диэлектрик; *M* – металл; V_G – затворное напряжение; SPP – поверхностный плазмон-поляритон; EW – упругая волна; *w* – ширина перекрытия Gr- и h-BN-нанолент; *d* – толщина диэлектрической подложки; *g* – толщина зазора между плазмон-поляритонной и пьезоэлектрической подсистемами

Fig.1. The analyzed model of a plasmon-acoustic transducer (*a*) and atomic structures of graphene and boron nitride (*b*). The unit cells are marked with dashed lines. The following designations are accepted: Gr is the graphene; h-BN is the hexagonal boron nitride; *D* is the dielectric; *M* is the metal; V_G is the gate voltage; SPP is the surface plasmon polariton; EW is the elastic wave; *w* is the overlapping width of Gr- and h-BN-nanoribbons; *d* is the thickness of a dielectric substrate; and *g* is the gap thickness between the plasmon-polaritonic and piezoelectric subsystems

Зависимость δ(*kw*) показана на рис.2. В рассматриваемом случае $Z_{01} = Z_{02} = Z_{EW}$, т.е. $Z_{01}/Z_{02} = 1{,}0$. Следовательно, выражение (2) принимает вид

$$\delta(kw) = 2\frac{K^2}{x}\sin^4 x, \quad x = kw/2. \tag{5}$$

Чем больше величина δ(*kw*), тем эффективнее преобразование электромагнитного сигнала, наведенного в пьезоэлектрической подсистеме плазмон-поляритоном, в упругую волну. Максимальное значение δ(*kw*), как следует из формулы (5) и рис.2, соответствует $x_{opt} = \mathrm{arctg}4 \approx 1{,}33$.

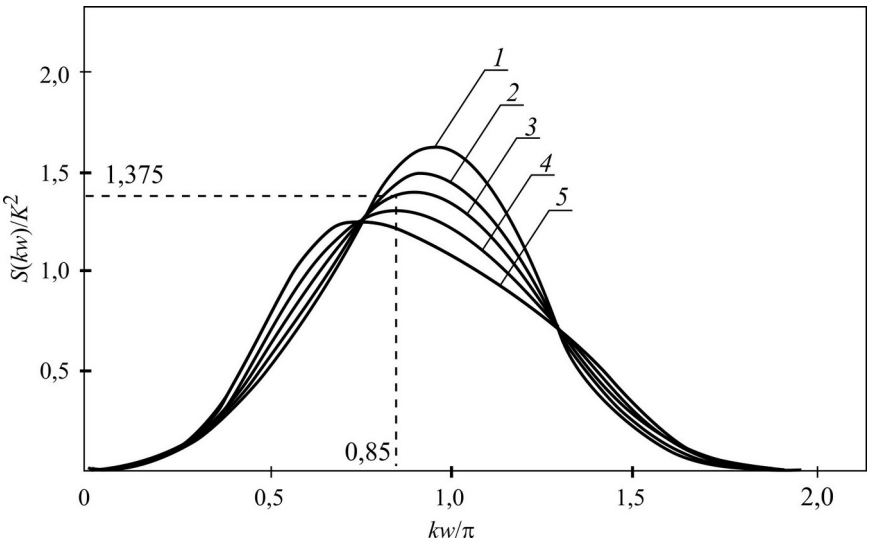


Рис.2. Зависимость безразмерного сопротивления излучения пьезопреобразователя от постоянной распространения упругой волны для разных значений отношения акустических импедансов пьезопреобразователя и звукопровода Z_{01}/Z_{02}: *1* – 1,2; *2* – 1,1; *3* – 1,0; *4* – 0,9; *5* – 0,8

Fig.2. Dimensionless radiation resistance vs elastic wave propagation constant for different values of acoustic impedances ratio of the piezoelectric transducer and sound wire Z_{01}/Z_{02}: *1* – 1,2; *2* – 1,1; *3* – 1,0; *4* – 0,9; *5* – 0,8

Дальнейшие численные оценки проведем, опираясь на данные, приведенные в табл. 1 и 2. Из табл.1 видно, что межатомные расстояния *a* в Gr и h-BN практически одинаковы, что определяет одинаковую двумерную плотность ρ_2 этих материалов, т.е. отношение массы двух соответствующих атомов, находящихся в элементарной ячейке, к ее площади.

Таблица 1

Геометрические, упругие и пьезоэлектрические характеристики Gr и h-BN

Table 1

Geometric, elastic and piezoelectric characteristics of Gr and h-BN

Материал	*a*, Å	c_{11}, Н/м	c_{12}, Н/м	d_{22}, 10^{-12} Кл/Н	ρ_2, 10^{-12} кг/м^2	$\bar{c}_{12}$, Н/м
Gr	1,42 [13]	533 [4]	331 [4]	–	0,76	533
h-BN	1,45 [13]	405 [14]	280 [14]	0,56 [9]	0,76	406

Таблица 2

Акустические характеристики Gr и h-BN

Table 2

Acoustic characteristics of Gr and h-BN

Материал	v_L, 10^3 м/с	Z_{EW}, 10^{-2} кг·м/с	K
Gr	26,5	1,98	0
h-BN	23,1	1,75	0,05

Расчет ужесточенного модуля упругости $\bar{c}_{11}$ выполняется следующим образом:

$$\bar{c}_{11} = c_{11} + \frac{e_{11}^2}{\varepsilon_{11}}.$$

Так как тензоры пьезоэлектрических коэффициентов e_{ijk} и пьезомодуля d_{mn} связаны через тензор упругих жесткостей c_{ijmn}:

$$e_{ijk} = c_{ijmn} d_{mn},$$

с учетом их симметрии [12] получаем $e_{11} = -c_{12}d_{22}$.

Значение двумерной диэлектрической проницаемости h-BN $\varepsilon = \varepsilon_{11}$ находим через ее относительное значение $\varepsilon_{2R} \approx 8{,}4$, взятое из работы [13]: $\varepsilon_{11} = \varepsilon_{2R}\varepsilon_0 = 2{,}48\cdot10^{-20}$ Ф, где ε_0 – электрическая постоянная. На частоте сигнала $\nu = \omega/2\pi = 1{,}00$ ТГц с использованием данных табл.2 и работы [14] получаем $k = 0{,}72\cdot10^8$ м$^{-1}$ и $w_{opt} = 9{,}78$ нм ≈ 10 нм. Отсюда по формуле (5) находим $\delta(kw_{opt}) = 6{,}65\cdot10^{-3}$. Принимая ширину преобразователя $w \approx 10w_{opt} = 100$ нм, по формулам (1)–(3) находим вносимый импеданс пьезоэлектрической подсистемы: $Z(\omega) = (4{,}67 - i642)\cdot10^3$ Ом.

Характеристики плазмон-поляритонной подсистемы. Пренебрегая затуханием плазмон-поляритонов в ППП-волноводе, дисперсионное уравнение для них запишем в виде [15]

$$\frac{\varepsilon_1}{\sqrt{(\hbar cq)^2 - \varepsilon_1(\hbar\omega)^2}} + \frac{\varepsilon_2}{\sqrt{(\hbar cq)^2 - \varepsilon_2(\hbar\omega)^2}} = \frac{4\alpha\mu_c}{(\hbar\omega)^2}, \qquad (6)$$

где ε_1, ε_2 – соответственно относительные диэлектрические проницаемости диэлектриков, окружающих волновод сверху и снизу; $\alpha = e^2/(4\pi\varepsilon_0\hbar c) \approx 1/137$ – постоянная тонкой структуры; μ_c – химический потенциал (энергия Ферми), связанный с двумерной электропроводностью среды следующим выражением: $\sigma = i4\sigma_0\mu_c/(\pi\hbar\omega)$; $\sigma_0 = e^2/(4\hbar)$; $\hbar$ – приведенная постоянная Планка; c – скорость света в вакууме; q – волновое число ППП.

Уравнение (6) легко привести к виду

$$\frac{\omega\varepsilon_1\varepsilon_0}{\sqrt{\varepsilon_1 k_0^2 - q^2}} + \frac{\omega\varepsilon_2\varepsilon_0}{\sqrt{\varepsilon_2 k_0^2 - q^2}} = \sigma, \qquad (7)$$

где $k_0 = \omega/c$ – волновое число для электромагнитных волн в вакууме.

Результаты численного решения дисперсионного уравнения (7) представлены на рис.3 для двух различных сочетаний ε_1 и ε_2. Видно, что при $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ на одной и той же частоте длина волны ППП больше, чем в случае, когда над ППП-волноводом диэлектрик отсутствует.

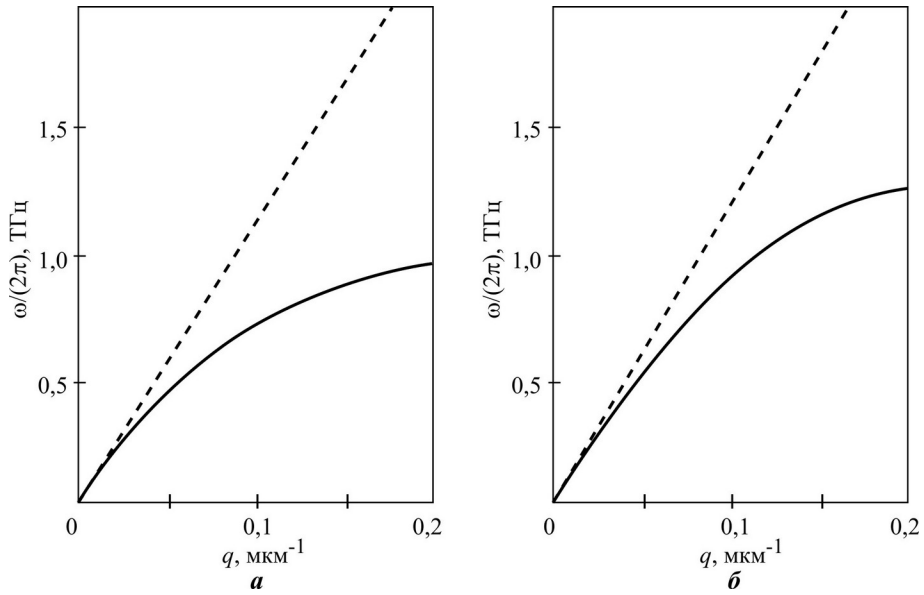


Рис.3. Дисперсионные зависимости поверхностных плазмон-поляритонов при $\mu_c \approx 0{,}09$ эВ для двух случаев: $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 9{,}66$ (*а*) и $\varepsilon_1 = 1$, $\varepsilon_2 = 9{,}66$ (*б*). Пунктирная прямая соответствует электромагнитным волнам в среде ε_2 (диэлектрик SiO)

Fig.3. Surface plasmon polaritons dispersion curves for two cases: $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 9{,}66$ (*a*) and $\varepsilon_1 = 1$, $\varepsilon_2 = 9{,}66$ (*b*). Chemical potentials in both cases are the same: $\mu_c \approx 0{,}09$ eV. Straight dashed line stands for the electromagnetic waves in the medium ε_2 (dielectric SiO)

Для случая $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_r$ уравнение (7) принимает более простой вид:

$$\hbar\omega = \sqrt{2\alpha\mu_c\hbar c q_x/\varepsilon_r}, \tag{8}$$

где q_x – продольная составляющая ППП, связанная с его длиной волны λ_{SPP} соотношением $q_x = 2\pi/\lambda_{SPP}$.

Из (8) находим

$$\lambda_{SPP} = \frac{\alpha c \mu_c}{\pi\varepsilon_r \hbar \nu^2}, \quad \nu = \omega/2\pi. \tag{9}$$

Химический потенциал выразим через скорость Ферми v_F (для графена $v_F \sim 10^6$ м/с) и концентрацию свободных носителей заряда, определяемую затворным напряжением V_G и толщиной диэлектрической подложки d [16]:

$$\mu_c = \hbar v_F \sqrt{\pi n}; \quad n = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{e}\frac{V_G}{d}. \tag{10}$$

Из (10) видно, что при использовании амбиполярного допирования значение химического потенциала зависит от материала диэлектрической подложки, ее толщины и затворного напряжения. Таким образом, согласно (9) длина волны ППП обратно пропорциональна квадрату их частоты.

Численные оценки для $\varepsilon_r = 9{,}66$ (SiC), $V_G/d \sim 10^7$ В/м (что приблизительно на порядок меньше пробойного значения для напряженности электрического поля в диэлектрике) дают согласно (9), (10) на частоте $\nu \sim 1$ ТГц следующие значения: $\mu_c \approx 0{,}09$ эВ, $\lambda_{SPP} \approx 9{,}5$ мкм.

Характеристический импеданс ППП можно выразить через q_x [6]:

$$Z_{SPP}=\frac{q_x}{\varepsilon_0\varepsilon_r\omega}=\frac{1}{\varepsilon_0\varepsilon_r\lambda_{SPP}\nu}. \quad (11)$$

Подставляя в (11) вычисленное значение λ_{SPP}, получаем $Z_{SPP} \approx 1{,}23$ кОм, что приблизительно в три раза меньше найденного значения активного сопротивления пьезоэлектрической подсистемы преобразователя $R(\omega) = 4{,}27$ кОм.

Степень согласования пьезоэлектрической подсистемы с ППП-волноводом определяется коэффициентом электроакустического преобразования [5], [11]

$$\eta = 1 - |\Gamma|^2,$$

где квадрат модуля коэффициента отражения в ППП-волноводе равен:

$$|\Gamma|^2=\frac{\left(R(\omega)-Z_{SPP}\right)^2+X_C^2(\omega)}{\left(R(\omega)+Z_{SPP}\right)^2+X_C^2(\omega)}.$$

Для найденных значений $R(\omega)$, $X_C(\omega)$, Z_{SPP} на частоте $\nu = 1{,}00$ ТГц коэффициент преобразования $|\eta| = 41{,}5$ дБ. Наименьшие потери энергии на преобразование входного сигнала в упругую волну имеют место при $R(\omega) = Z_{SPP} = 1{,}23$ кОм. В этом случае $|\eta| = 37$ дБ. Обеспечить равенство $R(\omega)$ и Z_{SPP} легче всего путем подбора затворного напряжения.

Заключение. Таким образом, обоснована возможность создания плазмон-акустических преобразователей на основе структуры графен – 2D нитрид бора, работающих в области терагерцовых частот. Анализируемый преобразователь шириной $w = 100$ нм на подложке из SiC на частоте $\nu = \omega/(2\pi) = 1{,}00$ ТГц имеет электрический импеданс $Z(\omega) = (4{,}67 - i642)\cdot 10^3$ Ом. Характеристический импеданс его плазмон-поляритонной подсистемы $Z_{SPP} \approx 1{,}23\cdot 10^3$ Ом. Варьируя величину затворного напряжения, можно согласовать обе величины и добиться наименьших потерь на преобразование входного плазмон-поляритонного сигнала в упругую волну. В описанном плазмон-акустическом преобразователе наименьшие потери на электроакустическое преобразование, согласно расчетам, составляют $|\eta| = 37$ дБ. Такие сравнительно высокие потери обусловлены большим емкостным сопротивлением $X_C(\omega)$ пьезоэлектрической подсистемы преобразователя. Их можно уменьшить путем компенсации $X_C(\omega)$ сопротивлением индуктивного шлейфа, включенного в плазмон-поляритонный волновод. При этом полоса частот пропускания устройства уменьшится.

Полученные результаты показывают, что новый класс плазмон-акустических устройств может применяться в наноэлектронике и смежных областях наноиндустрии.

Литература

1. ***Lemme M.C., Echtermeyer T.J., Baas M., Kurz H.*** A graphene field-effect device // IEEE Electron Dev. Lett. 2007. Vol. 28. No 4. P. 283–284.

2. Graphene and mobile ions: The key to all-plastic, solution-processed light-emitting devices / ***P. Malyba, H. Yamaguchi, G. Eda et al.*** // Am. Chem. Soc. 2010. Vol. 4. No. 1-2. P. 637–642.

3. ***Grigorenko A.N., Polini H., Novoselov K.S.*** Graphene plasmonics // Nat. Photonics. 2012. No. 6. P. 749–758.

4. ***Браже Р.А., Каренин А.А., Кочаев А.И., Мефтахутдинов Р.М.*** Упругие характеристики углеродных 2D-супракристаллов в сравнении с графеном // ФТТ. 2011. Т. 53. Вып.7. С. 1406–1408.

5. ***Браже Р.А., Кочаев А.И., Советкин А.А.*** Пьезопреобразователи для возбуждения упругих волн терагерцевого диапазона в графеноподобных 2D-супракристаллах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2014. Т. 17. № 1. С.19–36.

6. ***Gomez-Diaz J.S., Perruisseau-Carrier J.*** Graphene-based plasmonic switches at nearinfrared frequencies // Opt. Express. 2013. Vol. 21. No. 13. P. 15490–15504.

7. ***Lu H.*** Plasmonic characteristics in nanoscalegraphene resonator-coupled waveguides // Appl. Phys. B. 2015. Vol. 118. No. 1. P. 61–67.

8. ***Морозов М.Ю., Моисеенко И.М., Попов В.В.*** Усиление плазменных волн в экранированном активном графене // ФТТ. 2016. Т. 42. Вып. 1. С. 80–86.

9. ***Droth M., Burkard G., Pereira V.M.*** Piezoelectricity in planar boron nitride via a geometric phase // Phys. Rev. B. 2016. Vol. 94. No. 7. P. 075404–075410.

10. Modulation of terahertz radiation from graphene surface plasmon polaritons via surface acoustic wave / ***S. Jin, X. Wang, P. Han et al.*** // Opt. Express. 2019. Vol. 19. No. 81. P. 11137–11151.

11. ***Григорьев М.А.*** Пьезоэлектрический преобразователь СВЧ электромагнитных колебаний в объемные акустические волны: учебно-методическое пособие для спецпрактикума. Саратов: СГУ, 1999. 51 с.

12. Современная кристаллография. Т.4: Физические свойства кристаллов / ***Л.А. Шувалов, А.А. Урусовская, И.С. Желудев и др.*** М.: Наука, 1981. 496 с.

13. ***Давыдов С.Ю.*** Упругие и диэлектрические характеристики графеноподобных соединений $A_N – B_{8-N}$ // ФТП. 2013. Т. 47. Вып.8. С. 1065–1070.

14. ***Браже Р.А., Долгов Д.А.*** Метод определения упругих характеристик графена и других 2D-наноаллотропов // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 1. С. 7–18.

15. ***Bludov Y.V., Ferreira A., Peres N.M., Vasilevskiy M.I.*** A primer on plasmon-polaritons in graphene // Int. J. Modern Phys. 2013. Vol. 27. No. 10. P. 1341001–74.

16. Electric field effect in atomically thin carbon film / ***K.S. Novoselov, A.K. Geim, S.V. Morozov et al.*** // Science. 2004. Vol. 306. No. 5694. P. 666–669.

Поступила в редакцию 03.10.2019 г.; после доработки 17.12.2019 г.; принята к публикации 28.01.2020 г.

Браже Рудольф Александрович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой физики Ульяновского государственного технического университета (Россия, 432027, г. Ульяновск, ул. Северный венец, 32), brazhe@ulstu.ru

Долгов Дмитрий Андреевич – аспирант кафедры физики Ульяновского государственного технического университета (Россия, 432027, г. Ульяновск, ул. Северный венец, 32), deimosrffi@yandex.ru

References

1. Lemme M.C., Echtermeyer T.J., Baus M., Kurz H., Graphene field-effect device. *IEEE Electron Dev. Lett.*, 2007, vol. 28, no. 4, pp. 283–284.

2. Malyba P.,Yamaguchi H., EdaG., et al. Graphene and mobile ions: The key to all-plastic, solution-processed light-emitting devices. *Am. Chem. Soc.*, 2010, vol. 4, no. 1–2, pp. 637–642.

3. Grigorenko A.N., Polini H., Novoselov K.S., Graphene plasmonics. *Nat. Photonics*, 2012, no. 6, pp. 749–758.

4. Brazhe R.A., Karenin A.A., Kochaev A.I., Meftakhutdinov R.M. Elastic characteristics of 2D carbon supracrystals as compared to grapheme. *Phys. Solid State*, 2011, vol. 53, no. 7, pp. 1481–1483.

5. Brazhe R.A., Kochaev A.I., Sovetkin A.A. Nanoscale piezoelectric transducers for elastic waves of terahertz range excitation in graphene-like 2D-supracrystals. *Fizika volnovykh protsessov i radiotekhnicheskiye sistemy = Physics of Wave Processes and Radio Systems,* 2014, vol. 17, no.1, pp.19–36. (in Russian).

6. Gomez-Diaz, J.S., Perruisseau-Carrier J. Graphene based plasmonic switches at near infrared frequencies. *Opt.Express*, 2013, vol. 21, no13, pp.15490–15504.

7. Lu H. Plasmonic characteristics in nanoscale graphene resonator-coupled waveguides. *Appl. Phys. B*, 2015, vol. 118, no. 1, pp. 61–67.

8. Morozov M.Yu, Moiseenko I.M., Popov V.V. Amplification of plasma waves in shielded active grapheme. *Phys. Solid State*, 2016, vol. 42, no.1, pp. 40–42.

9. Droth M., Burkard G., Pereira V.M. Piezoelectric in planar boron nitride via a geometric phase. *Phys. Rev. B*., 2016, vol. 94, no. 7, pp. 075404–075410.

10. Jin S., Wang X., Han P. et al. Modulation of terahertz radiation from graphene surface plasmon polaritons via surface acoustic wave. *Opt. Express*, 2019, vol. 27, no. 8, pp. 11137–11151.

11. Grigoryev M.A. *Piezoelectric transducer of microwaves into volume acoustic waves. Educational and methodical manual for special practicum.* Saratov, Saratov State University Publ., 1999. 51 p. (in Russian).

12. Shuvalov L.A., Urusovskaya A.A., Zheludev I.S. et al. *Modern crystallography, vol.4, Physical properties of the crystals*. Moscow, Nauka Publ., 1981. 496 p. (in Russian).

13. Davydov S.Yu, Elastic and dielectric characteristics of the graphene-like $A_N – B_{8-N}$ compounds. *Fizika i Tekhnika Poluprovodnikov = Semiconductors*, 2013, vol. 47, no. 8, pp. 1065–1070.

14. Brazhe R.A., Dolgov D.A. Method of finding elastic characteristics for graphene and other 2D nanoallotropes. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics,* 2020, vol. 25, no. 1, pp.7–18. (in Russian).

15. Bludov Y.V., Ferreira A., Peres N.M., Vasilevskiy M.I. A primer on plasmon-polaritons in grapheme. *Int. J. Modern Phys*., 2013, vol. 27, no. 10, pp. 1341001–74.

16. Novoselov K.S., Geim A.K., Morozov S.V. et al. Electric field effect in atomically thin carbon film. *Science*, 2004, vol. 306, no. 5696, pp. 666–669.

Received 03.10.2019; Revised 17.12.2019; Accepted 28.01.2020.

Information about the authors:

Rudolf A. Brazhe – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Head of the Physics Department, Ulyanovsk State Technical University (Russia, 432027, Ulyanovsk, Severny Venetz st., 32), brazhe@ulstu.ru

Dmitry A. Dolgov – PhD student of the Physics Department, Ulyanovsk State Technical University (Russia, 432027, Ulyanovsk, Severny Venetz st., 32), deimosrffi@yandex.ru

Уважаемые авторы!

С правилами оформления и опубликования научных статей можно ознакомиться на нашем сайте: http://ivuz-e.ru

МИКРО- И НАНОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА
MICRO- AND NANOSYSTEM TECHNOLOGY

УДК 531.768 DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-155-166

Моделирование чувствительного элемента сэндвич-конструкции емкостного микромеханического акселерометра с учетом изменения диэлектрической проницаемости

Йе Ко Ко Аунг, Б.М. Симонов, С.П. Тимошенков

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

serborsel@mail.ru

При использовании емкостного принципа измерения в высокопроизводительных микромеханических акселерометрах обеспечиваются низкий уровень шумов и энергопотребления, экономическая эффективность и надежность. Емкостные чувствительные элементы на основе изменения зазора между электродами, как правило, требуют управления с обратной связью, что повышает уровень сложности измерительной схемы и энергопотребление. Емкостные чувствительные элементы с изменением площади перекрытия электродов имеют хорошую линейность зависимости емкости от перемещения и большой диапазон измерений, но изготовить их труднее. В работе представлена и исследована модель чувствительного элемента сэндвич-конструкции микромеханического акселерометра емкостного типа, функционирование которого основано на использовании изменения относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика конденсаторов за счет введения подвижной инерционной массы между электродами конденсаторов, перемещающейся под действием ускорения. В результате происходит изменение емкости в выходной измерительной цепи. Показано, что рассматриваемая модель обеспечивает высокую чувствительность к воздействию ускорения, стойкость к изменениям температуры и низкое остаточное механическое напряжение в чувствительном элементе. Моделирование и расчеты выполнены с применением программ Ansys и SolidWorks. Получено, что перемещение подвижной массы по оси чувствительности X более чем в 5 раз превышает перемещение подвижной массы по нерабочим осям, а изменение емкости между электродами по оси X почти в 2500 раз больше, чем изменения емкостей между электродами по нерабочим осям Z и Y. Расчеты показали, что при всех значениях воздейству-

© Йе Ко Ко Аунг, Б.М. Симонов, С.П. Тимошенков, 2020

ющего ускорения (до 30 g) механическое напряжение в чувствительном элементе значительно меньше предела прочности кремния, равного 440 МПа. Установлено, что вариации температуры от –40 до +85 °С приводят к незначительным изменениям емкости по рабочей оси (0,0025–0,003 пФ). Это свидетельствует о температурной стабильности работы исследованного чувствительного элемента микромеханического акселерометра. Результаты анализа показали, что разработанная и исследованная модель чувствительного элемента сэндвич-конструкции обеспечивает высокую чувствительность микромеханического акселерометра и стабильность его параметров.

Ключевые слова: сэндвич-конструкция; чувствительный элемент емкостного микромеханического акселерометра; относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика конденсаторов

Для цитирования: Йе Ко Ко Аунг, Симонов Б.М., Тимошенков С.П. Моделирование чувствительного элемента сэндвич-конструкции емкостного микромеханического акселерометра с учетом изменения диэлектрической проницаемости // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 2. С. 155–166. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-155-166

Simulation of a Sensitive Element of a Sandwich Structure of a Capacitive Micromechanical Accelerometer Based on the Dielectric Constant Changes

Ye Ko Ko Aung, B.M. Simonov, S.P. Timoshenkov

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

serborsel@mail.ru

Abstract: In high-efficient MMA-accelerometers the capacitive principle of measurement is used. In addition, in this connection a low level of noises and energy consumption, economical efficiency and reliability are provided. The capacitive sensitive elements, based on changing the clearance, require, as a rule, the control with feedback, which increases the complexity of the measurement circuit and energy consumption. The capacitive sensitive elements with changing the area of the electrodes overlapping have a good linearity of the capacitance dependence on movement and large range of measurements, but their fabrication is more complicated. In the paper a model of a sensitive element of a microelectromechanical capacitive accelerometer with sandwich construction has been presented and analyzed. The operation of the sensitive element is based on using the changes in the relative permittivity of the dielectric capacitors due to the introduction of a moving inertial mass between the moving capacitor electrodes under the action of acceleration. As a result, there is a change of capacitance in the output measuring circuit. It has been shown that the model considered provides high sensitivity to acceleration, resistance to temperature changes and low residual mechanical stress in the sensitive element. Modeling and calculations have been performed with using the Ansys and SolidWorks programs. It has been obtained that the movement of movable mass along the

axis of sensitivity X 5 times exceeds the movement of the movable mass along the non-working axes, and the capacitance changes between the electrodes along the X-axis is 2500 times greater than the capacitance changes between the electrodes on the non-working axes Z and Y. The calculations have shown that for all values of acting acceleration (up to 30 g) the mechanical stress in the sensitive element is significantly less than the strength limit of silicon, equal to 440 MPa. It has been determined that the temperature variations in the range from –40 to +85 °C have led to insignificant changes of capacitance along the working axis (0.0025 – 0.003pF). This demonstrates the temperature stability of work of the sensitive element. The analysis has shown that the developed and studied model of the sensitive element sandwich construction provides the high sensitivity of MMA accelerometer and stability of its parameters.

Keywords: sandwich construction; sensitive element of capacitive micromechanical accelerometer (MMA); relative permittivity of dielectric capacitor

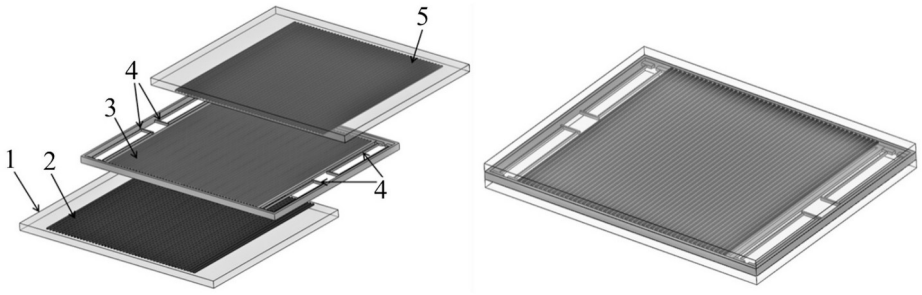
***For citation*:** Ye Ko Ko Aung, Simonov B.M., Timoshenkov S.P. Simulation of a sensitive element of a sandwich structure of a capacitive micromechanical accelerometer based on the dielectric constant changes. *Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 2, pp. 155–166. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-155-166

Введение. Микромеханические акселерометры (ММА) широко применяются в бытовой электронике, автомобилях, при структурном мониторинге здоровья, в инерциальной навигации и др. [1]. Существуют разные типы ММА, в том числе пьезоэлектрические, емкостные, пьезорезистивные, туннельные, резонансные, оптические, тепловые, электромагнитные. Емкостной принцип измерения является одним из наиболее удобных и используется в высокопроизводительных ММА, так как для его реализации применяются простые и воспроизводимые структуры чувствительного элемента (ЧЭ). При этом обеспечивается низкий уровень шумов и энергопотребления, экономическая эффективность и надежность [2]. Во многих емкостных ММА применяются ЧЭ сэндвич-конструкции или гребенчатые [3, 4], в которых изменение зазора между электродами и/или изменение площади перекрытия электродов конденсаторов происходит под действием ускорения. Существует нелинейная зависимость емкости от перемещения [5]. Емкостные ЧЭ, функционирующие на основе изменения зазора, как правило, требуют управления с обратной связью, что повышает уровень сложности измерительной схемы и энергопотребление. Емкостной ЧЭ с изменением площади перекрытия электродов имеет хорошую линейную зависимость емкости от перемещения и большой диапазон измерений. Для управления без обратной связи инерционные датчики, работа которых основана на изменении площади перекрытия обкладок конденсаторов, используются реже [6], чем основанные на изменении величины зазора между ними. Одна из причин этого заключается в том, что емкостные акселерометры с изменением площади перекрытия электродов труднее изготовить. Однако существуют и другие принципы создания акселерометров емкостного типа, основанные, в частности, на изменении свойств диэлектрика (относительной диэлектрической проницаемости) между обкладками конденсаторов под действием ускорения. В работе [7] исследована сэндвич-конструкция такого емкостного ММА.

Цель настоящей работы – разработка и исследование модели ЧЭ емкостного ММА с одной осью чувствительности (по оси *X*), функционирование которого основано на изменении относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика конденсаторов под действием ускорения. В ЧЭ сэндвич-конструкции этот принцип реализуется за счет введения (перемещения) в зазоре между емкостными электродами подвижной инерци-

онной массы из кремния (ε = 12). Перемещение инерционной массы происходит под действием ускорения, в результате чего меняется относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика конденсатора, которая определяет изменение емкости в выходной измерительной цепи.

Конструкция емкостного ММА и принцип его работы. Изображение ЧЭ ММА, выполненное в программе SolidWorks, представлено на рис.1.



а *б*

Рис.1. ЧЭ сэндвич-конструкции емкостного ММА: *а* – элементы конструкции ЧЭ; *б* – ЧЭ в собранном виде (1 – стекло; 2 – нижний электрод; 3 – подвижная масса; 4 – складчатые пружины; 5 – верхний электрод)

Fig.1. The sensing element of the sandwich construction of capacitive MMA using the method of changing the dielectric constant of capacitors: *a* – elements of the design of a sensing element; *b* – sensing element is assembled (1 – glass; 2 – lower electrode; 3 – moving mass; 4 – folded springs; 5 – upper electrode)

Неподвижные электроды, выполненные на основе алюминиевых пленок, размещены на стекле непосредственно под и над подвижной массой. Подвижная масса подвешена между стационарными электродами с помощью механических складчатых пружин, прикрепленных к рамке. Геометрические параметры конструкции ЧЭ емкостного ММА следующие:

Ширина, длина, толщина подвижной инерционной массы .....2450 × 2450 × 30 мкм
Ширина, длина, толщина одного звена складчатой пружины.....10 × 1000 × 30 мкм
Зазоры между подвижным и неподвижными электродами .....10 мкм
Ширина, длина, толщина неподвижных электродов .....25×2350×30 мкм

Теоретический расчет. Акселерометр может быть смоделирован как динамическая механическая система 2-го порядка, состоящая из подвижной инерционной массы, пружины и демпфера [8]. Дифференциальное уравнение для перемещения инерционной массы m имеет вид:

$$F = ma = m\frac{d^2\Delta x_m}{dt^2} + b\frac{d\Delta x_m}{dt} + k\Delta x_m, \quad (1)$$

где a – приложенное ускорение; Δx_m – перемещение (вдоль оси чувствительности X) как функция силы F; определяемой ускорением; b – коэффициент демпфирования; k – коэффициент жесткости пружины механического подвеса.

Для статического отклика линейное соотношение (1) можно записать как

$$\frac{\Delta x_m}{a} = \frac{m}{k}. \quad (2)$$

Из уравнения (2) следует, что изменение перемещения Δx_m обратно пропорционально коэффициенту жесткости (постоянной) пружины k для фиксированной массы при заданном ускорении. Следовательно, чтобы увеличить значение Δx_m, т.е. улучшить чувствительность устройства, необходимо уменьшить коэффициент жесткости пружины.

При условии равновесия сил в складчатой пружине перемещение подвижной массы Δx_m как функция приложенного ускорения задается в следующем виде [9]:

$$\Delta x_m = \frac{\rho A a L_b^3}{2 E W_b^3},$$

где ρ – плотность; A – площадь поверхности подвижной массы; a – ускорение; L_b и W_b – длина и ширина механических складчатых пружин соответственно; E – модуль Юнга.

Из уравнения (2) видно, что перемещение складчатых пружин обратно пропорционально их ширине. Расчетная зависимость перемещения подвижной массы от ширины складчатых пружин представлена на рис.2.

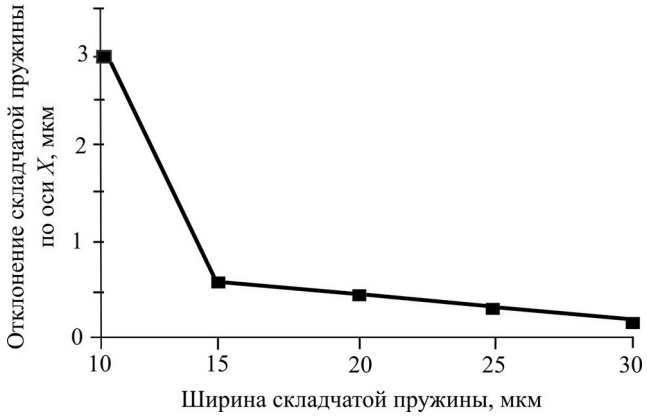


Рис.2. Зависимость перемещения подвижной массы по оси X от ширины складчатой пружины
Fig.2. Dependence of the moving mass on the X-axes on the width of the folded spring

Таким образом, для увеличения перемещения инерционной массы необходимо уменьшить ширину складчатых пружин. В процессе моделирования выбрана ширина пружин, равная 10 мкм. Перемещение инерционной массы определяется деформацией складчатых пружин: чем больше деформация по оси чувствительности X, тем больше изменение емкостей между подвижным и неподвижными электродами и тем выше чувствительность ММА.

Как показали результаты моделирования, перемещение подвижной массы по рабочей оси X более чем в 5 раз превышает перемещение по нерабочей оси Z и более чем в 2 раз – по нерабочей оси Y. Если неподвижные электроды и подвижный электрод ЧЭ функционируют как пара дифференциальных конденсаторов, перемещение подвижной массы по оси X существенно влияет на изменение емкостей конденсаторов, что и обеспечивает чувствительность ММА. При использовании такой конструкции ММА важна стабильность функционирования по одной (рабочей) оси.

Моделирование выполнено с помощью программы Ansys. Ускорение изменялось в пределах от 5 до 30 g. Результат моделирования при воздействии ускорения 30 g показан на рис.3. В табл.1 приведены расчетные значения перемещения (деформации) подвижной массы с однозвенными складчатыми пружинами по оси X. Зная деформации подвижной массы, можно рассчитать емкости между электродами при воздействии линейных ускорений.

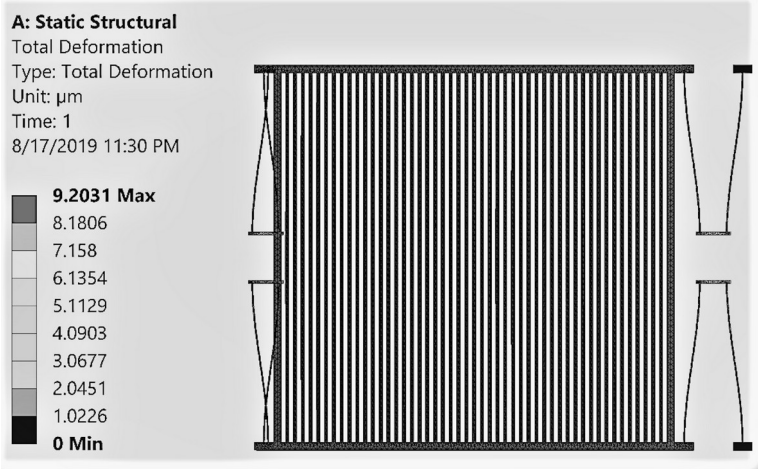


Рис.3. Результат моделирования перемещения подвижной массы при ускорении 30 g
Fig.3. The simulation results of moving mass movement at acceleration 30 g

Таблица 1

Значения перемещения подвижной массы под воздействием ускорения

Table 1

The values of the deformation of the moveable mass under the influence of acceleration

Ускорение, действующее на подвижную инерционную массу	Отклонение складчатой пружины	
	по рабочей оси *X*, мкм	по нерабочей оси *Z*, мкм
5 g	1,5339	0,39252
10 g	3,0677	0,78505
15 g	4,6016	1,1776
20 g	6,1354	1,5701
25 g	7,6693	1,9626
30 g	9,2031	2,3551

Расчет емкости между неподвижным и подвижными электродами. Трехэлектродная система ЧЭ сэндвич-конструкции емкостного ММА, работа которой основана на использовании метода изменения относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика конденсаторов в статическом состоянии (при отсутствии ускорения), показана на рис.4,*а*.

Напряженности электрического поля между электродами в статическом состоянии при наличии диэлектрика с диэлектрической проницаемостью ε (см. рис.4,*а*) определяются как

$$E_0 = \frac{Q}{\varepsilon_0 A} \quad \text{и} \quad E_{\text{п.э}} = \frac{E_0}{\varepsilon},$$

где E_0 – электрическое поле между неподвижным и подвижным электродами; Q – индуцированный заряд; ε_0 – электрическая постоянная вакуума; A – площадь перекрытия обкладок; $E_{\text{п.э}}$ – электрическое поле в материале подвижного электрода; ε – относительная диэлектрическая проницаемость материала подвижной массы (кремния).

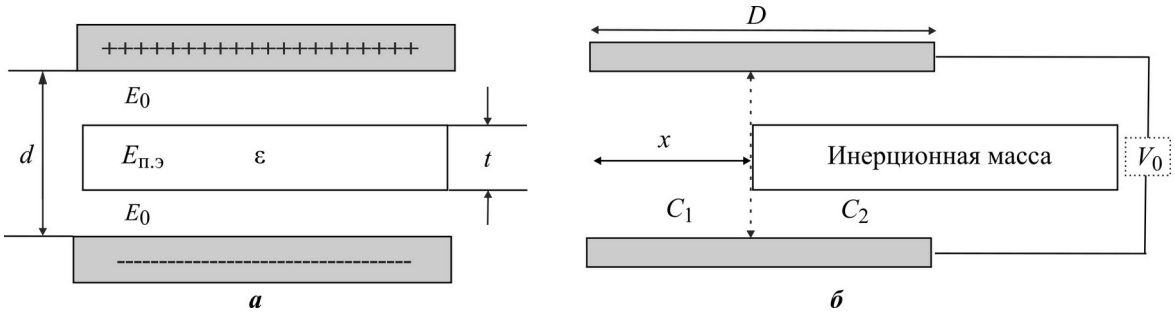


Рис.4. Трехэлектродная система ЧЭ сэндвич-конструкции емкостного ММА: *а* – в статическом состоянии; *б* – со смещением инерционной массы под действием ускорения
Fig.4. 3-electrodes system of sandwich construction of capacitive MMA: *a* – in the static condition; *b* – with inertial mass displacement under the acceleration

Для нахождения емкости C в статических условиях рассчитаем разность потенциалов ΔV путем интегрирования напряженности электрического поля по прямой линии от верхнего до нижнего электродов:

$$\Delta V = -\int_{+}^{-} E dl = -\Delta V_0 - \Delta V_{\text{п.э}} = -E_0(d-t) - E_{\text{п.э}} t =$$

$$= -\frac{Q}{A\varepsilon_0}(d-t) - \frac{Q}{A\varepsilon_0\varepsilon} = -\frac{Q}{A\varepsilon_0\left[(d-t)+\left(\frac{t}{\varepsilon}\right)\right]},$$

где d – расстояние между неподвижными электродами; t – толщина подвижной массы.

Тогда емкость между электродами в статическом состоянии определяется следующим выражением:

$$C_{\text{ст}} = \frac{Q}{|\Delta V|} = \frac{\varepsilon_0 A}{(d-t)+\left(\frac{t}{\varepsilon}\right)}.$$

Трехэлектродная система ЧЭ сэндвич-конструкции со смещением инерционной массы на величину x под действием ускорения показана на рис.4,*б*.

При смещении подвижного электрода на величину x емкость между неподвижными электродами в динамическом состоянии (при действии ускорения) $C_{\text{дин}}$ определяется выражением (рис.4,*б*)

$$C_{\text{дин}} = C_1 + C_2, \quad \text{или} \quad C_{\text{дин}} = \frac{\varepsilon_0 A}{D-x} + \frac{\varepsilon_0 A}{(d-t)+\left(\frac{t}{\varepsilon}\right)}.$$

Разность между емкостью в статических условиях, т.е. при отсутствии ускорения, и емкостью при смещении положения подвижного электрода между неподвижными равна:

$$\Delta C = C_{\text{ст}} - C_{\text{дин}}.$$

Моделирование выполнено при условии подачи напряжения 10 В на верхний неподвижный электрод и заземлении нижнего неподвижного электрода. Акселерометр подвергался воздействию ускорения от 5 до 30 g в направлении оси чувствительности X. Емкости между верхним электродом и подвижной инерционной массой, нижним электродом и этой же массой равны по 1,3558 пФ при отсутствии ускорения. При воздействии ускорения 30 g по оси X изменение емкости $\Delta C = 0{,}25$ пФ. Зависимость емкостей между подвижным и неподвижными электродами (при их сближении) от воздействующего ускорения для исследованных моделей приведены в табл.2.

Таблица 2

Зависимость емкостей между электродами от воздействующего ускорения при $C_{ст}$ = 1,3558 пФ

Table 2

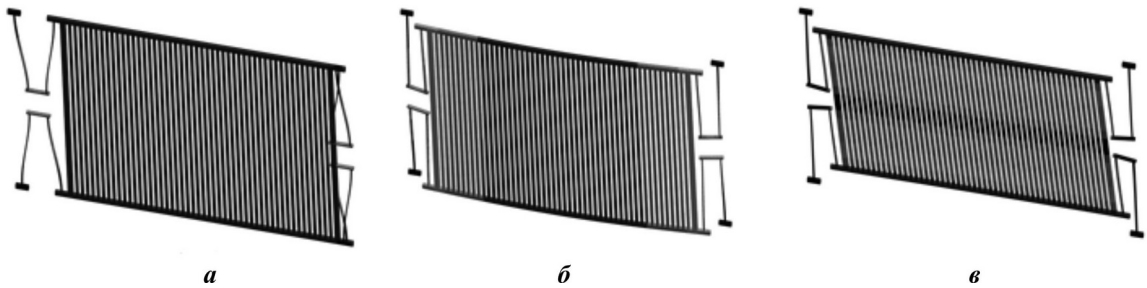
The dependence of the capacitances between the electrodes when exposed to acceleration

Ускорение	$C_{дин}$, пФ	ΔC, пФ
5 g	1,3524	0,007
10 g	1,3362	0,023
15 g	1,3044	0,055
20 g	1,2618	0,09
25 g	1,2099	0,15
30 g	1,1057	0,25

Расчеты показали, что при воздействии ускорения 30 g по нерабочим осям Z и Y изменение емкостей между электродами ΔC составляет 0–0,0001 пФ (в исследованной модели). Таким образом, изменение емкостей между электродами по рабочей оси X почти в 2500 раз больше, чем изменение емкостей между электродами по нерабочим осям Z и Y.

Исследование собственных частот колебаний ЧЭ ММА в результате действия ускорения. Первые пять мод собственных частот вибрации f_x ЧЭ ММА определены при моделировании в программе Ansys. Режимы, в которых масса движется влево и вправо вдоль направления X, являются рабочими. Они соответствуют моде 1 вибрации (f_x = 911,31 Гц). Моды 2–6 (f_x = 1889,7; 2150,3; 2963,5; 3883,7; 3903,9 Гц соответственно) включают в колебательный процесс скручивание и вращение складчатых пружин, следовательно, это нерабочие моды.

Резонансные частоты колебаний для мод 1 и 2 находятся достаточно далеко друг от друга. Это гарантирует, что вибрация в направлении X в моде 1 не будет подвергаться воздействию моды 2 [10] (рис.5).



а ***б*** ***в***

Рис.5. Результаты моделирования собственных частот колебаний ЧЭ сэндвич-конструкции емкостного ММА: *а* – мода 1 (f_x = 911,31 Гц); *б* – мода 2 (f_x = 1889 Гц); *в* – мода 3 (f_x = 2150,3 Гц)

Fig.5. Simulation results of natural frequencies of the sensitive element of the capacitive MMA (sandwich construction): *a* – mode 1 (f_x = 911,31 Hz); *b* – mode 2 (f_x = 1889 Hz); *c* – mode 3 (f_x = 2150,3 Hz)

Исследование механического напряжения, возникающего в ЧЭ ММА в результате действия ускорения. В рабочей моде 1 колебаний складчатые пружины изгибаются при воздействии ускорения. В результате возникает механическое напряжение в пружинах, и они могут сломаться. Перемещение складчатых пружин при рабочей моде колебаний, как правило, мало (обычно в диапазоне микрометров или меньше), и механическое напряжение находится в пределах прочности материала. Однако в некоторых случаях, например при падении на землю или работе ММА в условиях воздействия вибрации, ускорение может быть значительным, хотя оно и действует в течение короткого периода времени. С использованием программы Ansys проведен расчет механических напряжений, возникающих в ЧЭ ММА при воздействии ускорения. В результате получены следующие значения максимальных механических напряжений:

Ускорение	Механическое напряжение в ЧЭ, МПа
5 g	9,3581
10 g	9,4977
15 g	9,6373
20 g	9,777
25 g	9,9166
30 g	10,056

При всех значениях воздействующего ускорения механическое напряжение в ЧЭ оказалось значительно меньше предела прочности кремния, равного 440 МПа [11]. Поэтому исследованные конструкции ЧЭ ММА пригодны для использования в перспективных разработках датчиков – емкостных ММА [12].

Влияние температуры на работу ЧЭ. Проведено исследование влияния температуры на работу ЧЭ ММА с помощью моделирования в программе Ansys (табл.3). Рассмотрено влияние температуры в пределах от –40 до +85 ºС на перемещение ЧЭ сэндвич-конструкций ММА с использованием метода изменения относительной диэлектрической проницаемости материала диэлектрика. Рассчитаны смещения (деформации) подвижного электрода и изменения емкостей между электродами при температуре воздействия –40, +22, +80 ºС. Установлено, что эти параметры при изменении температуры меняются незначительно.

Таблица 3

Температурные зависимости перемещений ЧЭ и емкостей между электродами ЧЭ

Table 3

Temperature dependences of the deformation of the sensitive element and capacitances between the electrodes of the sensitive element

Температура, ºС	Деформация ЧЭ, мкм	Изменение емкости ΔC, пФ
–40	0,47721	0,0004
+22	0	0
+80	0,50086	0,0006

Таким образом, исследованная модель ЧЭ ММА характеризуется температурной стабильностью параметров.

Заключение. Результаты моделирования и исследования ЧЭ сэндвич-конструкции емкостного ММА с учетом изменения относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика конденсаторов под действием ускорения показали достаточно высокую

чувствительность ЧЭ, которая обеспечивается посредством используемых элементов подвеса инерционной массы, в частности уменьшения ширины складчатых пружин (10 мкм). Установлено, что в исследованной модели ЧЭ ММА изменение емкостей между электродами при воздействии ускорения 30 g по оси чувствительности X достаточно велико и равно 0,25 пФ. При воздействии ускорения 30 g по нерабочим осям Z и Y изменение емкостей между электродами ΔC пренебрежимо мало (0–0,0001 пФ).

Механические напряжения, возникающие в деталях конструктивов ЧЭ в результате действия ускорения до 30 g, не превышают 10,056 МПа при прочности кремния 440 МПа, а вариации температуры от –40 до +85 °С приводят к незначительным изменениям емкости по рабочей оси X (0,0025–0,003 пФ). Это свидетельствует о температурной стабильности работы исследованного ЧЭ ММА.

Рабочая мода 1 колебаний ЧЭ имеет собственную частоту f_x = 911 кГц, а мода 2 – 1889,17 кГц. Таким образом, наиболее близкий режим колебаний, соответствующий моде 2 ЧЭ ММА, не влияет на собственную частоту колебаний ЧЭ по рабочей моде 1 из-за существенного различия значений частот.

Литература

1. Squeeze film air damping ratio analysis of a silicon capacitive micromechanical accelerometer / ***Yuming Mo, Lianming Du, BingBing Qu et al.*** // Microsystem Technology. 2017. Vol. 24. No.2. P. 1089–1095. URL: https://www.springerprofessional.de/en/squeeze-film-air-damping-ratio-analysis-of-a-silicon-capacitive-/12354388 (дата обращения: 10.10.2019).

2. Study of parameters and characteristics of MEMS capacitive accelerometer with vertical overlap comb drive construction / ***Ye Ko Ko Aung, Aung Thura, B.M. Simonov et al.*** // IEEE. Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). Moscow: MIET, 2019. P. 1941–1945. URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/8657070 (дата обращения: 10.10.2019).

3. A MEMS accelerometer with double-sided symmetrical folded-beams on single wafer / ***Wei Li, Xiaofeng Zhou, Jian Wu et al.*** // IEEE. Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (9–12 April 2017, Los Angeles, USA). 2017. P. 194–198. URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/8017004 (дата обращения: 10.10.2019).

4. ***Hadi Tavakoli, Hadi Ghasemzadeh Momen, Ebrahim Abbaspour Sani.*** Designing a new high performance 3-axis mems capacitive accelerometer // IEEE. 25th Iranian Conference on Electrical Engineering (LCEE) (2–4 may 2017). 2017. P. 519–522. URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/7985093 (дата обращения: 10.10.2019).

5. A MEMS micro-g capacitive accelerometer based on through-silicon-wafer-etching process / ***Kang Rao, Xiaoli Wei, Shaolin Zhang et al.*** // Micromachines. 2019. Vol. 10. No. 6. P. 1–14. URL: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC6630974/ (дата обращения: 10.10.2019).

6. ***Liu H., Pike W.T., Dou G.*** Design, fabrication and characterization of a micro-machined gravity gradiometer suspension // IEEE. SENSORS (November 2014, Valencia, Spain). 2014. P. 2–5. URL: https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6985327 (дата обращения: 10.10.2019).

7. ***Йе Ко Ко Аунг, Аунг Тхура, Симонов Б.М.,Тимошенков С.П.*** Параметры чувствительного элемента сэндвич-конструкции емкостного микромеханического акселерометра // Изв. вузов. Электроника. 2019. Т. 24. № 3. С 257–266.

8. ***Badariah Bais, Burhanuddin Yeop Majlis, Senior Member.*** Structure design and fabrication of an area-changed bulk micromachined capacitive accelerometer // IEEE. International Conference on Semiconductor Electronics (02 July 2007, Kuala Lumpur, Malaysia). 2007. P. 29–34. URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/4266564 (дата обращения: 10.10.2019).

9. ***Badariah Bais, Burhaanuddin Yeop Majlis.*** Mechanical sensitivity enhancement of an area-changed capacitive accelerometer by optimization of the device geometry // Springer Science. Analog Integrated Circuits and Signal processing. 2005. Vol. 44. No. 2. P. 175 – 183. URL: https://link.springer.com/article/10.1007/s10470-005-2598-6 (дата обращения: 10.10.2019).

10. ***Xingguo Xiong, Lidong Qiang, Linfeng Zhang, Junling Hu.*** MEMS dual axis accelerometer with H-T shape structure // Spingerlink. New Trends in Networking, Computing, E-learning, Systems Sciences, and

Engineering (08 November 2014). LNEE, 2014. Vol. 312. P. 291–298. URL: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-319-06764-3_36 (дата обращения: 10.10.2019).

11. ***Тимошенков С.П., Тимошенков А.С., Вавилов В.Д.*** Микросистемные датчики физических величин: монография: в 2 ч. М.: Техносфера, 2018. 550 с.

12. Оценка работоспособности чувствительного элемента преобразователя линейных ускорений и расчет основных параметров / ***В.В. Калугин, С.А. Анчутин, Е.С. Кочурина и др.*** // Приборы. 2018. №9 (219). С. 1–5.

Поступила в редакцию 15.10.2019 г., после доработки 15.10.2019 г.; принята к публикации 28.01.2020 г.

Йе Ко Ко Аунг – аспирант Института нано- и микросистемной техники «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), yekokoaung64675@gmail.com

Симонов Борис Михайлович – кандидат технических наук, доцент Института нано- и микросистемной техники «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), serborsel@mail.ru

Тимошенков Сергей Петрович – доктор технических наук, профессор, директор Института нано- и микросистемной техники «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), spt@mail.ru

References

1. Yuming Mo, Lianming Du, BingBing Qu, Bo Peng, Jie Yang. Squeeze film air damping ratio analysis of a silicon capacitive micromechanical accelerometer. *Microsystem Technology*, 2017, vol. 24, no.2, pp. 1089–1095. Available at: https://www.springerprofessional.de/en/squeeze-film-air-damping-ratio-analysis-of-a-silicon-capacitive-/12354388 (accessed: 10.10.2019).

2. Ye Ko Ko Aung, Aung Thura, Boris M. Simonov, Sergey P. Timoshenkov, Zaw Min Oo. Study of parameters and characteristics of MEMS capacitive accelerometer with vertical overlap comb drive construction. *IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering* (*EIConRus.*). *Moscow*, MIET Publ., 2019, pp.1941–1945. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/document/8657070 (accessed: 10.10.2019).

3. Wei Li, Xiaofeng Zhou, Jian Wu, Youling Lin, Ze Wang. A MEMS accelerometer with double-sided symmetrical folded-beams on single wafer. *IEEE. Nano/Micro Engineered and Molecular Systems,* 2017, pp.194–198. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/document/8017004 (accessed: 10.10.2019).

4. Hadi Tavakoli, Hadi Ghasemzadeh Momen, Ebrahim Abbaspour Sani. Designing a New High Performance 3-Axis MEMS Capacitive Accelerometer. *IEEE . 25th Iranian Conference on Electrical Engineering* (*lCEE*), 2017, pp. 519–522. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/document/7985093 (accessed: 10.10.2019).

5. Kang Rao, XiaoliWei, Shaolin Zhang, Mengqi Zhang, Chenyuan Hu, Huafeng Liu, Liang-Cheng Tu. A MEMS micro-g capacitive accelerometer based on through-silicon-wafer-etching process. *Micromachines,* 2019, vol.10 (6), pp. 1–14. Available at: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC6630974/ (accessed: 10.10.2019).

6. Liu, H., Pike, W.T., Dou, G. Design, fabrication and characterization of a micro-machined gravity gradiometer suspension. *IEEE. Sensors*, 2014, pp. 2–5. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6985327 (accessed: 10.10.2019).

7. Ye Ko Ko Aung, Aung Thura, Simonov B.M., Timoshenkov S.P. Parameters of a sandwich construction of a sensitive element of a micromechanical accelerometer. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of University. Electronics,* 2019, vol.24, no.3, pp. 257–266. (in Russian).

8. Badariah Bais, Burhanuddin Yeop Majlis, Senior Member. Structure Design and Fabrication of an Area-changed Bulk Micromachined Capacitive Accelerometer. *IEEE. International Conference on Semiconductor Electronics*,2007, pp. 29–34. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/document/4266564 (accessed: 10.10.2019).

9. Badariah Bais, Burhaanuddin Yeop Majlis. Mechanical sensitivity enhancement of an area-changed capacitive accelerometer by optimization of the device geometry. *Springer Science*. *Analog Integrated Circuits and*

Signal Processing, 2005. vol. 44(2), pp. 175–183. Available at: https://link.springer.com/article/10.1007/s10470-005-2598-6 (accessed: 10.10.2019).

10. Xingguo Xiong, Lidong Qiang, Linfeng Zhang, Junling Hu. MEMS dual axis accelerometer with H-T shape structure. *Spingerlink. New Trends in Networking, Computing, E-learning, Systems Sciences, and Engineering. LNEE*, 2014, vol. 312, pp. 291–298. Available at: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-319-06764-3_36 (accessed: 10.10.2019).

11. Timoshenkov S.P., Timoshenkov A.S., Vavilov V.D. *Microsystem sensors of physical quantities: A monograph in two parts.* Moscow, Technosfera Publ., 2018. 550 p. (in Russian).

12. Kalugin V.V., Anchutin S.A., Kochurina E.S., Golovinsky M.S., Shalimov A.S. Assessment of the efficiency of the sensitive element of the linear acceleration converter and the calculation of the main parameters. *Pribory. Pribory i sredstva avtomotizatsii = Instruments. Instrumenets and automation equipment*, 2018, no.9 (219), pp.1–5. (in Russian).

Received 15.10.2019; Revised 15.10.2019; Accepted 28.01.2020.

Information about the authors:

Ye Ko Ko Aung – PhD student of the Institute of Nano- and Microsystem Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), yekokoaung64675@gmail.com

Boris M. Simonov – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Institute of Nano- and Microsystem Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), serborsel@mail.ru

Sergey P. Timoshenkov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Head of the Institute of Nano- and Microsystem Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), spt@mail.ru

Вниманию читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Подписку на печатную версию журнала можно оформить:

- **по каталогу** «Газеты, журналы» АО Агентство «Роспечать» в любом почтовом отделении. Подписной индекс 47570
- **по прямой подписке** в АО Агентство «Роспечать»: www.press.rosp.ru
- **по 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

ИНФОРМАЦИОННО-КОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
INFORMATION-COMMUNICATION TECHNOLOGIES

УДК 004.932.4 **DOI:10.24151/1561-5405-2020-25-2-167-174**

Оценка качества изображения при компенсации смаза по методу Люси – Ричардсона

К.В. Брейкина[1,2], С.В. Умняшкин[2]

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

vrinf@miee.ru

Важным элементом построения автоматизированной системы восстановления смазанных изображений является мера для оценки их качества, которая не использует информацию об эталонном изображении. Такие системы работают с искаженными изображениями, а оригинальное изображение (до воздействия искажающих факторов) им недоступно. В работе предложен подход, основанный на анализе значений коэффициентов межстрочной и межстолбцовой корреляции обрабатываемого изображения, для восстановления которого применяется метод Люси – Ричардсона. Показано, что при использовании предложенной меры качества удается получить хороший результат восстановления смазанных изображений. Ключевая проблема восстановления – оценка искажающего оператора – решена с помощью итерационной аппроксимации импульсной характеристики искажающей системы и оценки результатов аппроксимации с использованием предложенной меры. В результате метод Люси – Ричардсона модифицирован таким образом, что восстановление искаженных изображений может проводиться в автоматизированном режиме, т.е. без участия пользователя.

Ключевые слова: восстановление изображений; метод Люси – Ричардсона; автоматизированные системы

Для цитирования: Брейкина К.В., Умняшкин С.В. Оценка качества изображения при компенсации смаза по методу Люси – Ричардсона // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 2. С. 167–174. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-167-174

© К.В. Брейкина, С.В. Умняшкин, 2020

Image Quality Estimation for Blur Compensation Using Lucy – Richardson Method

K.V. Breykina[1,2], S.V. Umnyashkin[2]

[1]JSC Research and Development Center «ELVEES», Moscow, Russia
[2]National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

vrinf@miee.ru

Abstract: An important element of constructing the automated system of the image restoration is a measure of quality for restoration of blurred images in absence of any information related to the original image. Such systems operate only with distorted images and original images are unavailable. In the paper, the approach, based on the analysis of interline and intercolumn pixel correlation in the image restored by the Lucy – Richardson method, has been proposed. The studies have shown that using the proposed quality measure makes it possible to achieve good results of the blurred images restoration. The dominating problem of restoration – the estimate of distorting operator has been solved using the iteration approximation of the impulse response of the distorting system and the estimate of the approximation results using the proposed measure. As a result, the Lucy-Richardson method has been modified so that the restoration of images can be performed in the automated mode without a user intervention.

Keywords: image restoration; Lucy – Richardson; linear blur compensation; image quality

For citation: Breykina K.V., Umnyashkin S.V. Image quality estimation for blur compensation using Lucy – Richardson method. *Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 2, pp. 167–174. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-167-174

Введение. Основной проблемой применения методов решения задачи восстановления изображений, искаженных линейной пространственно-инвариантной системой [1], является сложность нахождения параметров искажающего оператора, который чаще всего неизвестен. Данная проблема усугубляется тем, что оригинальное неискаженное изображение недоступно и оценить, насколько корректно проведено восстановление, путем сравнения с оригиналом не представляется возможным.

В настоящей работе рассматривается подход, при котором изображение сначала восстанавливается с использованием начального приближения параметров искажающего оператора, а затем с помощью некоторой меры проводится оценка качества восстановления. Затем в зависимости от результата уточняются параметры искажения либо процесс восстановления заканчивается.

Постановка задачи. Сформулируем задачу восстановления изображений. Используемая модель процесса искажения описывается формулой [1]

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

где $g(x, y)$ – искаженное изображение; $h(x, y)$ – импульсная характеристика искажающей системы [2]; $f(x, y)$ – входное (неискаженное) изображение; $\eta(x, y)$ – некоррелированный шум; $*$ – операция двумерной свертки.

Под изображением будем понимать двумерный цифровой сигнал, который принимает неотрицательные значения $f(x, y)$ в точке с координатами (x, y). Задача восстановления заключается в получении оценки $\hat{f}(x, y)$ оригинального изображения $f(x, y)$. На основании проведенных ранее исследований [3, 4] принято решение применять для этого алгоритм Люси – Ричардсона [5, 6], в котором оценка $\hat{f}(x, y)$ ищется итерационно:

$$\hat{f}_{k+1}(x, y) = \hat{f}_k(x, y)\left[h(-x, -y) * \frac{g(x, y)}{h(x, y) * \hat{f}_k(x, y)}\right]. \quad (2)$$

Для увеличения скорости сходимости, а также для снижения влияния шумовой составляющей на процесс восстановления используется вариант алгоритма Люси – Ричардсона с модификациями [7, 8].

Показатели качества восстановления. Для оценки качества восстановления изображения необходимо определить соответствующий численный показатель. Введем следующие обозначения: $f(x, y)$ – оригинальное изображение, $\hat{f}(x, y)$ – восстановленное изображение. Рассматриваемые операции над изображениями являются попиксельными. Например, для изображения $C = |A - B|$: $c_{xy} = |a_{xy} - b_{xy}|$, $0 \le x \le M-1$, $0 \le y \le N-1$, где M и N – соответственно ширина и высота изображений A, B и C.

Метрика $l1$ вычисляется по следующей формуле (попиксельно):

$$\mathrm{M}(\hat{f}) = \left\| f - \hat{f} \right\|_1 = mean\left| f - \hat{f} \right|. \quad (3)$$

Преимуществом этой метрики является простота вычисления, недостатком – необходимость наличия оригинального неискаженного изображения $f(x, y)$.

Метрика $l2$ отличается от метрики $l1$ используемой нормой:

$$\mathrm{M}(\hat{f}) = \left\| f - \hat{f} \right\|_2 = \left(mean\left| f - \hat{f} \right|^2 \right)^{1/2}. \quad (4)$$

Определить структурные различия между двумя изображениями можно с помощью меры SSIM [9]:

$$\mathrm{M}(\hat{f}) = \frac{(2\mu_f \mu_{\hat{f}} + c_1)(2\sigma_{f\hat{f}} + c_2)}{(\mu_f^2 + \mu_{\hat{f}}^2 + c_1)(\sigma_f^2 + \sigma_{\hat{f}}^2 + c_2)}, \quad (5)$$

где μ_f, $\mu_{\hat{f}}$ – среднее значение f и $\hat{f}$ соответственно; c_1, c_2 – положительные константы, зависящие от диапазона возможных значений яркости изображения [9]; $\sigma_{f\hat{f}}$ – ковариация между f и $\hat{f}$; σ_f^2, $\sigma_{\hat{f}}^2$ – дисперсия f и $\hat{f}$ соответственно.

Перечисленные показатели характеризуют качество восстановления изображения $\hat{f}$. Чем меньше значение метрик $\mathrm{M}(\hat{f})$ (3) или (4) либо чем больше значение (5), тем ближе результат итеративной процедуры восстановления к оригинальному неискаженному изображению. Однако эти три характеристики имеют общий недостаток: для их подсчета необходимо иметь исходное изображение f, которое на практике недоступно.

Вместо численных показателей (3)–(5) для нахождения импульсной характеристики $h(x, y)$ искажающей системы и определения необходимого количества итераций процес-

са (2) предлагается анализировать коэффициенты межстрочной и межстолбцовой корреляции изображения [3, 4]. Поскольку в теории, не учитывающей накопления вычислительных ошибок, алгоритм Люси – Ричардсона сходится, коэффициенты межстрочной и межстолбцовой корреляции также должны стремиться к некоторым предельным значениям. Анализируя изменения коэффициентов корреляции для восстановленного изображения f_k на каждой итерации процесса (2), можно определить конкретную итерацию $k = K$, на которой следует завершить процесс восстановления изображения.

Как показали эксперименты с искажениями типа смаз, при итерационном восстановлении изображения по (2) с верными параметрами $h(x, y)$ наблюдаемые на практике скорости изменения коэффициентов межстрочной и межстолбцовой корреляций имеют близкие значения. Под скоростью будем понимать изменение (по абсолютной величине) значения коэффициентов корреляции за одну итерацию. Если параметры искажения определены неточно, то скорости изменения коэффициентов корреляции между столбцами и строками заметно различаются.

Рассмотрим модуль разности между скоростями изменения межстрочных и межстолбцовых коэффициентов корреляции на k-й итерации:

$$\mathrm{M}(\hat{f}) = |R_r(f_k) - R_c(f_k)|, \qquad (6)$$

где $R_r(f_k)$ и $R_c(f_k)$ – скорость изменения коэффициентов межстрочной и межстолбцовой корреляции изображения $f_k(x, y)$ соответственно.

Назовем числовую характеристику (6) мерой CS. В случае если выполнено достаточное количество итераций, величина $\mathrm{M}(\hat{f}_k)$ практически перестает изменяться при использовании в (2) верных параметров искажения $h(x, y)$. В результате экспериментальных исследований получено следующее эмпирическое правило: если $\mathrm{M}(\hat{f}_k) \le 10^{-4}$ на нескольких итерациях, то параметры искажения оценены правильно и требуемое количество итераций выполнено. Это означает, что процесс восстановления согласно (2) следует остановить и положить $f = f_K$, где K – номер последней итерации.

Важным преимуществом введенной меры CS является возможность ее применения при отсутствии информации об оригинальном изображении $f(x, y)$.

Использование показателей качества в процессе восстановления. В результате исследований установлено, что наилучшими характеристиками для оценки качества восстановленного изображения являются меры SSIM и CS, так как они ориентированы на структурные характеристики изображения (текстуры, четкие границы), что важно учитывать при восстановлении изображений. Но мера SSIM имеет существенный недостаток: для ее подсчета необходимо знать оригинальное изображение $f(x, y)$. Мера CS, напротив, находится по доступным в процессе восстановления изображениям f_k.

Для оценки ядра искажения $h(x, y)$ типа смаз предлагается выполнить следующие действия с использованием кривой второго порядка L для моделирования движения камеры:

Шаг 1. Найти исходные параметры искажения, которые аппроксимируют нелинейное искажение в первом приближении с помощью кепстра [10] в виде отрезка, образующего угол α с осью Ox.

Шаг 2. Зафиксировать начало и конец искомой кривой с использованием двух крайних точек отрезка, найденного на шаге 1. Этим точкам присвоить целочисленные координаты: $P1 = (0, 0)$ и $P2 = (M, N)$ (если $\alpha \ge 90°$) или $P1 = (0, N)$ и $P2 = (M, 0)$ (если $\alpha < 90°$), где M, N – размеры ядра искажения.

Шаг 3. Перебрать все точки $p = (x, y)$ с целочисленными координатами из круговой области $\left(x-\frac{M}{2}\right)^2+\left(y-\frac{N}{2}\right)^2=\frac{M^2+N^2}{4}$ и сформировать кривую второго порядка $L(p)$, которая проходит через точки $P1–p–P2$. Используя $L(p)$ как оценку $h(x, y)$, выполнить восстановление по формуле (2) и получить f_k. Вычислить значения $\mathrm{M}(\hat{f}_k)$, используя выбранную характеристику из (3)–(6).

Шаг 4. Найти точку $P \in \{p=(x,y)\}$, оптимальную в смысле выбранного показателя $\mathrm{M}(\hat{f}_k)$, т.е. дающую максимальное значение для (5) или минимальное для (3), (4), (6). Кривую $L=P1–P–P2$ считать оценкой искажающего оператора $h'(x, y)$.

Шаг 5. Восстановить изображение с двумерной импульсной характеристикой $h'(x, y)$.

Экспериментальные результаты. Приведем результаты, полученные с применением предложенного метода. Обработаны девять различных изображений. Для каждого изображения найдены оценка оператора искажения $h'(x, y)$ и изображения $g = f * h$ и $g' = f * h'$. Сравнение изображений выполнено с помощью меры SSIM (5). Чем ближе результат сравнения к 1, тем больше сходство изображений (табл.1).

Таблица 1

Экспериментальные результаты

Table 1

Experimental result

Номер изображения	*l*1	*l*2	SSIM	CS
1	0,01	0,01	0,23	0,67
2	0,23	0,24	0,17	0,76
3	0,03	0,03	0,2	0,87
4	0,14	0,14	0,22	0,48
5	0,15	0,18	0,24	0,27
6	0,32	0,22	0,35	0,39
7	0,20	0,31	0,43	0,57
8	0,16	0,16	0,40	0,66
9	0,25	0,37	0,55	0,55

На примере одного изображения (рис.1) рассмотрим работу предложенного метода. Искаженное изображение с импульсной характеристикой системы приведено на рис.2. Импульсная харектеристика искажающего оператора является кривой второго порядка, проходящей через точки с координатами (0,0), (2,6) и (11,11). Выполним поиск импульсной характеристики искажающей системы, применив описанный алгоритм. В результате получим значения для мер SSIM и CS, которые показали наилучшие результаты (рис.3 и табл.2).



Рис.1. Исходное неискаженное изображение
Fig.1. Original image

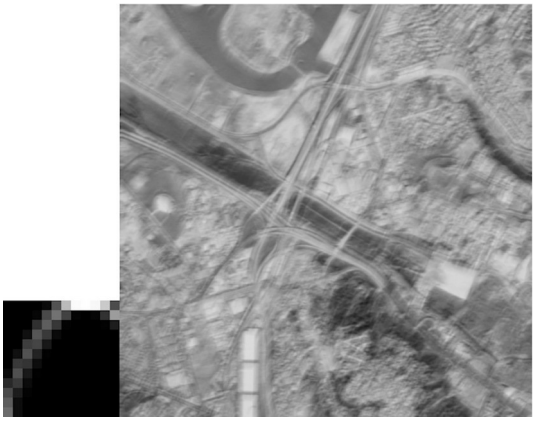
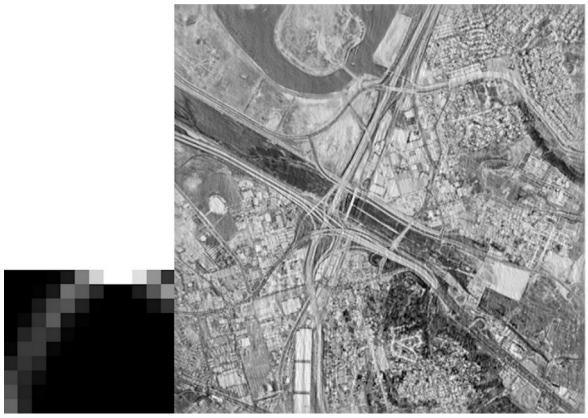
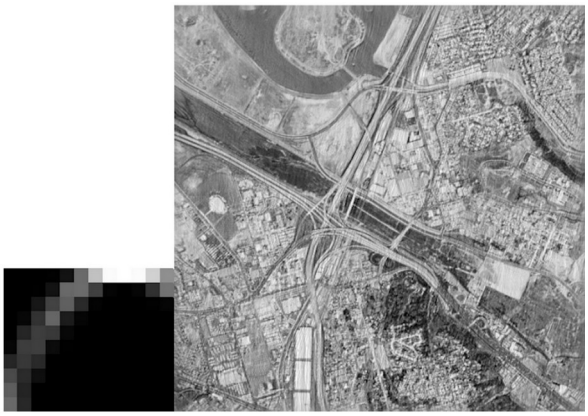


Рис.2. Импульсная характеристика искажающей системы и искаженное изображение
Fig.2. Impulse response and distorted image



а



б

Рис.3. Импульсная характеристика и восстановленное изображение: *а* – мера SSIM; *б* – мера CS
Fig.3. Impulse response and restored image: *a* – SSIM measure; *b* – CR measure

Таблица 2

Результаты сравнения изображений после восстановления

Table 2

Image comparison results after restoration

Тип изображения	Точка $P1$	Точка $P2$	Точка $P3$	SSIM(g, g')
Искаженное изображение	(0, 0)	(2, 6)	(11, 11)	1
Мера SSIM	(0, 0)	(2, 8)	(9, 11)	0,22
Мера CS	(0, 0)	(2, 9)	(9, 11)	0,48

Из табл.2 следует, что использование меры CS является оптимальным для оценки точности импульсной характеристики искажающей системы.

Заключение. Введенная мера оценки качества восстановления искаженных изображений без использования оригинального изображения основана на использовании значений межстрочных и межстолбцовых коэффициентов корреляции изображения. Это дает возможность сделать метод восстановления изображений независимым от пользователя. Предложенная мера позволяет модифицировать метод Люси – Ричардсона путем оценки результата работы алгоритма. Также данная мера может применяться для оценки необходимого количества итераций и получения корректного результата.

В дальнейших исследованиях предполагается использовать меру CS как часть модифицированного алгоритма Люси – Ричардсона. Также для уменьшения вычислительных затрат планируется применять методы оптимизации, а не выполнять полный перебор координат при поиске точки для построения кривой второго порядка, аппроксимирующей импульсную характеристику искажающего оператора.

Литература

1. ***Гонсалес Р.С., Вудс Р.Е.*** Цифровая обработка изображений. 3-е изд. М.: Техносфера, 2012. 1104 с.

2. ***Умняшкин С.В.*** Основы теории цифровой обработки сигналов: учеб. пособие. 5-е изд. испр. и доп. М.: Техносфера, 2019. 550 с.

3. ***Panfilova K., Umnyashkin S.*** Correlation-based quality measure for blind deconvolution restoration of blurred images based on Lucy – Richardson method // 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus) (28–31 Jan. 2019, Moscow). 2019. P. 2222–2225.

4. ***Панфилова К.В.*** Критерии точности определения параметров линейного искажения // Докл. 20-й Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». 2018. Т.2. С. 615–620.

5. ***Lucy L.B.*** An iterative technique for the rectification of observed distributions // The Astronomical Journal. 1974. Vol. 79. No. 6. P. 745.

6. ***Richardson W.H.*** Bayesian-based iterative method of image restoration // Journal of the Optical Society of America. 1972. Vol. 62. No. 1. P. 55–59.

7. ***Jansson P.A.*** Deconvolution of images and spectra. 2nd ed. Academic Press, CA, 1997. 514 p.

8. ***Biggs D.S.C., Andrews M.*** Acceleration of iterative image restoration algorithms // Appl. Opt. 1997. Vol. 36, P. 1766–1775.

9. ***Wang Z., Bovik A.C., Simoncelli E.P.*** Image quality assessment: from error visibility to structural similarity // IEEE Transactions on Image Processing. 2004. Vol. 13. Iss. 4. P. 600–612.

10. ***Бьемон Ж., Лагендейк Р.Л., Марсеро Р.М.*** Итерационные методы улучшения изображений // ТИИЭР. 1990. Т. 78. № 5. С. 58–84.

Поступила в редакцию 01.10.2019 г.; после доработки 01.10.2019 г.; принята к публикации 28.01.2020 г.

Брейкина Кристина Владимировна – инженер АО НПЦ «Элвис» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пр. №4922, 4-2), аспирант кафедры высшей математики №1 Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), panfilova_krista@mail.ru

Умняшкин Сергей Владимирович – доктор физико-математических наук, профессор кафедры высшей математики №1 Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), vrinf@miee.ru

References

1. Rafael C. Gonzalez, Richard E. Woods. *Digital Image Processing*. 3rd ed. Upper Saddle River. N.J., Prentice Hall, 2008.

2. Umnyashkin S. *Fundamentals of the theory of digital signal processing: tutorial*. 5th ed. Moscow, Technosphera Publ., 2019. 550 p. (in Russian).

3. Panfilova K., Umnyashkin S. Correlation-based quality measure for blind deconvolution restoration of blurred images based on Lucy-Richardson method. *2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*. Moscow, 2019, pp. 2222–2225.

4. Panfilova K.V. Method of accuracy estimate of linear distortion parameters. *20th International Conference Digital Signal Processing and its application – DSPA–2018*. 2018, vol. 2, pp. 615–620. (in Russian).

5. Lucy L.B. An iterative technique for the rectification of observed distributions. *The Astronomical Journal,* 1974, vol. 79, no. 6, p. 745.

6. Richardson W.H. Bayesian-based iterative method of image restoration. *Journal of the optical society of America,* 1972, vol. 62, no. 1.

7. Jansson P.A. *Deconvolution of images and spectra*. 2nd ed. Academic Press, CA, 1997. 514 p.

8. David S.C. Biggs, Mark Andrews. Acceleration of iterative image restoration algorithms. *Appl. Opt*., 1997, vol. 36, pp. 1766–1775.

9. Wang Z., Bovik A.C., Simoncelli E.P. Image quality assessment: from error visibility to structural similarity. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2004, vol. 13, iss. 4, pp. 600–612.

10. Biemond J., Lagendijk R.L., Mersereau R.M. Iterative Methods for Image Deblurring. *Proceedings of the IEEE,* 1990, vol. 78, no. 5, pp. 856–883.

Received 01.10.2019; Revised 01.10.2019; Accepted 28.01.2020.

Information about the authors:

Kristina V. Breykina – Engineer at JSC Research and Development Center «ELVEES» (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, pr. №4922, 4, bld. 2), PhD student of the Higher Mathematics №1 Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokhin sq., 1), panfilova_krista@mail.ru

Sergey V. Umnyashkin – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof. of the Higher Mathematics №1 Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokhin sq., 1), vrinf@miee.ru

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

С тематическими указателями статей за 1996 - 2019 гг., аннотациями и содержанием последних номеров на русском и английском языках можно ознакомиться на сайте:

http://ivuz-e.ru

УДК 519.24 DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-175-182

О границах вероятностных аргументов при синтезе линейных сигнатур и статистических оценок

И.П. Кобяк

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

IPKobyak2012@mail.ru

Метод идентификации последовательностей счетом векторов состояний достаточно просто реализуется аппаратными средствами. Однако в последние годы основная масса статистических алгоритмов вытеснена из технических приложений так называемым сигнатурным анализом. Тем не менее существуют границы для вероятностных аргументов, в пределах которых один алгоритм имеет преимущество перед другим с точки зрения уровня пропуска ошибок. В работе для приложений математической статистики в задачах идентификации многомерных последовательностей сформирована методика определения границ аргументов, в пределах которых вероятность пропуска ошибки тем или иным методом меньше, чем у конкурирующего алгоритма. В качестве объектов сравнения выбраны алгоритмы формирования линейных сверточных кодов и аппаратного наблюдения r-разрядных векторов в стационарном и эргодическом случайном процессе. В результате выполненных исследований получены соотношения, позволяющие использовать для конкретной реализации процесса наиболее эффективный метод идентификации с точки зрения выборочной вероятности ошибки. Сфера применения результатов – хранение данных в компьютере или передача информации в канал связи.

Ключевые слова: вектор состояния; метод идентификации; сигнатурный анализ; формула Стирлинга; математическое ожидание; экстремум функции; линейная свертка

Для цитирования: Кобяк И.П. О границах вероятностных аргументов при синтезе линейных сигнатур и статистических оценок // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 2. С. 175–182. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-175-182

© И.П. Кобяк, 2020

About Borders of Probabilistic Arguments at Synthesis Linear Signatures and Statistical Estimates

I.P. Kobyak

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarusia

IPKobyak2012@mail.ru

Abstract: For applications of mathematical statistics in problems of identification of the multidimensional sequences the technique of delimitation of arguments, within which the probability of the admission of a mistake by this or that method is less, than at the competing algorithm, has been created. As subjects to comparison algorithms of formation linear the svertochnykh of codes and hardware observation *r*- digit vectors in stationary and ergodic process have been chosen. As a result of the executed researches the ratios allowing usage for concrete realization of process the most effective method of identification in terms of the selective probability of a mistake have been received. Scope of applying the of results is the data storage in the computer or information transfer in a communication channel.

Keywords: state vector; identification method; signature analysis; formula Stirlinga; population mean; function extremum; linear convolution

For citation: Kobyak I.P. About borders of probabilistic arguments at synthesis of linear signatures and statistical estimates. *Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 2, pp. 175–182. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-175-182

Введение. Принцип идентификации последовательностей счетом векторов состояний (СВС) хорошо известен и достаточно просто реализуется аппаратными средствами. Однако основная масса статистических алгоритмов в последние годы вытеснена из технических приложений методами линейной свертки, или так называемым сигнатурным анализом (СА) [1, 2]. Тем не менее исследование теоретических результатов в данной области показало, что при длине выборки *r*-разрядных векторов, равной *n*, графики плотности распределения вероятностей пропуска ошибки, характеризующие методы наблюдения векторов состояний и синтеза сигнатур, имеют общие точки. Иными словами, существуют границы для вероятностных аргументов, в пределах которых один алгоритм имеет преимущество перед другим с точки зрения уровня пропуска ошибки. Цель настоящей работы – исследование границ аргументов при формировании статистик СВС и сигнатур, в пределах которых тот или иной алгоритм имеет меньшее значение суммы составляющих интегральной вероятности, формируемых производящей функцией.

Постановка задачи и аналитическое решение. Пусть для статистики k вероятность пропуска ошибки методом СВС (*condition vector count*, *cvc*) определяется равенством

$$P_{cvc}=\frac{1}{m^n}[C_n^k(m-1)^{n-k}-1], \qquad (1)$$

где $m = 2^r$ – общее число видов векторов в выборке; C_n^k – биномиальный коэффициент; $k = \hat{p}(x_\omega)n$ – число наблюдаемых событий заданного вида x_ω; $\hat{p}(x_\omega)$ – выборочная вероятность.

Соотношение, аналогичное (1), при формировании линейной свертки МСА (*Multichannel Signature Analysis*, *MSA*) многоразрядных последовательностей имеет вид

$$P_{msa} = \frac{2^{rn-l} - 1}{m^n}, \tag{2}$$

где 2^{rn-l} – фактически число последовательностей, дающих одинаковую сигнатуру; $l = \log_2 rn$.

Определим границы интервалов вероятности $\hat{p}(x_\omega) = \frac{k}{n}$, в пределах которых один алгоритм предпочтительнее другого, формируя решение как функцию от статистического аргумента $k = k_0 \pm \Delta k$, $k_0 = \frac{n}{m}$ – точка экстремума функции (1) при $n = \infty$, т.е. с учетом отклонений аргументов Δk от математического ожидания. Постановка задачи с использованием соотношений (1) и (2) при этом будет сводиться к анализу гипотетического равенства

$$C_n^{k_0+\Delta k}(m-1)^{n-(k_0+\Delta k)} = 2^{rn-l}. \tag{3}$$

Совместное расположение графиков функций (1) и (2) на плоскости пропуска ошибки определяет два случая формирования общих точек. Так, при достаточно большом n и $k_0 \approx \frac{n}{m}$ для малых значений Δk графики функций имеют две общие точки, которые могут быть определены из равенства (3). При значительных отклонениях Δk от k_0 и $\Delta k > 2k_0$ существует одна общая точка (при $r > 1$).

Для решения поставленной задачи преобразуем левую часть соотношения (3), используя сокращенный вариант формулы Стирлинга [3, 4]:

$$n! = n^n \sqrt{2\pi n}.$$

Тогда

$$C_n^{k_0+\Delta k}(m-1)^{n-(k_0+\Delta k)} \approx \frac{(m-1)^{n-k_0-\Delta k}}{\left(\frac{1}{m}+\frac{\Delta k}{n}\right)^{k_0+\Delta k}\left(1-\frac{1}{m}-\frac{\Delta k}{n}\right)^{n-k_0-\Delta k}} \sqrt{\frac{n}{2\pi(k_0+\Delta k)(n-k_0-\Delta k)}}.$$

Прологарифмируем полученное равенство и заменим асимптотическое значение k_0 частным $\frac{n}{m}$. При этом, полагая, что $\ln\left(\frac{n}{m}+\Delta k\right) = \ln\frac{n}{m} + \ln\left(1+\frac{m\Delta k}{n}\right)$, получим

$$\ln\left[C_n^{k_0+\Delta k}(m-1)^{n-(k_0+\Delta k)}\right] = \left[n-\frac{n}{m}-\Delta k\right]\ln(m-1) - \frac{n}{m}\ln\left(1+\frac{m\Delta k}{n}\right) - \Delta k\ln\left(1+\frac{m\Delta k}{n}\right) +$$
$$+ n\ln m - \left[n-\frac{n}{m}-\Delta k\right]\ln\left(m-1-\frac{m\Delta k}{n}\right) - \frac{1}{2}\ln 2\pi - \frac{1}{2}\ln\left(1+\frac{m\Delta k}{n}\right) +$$
$$+ \ln m - \frac{1}{2}\ln n - \frac{1}{2}\ln\left(m-1-\frac{m\Delta k}{n}\right).$$

Упростим данное соотношение с учетом допущения $\Delta k \ll n$, $n \to \infty$:

$$n \ln m - \frac{1}{2}\ln 2\pi + \ln m - \frac{1}{2}\ln n - \frac{1}{2}\ln\left(1+\frac{m\Delta k}{n}\right) - \frac{1}{2}\ln\left(m-1-\frac{m\Delta k}{n}\right) \approx$$
$$\approx \ln\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n}} - \frac{1}{2}\ln(m-1) \approx \ln\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}.$$

Отсюда

$$\ln\left[C_n^{k_0+\Delta k}(m-1)^{n-(k_0+\Delta k)}\right] \approx \ln\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}} + \left(n-\frac{n}{m}-\Delta k\right)\ln(m-1) - \left(\frac{n}{m}+\Delta k\right)\times$$
$$\times \ln\left(1+\frac{m\Delta k}{n}\right) - \left(n-\frac{n}{m}-\Delta k\right)\ln\left(m-1-\frac{m\Delta k}{n}\right) \approx \qquad (4)$$
$$\approx \ln\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}} - \left(\frac{n}{m}+\Delta k\right)\ln\left(1+\frac{m\Delta k}{n}\right) - \left(n-\frac{n}{m}-\Delta k\right)\ln\left(1-\frac{m\Delta k}{n(m-1)}\right).$$

Множители вида $\ln\left(1\pm\frac{m\Delta k}{n}\right)$, $\frac{m\Delta k}{n}<1$ заменим соответствующими рядами:

$$\ln\left(1+\frac{m\Delta k}{n}\right) \approx \sum_{\lambda=1}^{\infty}(-1)^{\lambda+1}\frac{1}{\lambda}\left(\frac{m\Delta k}{n}\right)^{\lambda} = \frac{m\Delta k}{n} - \frac{m^2\Delta k^2}{2n^2} + \frac{m^3\Delta k^3}{3n^3} - \ldots,$$
$$\ln\left[1-\frac{m\Delta k}{n(m-1)}\right] \approx \sum_{\lambda=1}^{\infty} -\frac{1}{\lambda}\left[\frac{m\Delta k}{n(m-1)}\right]^{\lambda} = -\frac{m\Delta k}{n(m-1)} - \frac{m^2\Delta k^2}{2n^2(m-1)^2} - \frac{m^3\Delta k^3}{3n^3(m-1)^3} - \ldots$$

Подстановка членов ряда в соотношение (4) и приведение подобных дает равенство вида

$$\ln\left[C_n^{k_0+\Delta k}(m-1)^{n-(k_0+\Delta k)}\right] \approx \ln\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}} - \Delta k^2\frac{m}{2n}\left[\frac{(m-1)+1}{(m-1)}\right] +$$
$$+\Delta k^3\frac{m^2}{6n^2}\left[\frac{(m-1)^2-1}{(m-1)^2}\right] - \Delta k^4\frac{m^3}{3n^3}\left[\frac{(m-1)^3+1}{(m-1)^3}\right] + \ldots$$

В работе [4] показано, что в асимптотике погрешность аппроксимации логарифмических функций рядами незначительно увеличивается при использовании только двух первых членов. Таким образом, в худшем случае можно записать

$$C_n^{k_0\pm\Delta k}(m-1)^{n-(k_0\pm\Delta k)} \approx \frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}\exp\left[-(\Delta k)^2\frac{m}{2n}\frac{m}{(m-1)}\right]$$

при $\Delta k = 1, 2, 3, \ldots, \Delta k << n$.

С учетом полученных преобразований постановка задачи поиска границ вероятностных аргументов в (3) принимает вид

$$\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}\exp\left[-(\Delta k)^2\frac{m}{2n}\frac{m}{(m-1)}\right] \approx 2^{rn-l}. \qquad (5)$$

Определим теперь точки пересечения двух графиков как отклонение от экстремума $\frac{n}{m}$, т.е. рассмотрим случай взаимного расположения графиков на плоскости пропуска ошибки при достаточно большом $n >> 1$, но не асимптотическом значении данного параметра.

Разделим гипотетическое равенство (5) на m^n и экспоненту левой части и прологарифмируем полученное соотношение. Тогда

$$\ln\frac{m}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}\approx(\Delta k)^2\frac{m}{2n}\frac{m}{(m-1)}-l\ln 2.$$

Отсюда

$$(\Delta k)^2\approx\frac{2n(m-1)}{m^2}\ln\frac{2^l m}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}.$$

Тогда решениями общего уравнения (3) будут точки:

$$k\approx\frac{n}{m}\pm\sqrt{\frac{2n(m-1)}{m^2}\ln\frac{2^l m}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}}. \qquad (6)$$

Иными словами, в диапазоне изменения аргумента в пределах

$$\frac{n}{m}-\Delta k\le k\le\frac{n}{m}+\Delta k \qquad (7)$$

использование линейной свертки предпочтительнее метода СВС. Для всех остальных значений аргумента статистический алгоритм точнее. Заметим, однако, что в (6) и (7) должно выполняться неравенство вида $\Delta k<\frac{n}{m}$, в противном случае графики функций будут иметь только одну общую точку справа от математического ожидания.

Используя левую часть равенства (5), определим значение функции в точке $k_0 - \Delta k = 0$. Следовательно, подставляя значение $\Delta k=\frac{n}{m}$, получаем

$$\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}\exp\left[-\frac{n^2}{m^2}\frac{m}{2n}\frac{m}{(m-1)}\right]\approx\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}\exp\left[-\frac{n}{2(m-1)}\right].$$

Однако при $k = 2k_0$ значение функции имеет вид

$$\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}\exp\left[-\frac{4n^2}{m^2}\frac{m}{2n}\frac{m}{(m-1)}\right]\approx\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}\exp\left[-\frac{2n}{m-1}\right].$$

Таким образом, при данном уровне аппроксимации график биномиального распределения в диапазоне аргумента $0 \le k \le 2k_0$ несимметричен относительно точки математического ожидания.

Метод снижения уровня вероятности ошибки при СА. Во многих практических задачах, решаемых разработчиками цифровой аппаратуры, методология СА в достаточно широком диапазоне аргумента k проигрывает методу СВС с точки зрения вероятности ошибки. В связи с этим далее будем учитывать возможность снижения уровня веро-

ятности P_{msa} за счет увеличения длины сигнатурного регистра до значения $l + \chi$, определяющего равенство $P_{msa}=P_{cvc}$. При этом будем полагать, что распределение последовательностей по классам эквивалентностей для СА остается равномерным.

При данной постановке задачи имеет смысл рассматривать значения аргумента $k \geq 2np_0(x_\omega)$, так как данный диапазон вероятностей достаточно широк, а уровни P_{msa} и P_{cvc} в нем существенно различаются. Следовательно, из (5) при этом имеем

$$\frac{m^{n+1}}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}\exp\left[-(\Delta k)^2\frac{m}{2n}\frac{m}{(m-1)}\right]\approx 2^{rn-(l+\chi)}. \tag{8}$$

Выполнив ряд преобразований, из (8) получим

$$\chi\approx\frac{1}{\ln 2}\left[(\Delta k)^2\frac{m}{2n}\frac{m}{m-1}\right]-\frac{1}{\ln 2}\ln\frac{2^l m}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}. \tag{9}$$

Очевидно, что при $m = 2$ (это актуально для часто используемых бернуллиевских приложений) из (9) следует

$$\chi\approx\frac{1}{\ln 2}\left[\frac{2(\Delta k)^2}{n}-\ln\sqrt{\frac{2n}{\pi}}\right]. \tag{10}$$

Из (10) находим, что расширение диапазона вероятностей в рамках постановки задачи (8) может быть реализовано начиная с отклонения значения k от корня k_0 (6), равного

$$\Delta k\approx\sqrt{\frac{n}{2}\ln\sqrt{\frac{2n}{\pi}}},$$

так как при этом значение $\chi = 0$.

Сравнение суммарных вероятностей в поддиапазонах аргумента $np(x_\omega)$. Рассматриваемый общий случай для Δk в соотношении (6) может быть использован в качестве базы для анализа полученных результатов с точки зрения суммарного числа значений функций, образующих классы перестановок оценок в поддиапазонах аргумента $np(x_\omega)$ (6).

Теорема. При биномиальном распределении последовательностей для

$$n\geq\frac{2\pi(m-1)}{r^2m^2}e^9,\quad r\leq 4,$$

суммарная вероятность пропуска ошибки в пределах интервала значений (7) больше, чем сумма вероятностей, определенных за пределами указанного диапазона аргументов [5].

Доказательство. Обозначим сумму всех значений функции, принадлежащих диапазону $\frac{n}{m}\pm np(x_\omega)$ в (7), через S. Соответственно, сумма C, определяющая число реализаций выборки, принадлежащих вероятностям за пределами указанного интервала, будет равна $m^n - S$.

Для оценки отношения $\frac{C}{S}$ используем формулу среднеквадратического отклонения вида

$$\sigma_K = \sqrt{np_0(x_\omega)q_0(x_\omega)} = \sqrt{n}\sqrt{\frac{1}{m}\left(1-\frac{1}{m}\right)}.$$

Очевидно, что отклонение $3\sigma_K$ от математического ожидания не должно превышать величины $\frac{n}{m}$. В противном случае будет наблюдаться выход параметра в отрицательную область, не определенную для аргумента Δk. При этом имеем

$$\frac{n}{m} > 3\sqrt{n}\sqrt{\frac{1}{m}\left(1-\frac{1}{m}\right)},$$

откуда минимальное значение длины выборки будет равно

$$n > 9(m-1). \tag{11}$$

Если в качестве $3\sigma_K$ использовать значение Δk из формулы (6), то для выполнения условий сформулированной теоремы, очевидно, необходимо выполнение неравенства

$$\sqrt{\frac{2(m-1)}{m^2}\ln\frac{2^l m}{\sqrt{2\pi n(m-1)}}} \geq 3\sqrt{\frac{1}{m}\left(1-\frac{1}{m}\right)}.$$

Отсюда следует соотношение

$$2\ln\frac{2^l m}{\sqrt{2\pi n(m-1)}} \geq 9.$$

Для $n = \frac{2^l}{r}$ при $l = \log_2 rn$ имеем

$$n \geq \frac{2\pi(m-1)}{r^2 m^2}e^9. \tag{12}$$

Подстановка значений $r \leq 4$ показывает, что соответствующие величины n в (12) удовлетворяют условию (11). Таким образом, сформулированная теорема доказана.

В частном случае, если $m = 2$, из (12) имеем $n > 0{,}5\pi e^9 \approx 12\,729$. При данной длине выборки отклонение от k_0 в (6) оказывается больше интервала $3\sigma_K$ со всеми вытекающими отсюда последствиями. Таким образом, уровень отношения $\frac{C}{S}$ зависит от длины выборки и $\frac{C}{S} < 1$ при равенстве n указанному в теореме значению.

Что касается больших значений разрядности последовательностей случайных событий, то для всех $r \geq 5$ прямая вероятности пропуска ошибки (2) проходит выше уровня функции, определяемого границами аргументов среднеквадратического отклонения. Соответственно, и преимущества сигнатурного интегрирования при этом сводятся к минимуму, однако в асимптотике сравнение алгоритмов интегрально оказывается в пользу метода СВС [1].

Заключение. Из анализа полученных результатов следует, что вероятность пропуска ошибки, определенная методом наблюдения заданного вектора в достаточно большой, но не асимптотической выборке при $r \leq 4$, определяет преимущество линейного сверточного кодирования перед статистической методологией. Однако для $r \geq 5$,

а также с точки зрения поддиапазона аргументов $2np_0(x_\omega) \le k \le n$ преимущество метода СВС в области больших значений статистики возрастает весьма существенно.

Литература

1. **Кобяк И.П.** Сравнительная оценка достоверности методов сигнатурного анализа и счета состояний // Электронное моделирование. 1996. Т. 18. № 1. С. 58–62.

2. **Бертсекас Д**., **Галлагер Р**. Сети передачи данных. М.: Мир, 1989. 544 с.

3. **Риордан Дж.** Комбинаторные тождества. М.: Наука, 1982. 255 с.

4. **Яблонский С.В.** Введение в дискретную математику. М.: Наука, 1986. 384 с.

5. **Кобяк И.П.** О границах вероятностных аргументов при синтезе линейных сигнатур и статистических аргументов // Информационные технологии и системы 2017: материалы Междунар. науч. конф. (Беларусь, Минск, 25 окт. 2017 г.). Минск: БГУИР, 2017. С. 216–217.

Поступила в редакцию 18.11.2019 г.; после доработки 18.11.2019 г.; принята к публикации 28.01.2020 г.

Кобяк Игорь Петрович – кандидат технических наук, доцент кафедры электронных вычислительных машин Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Беларусь, 220600, г. Минск, ул. П. Бровки, 6), IPKobyak2012@mail.ru

References

1. Kobyak I.P. Comparative assessment of reliability of methods of the signature analysis and account of states. *Elektronoye modelirovaniye = Engineering Simulation,* 1996, vol. 18, no. 1, pp. 58–62. (In Russian).

2. Bertsekas D., Gallager R. *Data transmission networks*. Moscow, World Publ., 1989. 544 p. (In Russian).

3. Riordan J. *Combinatory identities*. Moscow, Nauka Publ., 1982. 255 p. (In Russian).

4. Yablonsky S.V. *Introduction to discrete mathematics*. Moscow, Nauka Publ., 1986. 384 p. (In Russian).

5. Kobyak I.P. About borders of probabilistic arguments at synthesis of linear signatures and statistical arguments. Information technologies and systems 2017. *Proceeding of the International scientific conference.* Minsk, 2017, pp. 216–217. (In Russian).

Received 18.11.2019; Revised 18.11.2019; Accepted 28.01.2020.

Information about the author:

Igor P. Kobyak – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Electronic Computing Machines Department, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Belarus, 220600, Minsk, P. Brovki st., 6), IPKobyak2012@mail.ru

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ
BRIEF REPORTS

УДК 621.382:004.94 **DOI:10.24151/1561-5405-2020-25-2-183-188**

Моделирование МДП-варикапа с переносом заряда в программной среде ADS

С.А. Бахвалова, А.Б. Спиридонов, А.А. Фастовец, В.В. Серегин

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

ksl@miee.ru

В качестве базового элемента в управляющих СВЧ-устройствах чаще всего используются *p–i–n*-диоды, основной недостаток которых – высокая потеря мощности на управление состоянием прибора. С появлением МДП-варикапов, токи утечки в которых не превышают 10^{-8} А, появилась возможность уменьшения мощности управления активной фазированной антенной решеткой. Однако данные приборы не нашли промышленного применения из-за временной нестабильности минимального значения емкости при переключении управляющего сигнала. В работе описаны устройство и принцип работы МДП-варикапа с переносом заряда, в котором этот недостаток устранен, что позволяет использовать его в плавных и дискретных СВЧ-фазовращателях. Вольт-фарадная характеристика варикапа с переносом заряда соответствует состоянию нестационарного обеднения МДП-структуры при любом режиме подключения управляющего сигнала. Разработана модель МДП-варикапа с переносом заряда в программной среде Advanced Design System, позволяющая рассчитать емкость и токи, протекающие через варикап. Установлено соответствие расчетных и экспериментальных данных. Проведено моделирование петлевого фазовращателя на 90º на основе МДП-варикапа с переносом заряда в *L*-диапазоне. Потери фазовращателя составили около 1 дБ, ток управления при напряжении управления 10 В равен 28 нА.

Ключевые слова: МДП-варикап; фазовращатель; моделирование; *L*-диапазон

Для цитирования: Бахвалова С.А., Спиридонов А.Б., Фастовец А.А., Серегин В.В. Моделирование МДП-варикапа с переносом заряда в программной среде ADS // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 2. С. 183–188. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-183-188

© С.А. Бахвалова, А.Б. Спиридонов, А.А. Фастовец, В.В. Серегин, 2020

MIS Varicap with Charge Transfer Modeling in the ADS Program Environment

S.A. Bahvalova, A.B. Spiridonov, A.A. Fastovets, V.V. Seregin

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

ksl@miee.ru

Abstract: Pin diodes are most often used as a basic element in microwave control devices, the main drawback of which is the high power loss to control the state of the device. With the appearance of MIS varicap, leakage currents in which do not exceed 10^{-8} A, it is possible to reduce the AESA control power. However, these devices have not been found for industrial use due to the temporary instability of the minimum capacitance value when the control signal is switched. The device and the principle of work of a MIS varicap with charge transfer have been described, in which this disadvantage has been eliminated and this fact allows it to be used in analog and digital microwave phase. The VFC of the VTC corresponds to the state of non-stationary depletion of the MIS structure in any connecting mode of the control signal. A model of a MIS varicap with charge transfer in the Advanced Design System program environment has been developed to calculate the capacity and the currents that flow through the varicap. It has been established that the calculated results correspond to the experimental. Modeling of a loopback phase shifter with a phase change from 0° to 90° based on the MIS varicap with charge transfer in the *L*-range has been carried out. Phase shifter loss was about 1 dB and control current was 28 nA at 10 V control voltage.

Keywords: MIS varicap; phase shifter; modeling; *L*-range

***For citation*:** Bahvalova S.A., Spiridonov A.B., Fastovets A.A., Seregin V.V. MIS varicap with charge transfer modeling in the ADS program environment. *Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 2, pp. 183–188. DOI: 10.24151/1561-5405-2020-25-2-183-188

В качестве базового элемента в управляющих СВЧ-устройствах (фазовращателях, коммутаторах) используется *p*–*i*–*n*-диод [1] и другие полупроводниковые приборы [2]. При смещении в прямом направлении ток *p*–*i*–*n*-диода возрастает экспоненциально, следствием чего являются высокие потери мощности на управление состоянием прибора. При обратном смещении ток *p*-*i*-*n*-диода определяется обратносмещенным *p*–*n*-переходом. Основной недостаток данного активного элемента – высокие потери мощности на управление состоянием прибора [3].

С появлением МДП-варикапов, токи утечки которых не превышают 10^{-8} А, появилась возможность уменьшения мощности управления активной фазированной антенной решеткой. О промышленном использовании стационарных МДП-варикапов в СВЧ-устройствах информация отсутствует. Это связано с нестабильностью минимального значения емкости. Однако известна разработка нового класса МДП-варикапов, у которых данный недостаток устранен благодаря введению в конструкцию узла стока неосновных носителей заряда.

Цель настоящей работы – разработка модели варикапа с переносом заряда (ВПЗ), адаптированной к современным программным средам, таким как Advanced Design System (ADS).

На рис.1 представлена конструкция двухэлектродного МДП ВПЗ [4]. Узел стока содержит резистор, контактирующий с полевым электродом, диффузионную p^+-область, контакт к *p*–*n*-переходу. Вольт-фарадная характеристика (ВФХ) данного ВПЗ приведена на рис.2.

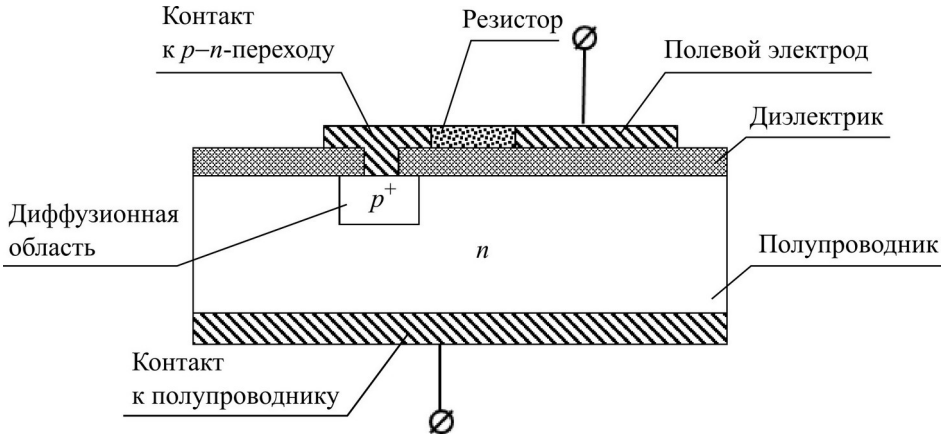


Рис.1. ВПЗ с узлом стока на основе резистора и *p–n*-перехода [4]
Fig.1. MIS varicap with charge transfer (VTC) with a drain node based on resistor and *p–n*-junction [4]

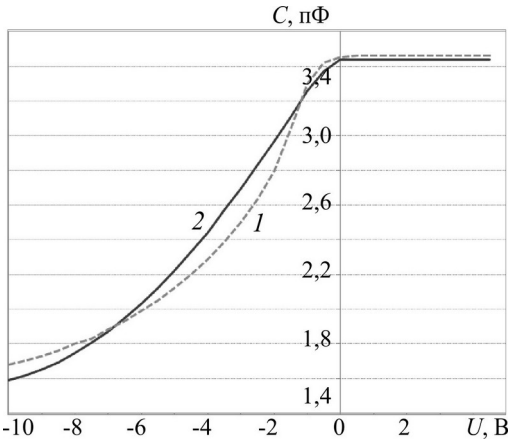


Рис.2. ВФХ ВПЗ: кривая *1* – экспериментальная; *2* – рассчитанная в программной среде ADS
Fig.2. CV-characteristic of VTC: curve *1* – experimental; curve *2* – calculated in ADS program environment

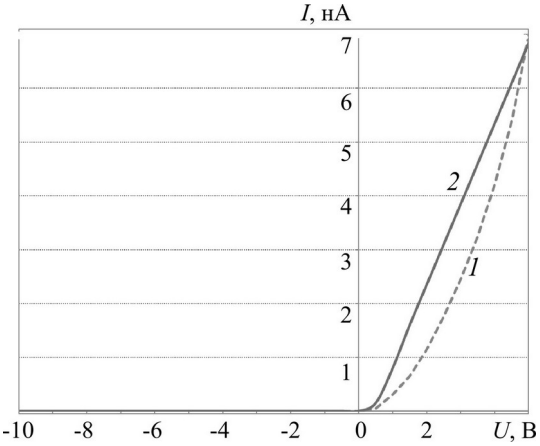


Рис.3. ВАХ ВПЗ: кривая *1* – экспериментальная; *2* – рассчитанная в программной среде ADS
Fig.3. IV-characteristic of VTC: curve *1* – experimental; curve *2* – calculated in ADS program environment

При положительной полярности управляющего напряжения на полевом электроде емкость прибора имеет максимальное значение и определяется удельной емкостью диэлектрика и площадью полевого электрода. Величина резистора должна быть достаточно большой, чтобы шунтирующая цепь узла стока не влияла на величину максимальной емкости и добротность варикапа, в данном случае $R \approx 0{,}7$ ГОм. На рис.3 приведена ВАХ ВПЗ.

С другой стороны, величина резистора имеет ограничение, связанное с работой прибора при отрицательных напряжениях на полевом электроде. В этом режиме *p–n*-переход должен быть смещен в обратном направлении, чтобы профиль потенциала вдоль поверхности полупроводника обеспечивал удаление неосновных носителей заряда из области под полевым электродом через узел стока во внешнюю цепь, при этом сопротивление узла стока $R \approx 2500$ ГОм. Таким образом, минимальное значение емкости ВПЗ будет соответствовать состоянию нестационарного обеднения МДП-структуры и при любом режиме подключения отрицательного управляющего напряжения к полевому электроду.

Функционирование узла стока в ВПЗ обеспечивается при выполнении условия $V_R < V_d$, где V_R – падение напряжения на резистивном элементе узла стока ($V_R = I_0 R$); V_d – падение управляющего напряжения V_y на диэлектрике; I_0 – ток обратносмещенного *p–n*-перехода. Количественная взаимосвязь модулей величин V_d и V_y представлена в [5].

При идентичных электрофизических параметрах МДП-структуры ВПЗ имеет коэффициент перекрытия по емкости больше, чем обычный стационарный МДП-варикап. Если отношение максимального значения емкости к минимальному задано, толщина диэлектрика или уровень легирования полупроводника у ВПЗ может быть больше по сравнению со стационарным МДП-варикапом, что позволяет повысить добротность и достичь предельных частот порядка 30–40 ГГц. Приборы с такими параметрами могут быть использованы в устройствах *L*-диапазона [6]. Известно о разработке плавных фазовращателей с изменением фазы 0–60° на основе ВПЗ [7]. Полученная зависимость фазы от управляющего напряжения практически линейна, что существенно при разработке плавных СВЧ-фазовращателей с изменением фазы 0–360°. При цифровом управлении точность установки фазы может быть очень высокой.

ВФХ ВПЗ (см. рис.2) может быть рассчитана на основе физической эквивалентной схемы прибора [6,8]. ВПЗ – новый активный элемент для схем СВЧ-устройств. В этой связи моделирование и расчет, например, СВЧ-фазовращателей, использующих данный прибор, – важная и перспективная задача. Однако физическая эквивалентная схема [5] не может быть использована в известных программных средах схемотехнического моделирования, таких как Microwave Office и ADS.

На рис.4 приведена модель ВПЗ, реализованная в программной среде ADS.

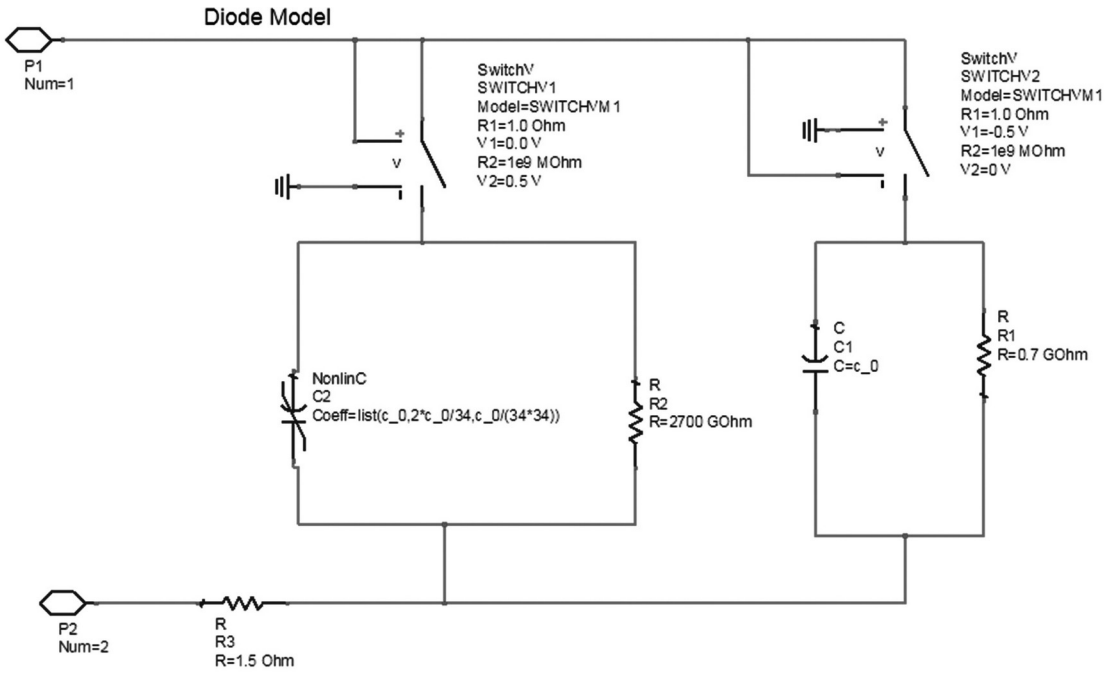


Рис.4. Модель ВПЗ в программной среде ADS
Fig.4. Model of VTC in ADS program environment

Подобная модель позволяет рассчитать не только *S*-параметры фазовращателя, но и определить токи, протекающие через диод. Она содержит сопротивление потерь диода, которое равно 1,5 Ом, две *RC*-цепочки, символизирующие открытое и закрытое состояния диода, два переключателя SWITCHV1 и SWITCHV2, которые под действием управляющего напряжения переключают диод из открытого состояния в закрытое и наоборот. Замкнутое состояние переключателя SWITCHV1 соответствует напряжению на ключе 0 В, разомкнутое – 0,5 В, замкнутое состояние переключателя SWITCHV2 – напряжению на ключе 0,5 В, разомкнутое – 0 В.

Зависимость нелинейной емкости $C2$ от напряжения V в соответствии с ВФХ, приведенной на рис. 2, можно аппроксимировать параболой:

$$C2 = \text{Coeff}[0] + \text{Coeff}[1]\cdot V + \text{Coeff}[2]\cdot V2,$$

где коэффициенты $\text{Coeff}[0] = C_0$, $\text{Coeff}[1]=\frac{C_0}{34}$, $\text{Coeff}[2]=\frac{C_0}{34\times 34}$.

Величина емкости C_0 = 3,46 пФ соответствует емкости диода в открытом состоянии. Величины сопротивлений $R1$, $R2$ и $R3$ измерены экспериментально.

С целью верификации модели и реального ВПЗ в программной среде ADS рассчитаны ВФХ и ВАХ (см. рис.2 и 3). Полученные характеристики согласуются с экспериментальными, максимальное расхождение значений для ВФХ составляет 10%, что позволяет использовать предложенную модель для анализа схем.

Проведено моделирование петлевого фазовращателя на 90° в диапазоне частот 1,7 ± 10% ГГц. Потери фазовращателя составили около 1 дБ, а ток управления при напряжении управления 10 В равен 28 нА.

Таким образом, результаты теоретического моделирования в совокупности с экспериментальными данными подтверждают конкурентоспособность использования ВПЗ в СВЧ-устройствах. Разработанная модель МДП ВПЗ в программной среде ADS – важный инструмент при создании и оптимизации схем на основе ВПЗ.

Литература

1. ***Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А.*** СВЧ-фазовращатели и переключатели. М.: Радио и связь, 1984. 185 с.

2. ***Кочемасов В.Н., Шадский В.А.*** Твердотельные СВЧ-фазовращатели // Электроника: наука, технология, бизнес. 2017. №1. С. 86–100.

3. СВЧ-полупроводниковые приборы и их применение / под ред. Г. Уотсона; пер. с англ. под ред. В.С. Эткина. М.: Мир, 1972. 662 с.

4. МДП-варикап с переносом заряда / ***Ю.В. Сурин, И.И. Петручук, В.С. Нечипоренко и др.*** // Патент России №100333. 2010. Бюл. №34.

5. ***Сурин Ю.В., Спиридонов А.Б., Лицоев С.В.*** Разработка и исследование МДП-варикапов с переносом заряда // Изв. вузов. Электроника. 2015. Т.20. №4. С. 391–396.

6. Расчет и исследование параметров МДП-варикапа с переносом заряда для СВЧ-устройств L-диапазона / ***Ю.В. Сурин, А.Б. Спиридонов, С.В. Лицоев и др.*** // Изв. вузов. Электроника. 2016. Т.21. №5. С. 421–428.

7. ***Спиридонов А.Б., Мартынова В.П., Карповская А.А.*** Исследование параметров плавного фазовращателя на варикапах с переносом заряда // 24-я Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика - 2017» (г. Москва, г. Зеленоград, 19–20 апреля 2017 г.). М.: МИЭТ, 2017. С. 94.

8. ***Зи С.М.*** Физика полупроводниковых приборов. М.: Мир, 1984. Т.1. 456 с.

Поступило в редакцию 17.12.2019 г.; после доработки 27.01.2020 г.; принято к публикации 28.01.2020 г.

Бахвалова Светлана Анатольевна – кандидат 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), ksl@miee.ru

Спиридонов Александр Борисович – кандидат технических наук, доцент кафедры общей физики Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), abspiridonov@gmail.com

Фастовец Анастасия Александровна – аспирант кафедры общей физики Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), nastiya2010@yandex.ru

Серегин Валерий Владимирович – магистрант Института микроприборов и систем управления имени Л.Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), seregin78@list.ru

References

1. Hizha G.S., Vendik I.B., Serebryakova E.A. *Microwave phase shifters and switches*. Moscow, Radio i Svyaz' Publ., 1984. 185 p. (in Russian).

2. Kochemasov V.N., Shadskiy V.A. Solid-state microwave phase shifters. *E'lektronika: nauka, texnologiya, biznes = Electronics: science, technology, business*, 2017, no. 1, pp. 86–100. (in Russian).

3. *Microwave semiconductor devices and their usage*: Trans. from eng. Eds. by G. Uotson and V.S.Etkin. Moscow, Mir Publ., 1972. 662 p.

4. Surin Y.V., Petruchuk I.I., Nechiporenko V.S. et al. *MIS varicap with the charge transfer*. Patent Russia, no.100333, 2010. (in Russian).

5. Surin Y.V., Spiridonov A.B., Litsoev S.V. Design and research of MIS varicaps with the charge transfer. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics,* 2015, vol. 20, no. 4, pp. 391–396. (in Russian).

6. Calculation and research of the MIS varicap with the charge transfer parameters for L-band microwave devices / Y.V. Surin, A.B. Spiridonov, S.V. Litsoev et al. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics,* 2016, vol. 21, no. 5, pp. 421–428. (in Russian).

7. Spiridonov A.B., Martinova V.P., Karpovskaya A.A. Parameters research of an analog phase shifter on the varicaps with the charge transfer. *24th All-Russian interuniversity scientific and technical conference of students and postgraduates «Microelectronics and Informatics-2017». Moscow*, MIET Publ., 2017, p. 94 (in Russian).

8. Zi S.M. *Physics of semiconductor devices*. Moscow, Mir Publ., 1984, vol. 1, 456 p. (in Russian).

Received 17.12.2019; Revised 27.01.2020; Accepted 28.01.2020.

Information about the authors:

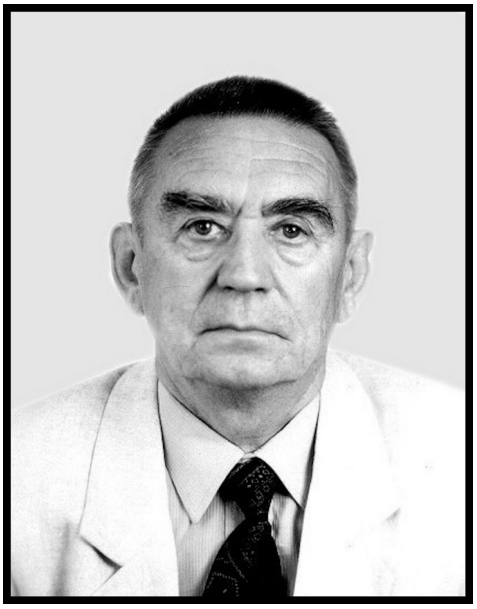
Svetlana A. Bahvalova – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), ksl@miee.ru

Alexandr B. Spiridonov – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the General Physics Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), abspiridonov@gmail.com

Anastasiya A. Fastovets – PhD student of the General Physics Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), nastiya2010@yandex.ru

Valeriy V. Seregin – Master of the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), seregin78@list.ru

Памяти Соколова Евгения Борисовича



31.05.1933–07.02.2020

7 февраля 2020 г. ушел из жизни видный ученый, создатель ряда перспективных материалов для полупроводниковой электроники, доктор технических наук, профессор Евгений Борисович Соколов.

Е.Б. Соколов окончил Московский институт тонкой химической технологии им. М.В. Ломоносова по специальности «Технология редких и рассеянных элементов», работал в Институте «Гиредмет» в лаборатории полупроводникового германия. В 1961 г. защитил кандидатскую диссертацию и основал кафедру технологии полупроводниковых материалов в Московском институте тонкой химической технологии им. М.В. Ломоносова.

В 1968 г. после защиты докторской диссертации Евгений Борисович был избран заведующим кафедрой специальных материалов микроэлектроники Московского института электронной техники (МИЭТ). В этой должности он проработал до 1999 г. С 1999 по 2012 г. Е.Б. Соколов – профессор кафедры материалов и процессов твердотельной электроники, с 2013 г. – профессор кафедры материалов функциональной электроники, в последние годы – профессор-консультант Института перспективных материалов и технологий МИЭТ. В процессе становления МИЭТ Е.Б. Соколов совмещал работу заведующего кафедрой с должностью декана физико-химического факультета (1973–1984 гг.). Под его руководством были созданы дисциплины по программам обучения по специальности «Технология полупроводников и материалов электронной техники» и осуществлялся выпуск инженеров.

Научная школа Е.Б. Соколова включала в себя широкий спектр исследований и разработок технологий в области материалов и приборов электронной техники. Разработанные под его руководством методы получения особочистых веществ и гидридов, применяемых при эпитаксии полупроводниковых соединений, используются в промышленности в настоящее время. Процессы газофазной эпитаксии широкозонных полупроводников, в первую очередь нитридов элементов третьей группы, – научная основа революционного прорыва в области ярких светодио-

дов на гетероструктурах на сапфировой подложке.

Исследования поведения примесей в полупроводниках (кремнии и соединениях) позволили впервые реализовать промышленное получение кремния с заданными свойствами с использованием при легировании третьего компонента.

Научной школой профессора Е.Б. Соколова подготовлено 136 кандидатов и докторов наук для научных организаций и высших учебных заведений городов России (Владикавказ, Новгород, Нижний Новгород и др.). Е.Б. Соколов – автор более 850 научных трудов и 100 изобретений.

В последнее время Евгений Борисович работал над такими проблемами полупроводниковой энергетики, как совершенствование процессов преобразования солнечной энергии и создание эффективных экономичных источников света. Активно занимался внедрением новаций в технологии материалов полупроводниковой энергетики и в первую очередь по снижению деградации преобразователей.

Работы Е.Б. Соколова признаны научной общественностью. Евгений Борисович – лауреат Государственной премии СССР. За активную и плодотворную работу в области науки и образования Е.Б. Соколов награжден орденом Трудового Красного Знамени, знаком «Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации», имеет почетное звание «Заслуженный профессор МИЭТ».

Своим организаторским талантом, активной жизненной позицией, высокой культурой и эрудицией, преданностью общему делу, всегда доброжелательным отношением к людям Евгений Борисович снискал авторитет и огромное уважение коллег и студентов.

Выражаем соболезнование родным и близким Евгения Борисовича.

Редколлегия

ЮБИЛЕИ

Грибову Борису Георгиевичу – 85 лет

7 апреля 2020 г. исполнилось 85 лет известному ученому в области материалов для электроники, доктору химических наук, профессору, члену-корреспонденту РАН Борису Георгиевичу Грибову.

В 1958 г. Б.Г. Грибов окончил Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова по специальности «Химия». Трудовую деятельность начал младшим научным сотрудником в филиале Института химической физики Академии наук СССР, где работал до 1964 г. В июне 1963 г. ему была присвоена ученая степень кандидата химических наук.

В 1964 – 1987 гг. Борис Георгиевич работал в НИИ материаловедения (г. Зеленоград): младшим научным сотрудником, начальником отдела, заместителем директора НИИ материаловедения по производству – директором завода «ЭЛМА».

В 1987 г. Б.Г. Грибов назначен генеральным директором Научно-производственного объединения «ЭЛМА» – директором НИИ материаловедения им. А.Ю. Малинина – директором завода «ЭЛМА». В то время в НПО входили материаловедческие научно-исследовательские и производственные предприятия Министерства электронной промышленности СССР, расположенные в городах Зеленограде, Торжке, Калуге, Ставрополе, Ереване.

В 1974 г. Б.Г. Грибову присвоена ученая степень доктора химических наук, в 1976 г. – ученое звание профессора.

Большую научно-производственную работу Борис Георгиевич совмещал с активной преподавательской деятельностью, будучи профессором кафедры специальных материалов микроэлектроники



и членом ГЭК на физико-химическом факультете МИЭТ.

В 1982 г. Б.Г. Грибов назначен главным конструктором отрасли по материалам электронной техники. Под его руководством формировались перспективные программы и осуществлялись конкретные планы развития электронного материаловедения.

В 1984 г. профессор Б.Г. Грибов избран членом-корреспондентом Академии наук СССР. На протяжении длительного времени он возглавлял один из экспертных советов Высшей аттестационной комиссии при Совете Министров СССР.

В 1990 – 2014 гг. Б.Г. Грибов работал директором Государственного научно-исследовательского института особо чистых материалов, в настоящее время Борис Георгиевич – советник генерального директора АО «НИИМЭ». Б.Г. Грибов занимается исследованиями, разработкой и организацией производства отечественных высокочистых материалов для электронной промышленности. При его уча-

стии составлена и утверждена программа производства электронных материалов на 2020–2030 гг., организован выпуск ряда высокочистых материалов.

Основное направление научной деятельности Б.Г. Грибова – исследования в области особо чистых материалов электронной техники, разработка новых экономически эффективных методов получения материалов и внедрение их в производство; прогнозирование актуальных направлений электронного материаловедения и решение вопросов экологически чистого производства материалов.

Б.Г. Грибов – основоположник применения металлоорганических соединений в электронике, основатель научной школы по комплексному исследованию физико-химических свойств перспективных для электроники металлоорганических соединений, разработке технологий их синтеза и очистки, разработке и развитию методов получения тонких металлических, диэлектрических и полупроводниковых покрытий путем термического разложения металлоорганических соединений в паровой фазе, разработке научных и практических основ применения металлоорганических соединений в электронной технике.

Б.Г. Грибов – ведущий ученый в области электронного материаловедения, автор более 300 научных трудов, 100 изобретений и ряда зарубежных патентов, в 1984 г. ему присвоено почетное звание «Заслуженный изобретатель РСФСР».

Борис Георгиевич неоднократно избирался депутатом Зеленоградского городского совета и депутатом Моссовета.

За большие заслуги в научно-производственной деятельности Борис Георгиевич Грибов награжден орденами Октябрьской Революции, «Знак Почета», медалями. В 1976 г. за разработку и использование новых материалов в промышленности Б.Г. Грибов удостоен звания лауреата Государственной премии СССР, в 1988 г. за разработку, организацию серийного производства и внедрение в медицинскую практику искусственных клапанов сердца – звания лауреата премии Совета Министров СССР.

Сердечно поздравляем Бориса Георгиевича с юбилеем, желаем крепкого здоровья и дальнейшей активной творческой деятельности!

Редколлегия

Быкову Дмитрию Васильевичу – 75 лет

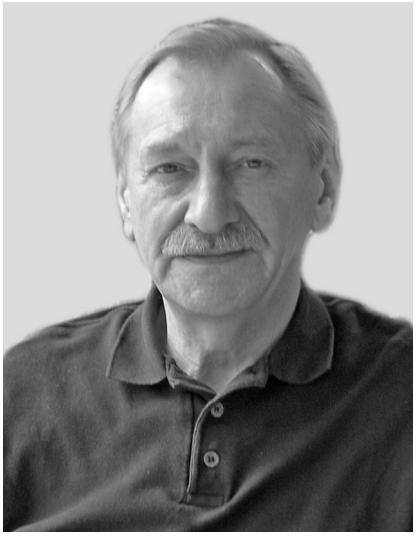
4 апреля 2020 г. исполнилось 75 лет Дмитрию Васильевичу Быкову, доктору технических наук, профессору департамента электронной инженерии Московского института электроники и математики им. А.Н. Тихонова Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики».

В 1969 г. Д.В. Быков окончил Московский институт электроники и математики (МИЭМ) по специальности «Полупроводниковое и электровакуумное машиностроение» и три года работал в промышленности. С 1972 г. вся научная, педагогическая и административная деятельность Д.В. Быкова связана с МИЭМ. Он начал работать в студенческом конструкторском бюро и последовательно прошел все ступени – от старшего инженера до руководителя СКБ.

В 1980 – 1983 гг. Дмитрий Васильевич – проректор МИЭМ по административно-хозяйственной работе, в 1988 – 1990 гг. – проректор по научной работе. В 1980 г. Д.В. Быков защитил кандидатскую диссертацию, в 1988 г. – докторскую; в 1990 г. стал профессором и был избран заведующим кафедрой физических основ электронной техники. В том же году профессор Д.В. Быков был избран на должность ректора МИЭМ и проработал в этой должности 20 лет.

В 1993 г. в МИЭМ организован новый факультет – экономики и математики – и начата подготовка кадров по специальностям «Менеджмент», «Математические методы в экономике», «Национальная экономика» (в рамках совместного образовательного проекта единого союзного государства Россия – Беларусь).

Учитывая большую потребность г. Москвы в квалифицированных кадрах в области информатики, управления качеством, сервиса, дизайна и рекламы, в



МИЭМ были открыты новые специальности: «Информационные системы и технологии», «Организация и технология защиты информации (компьютерная безопасность)», «Управление качеством», «Стандартизация и сертификация», «Дизайн». Одновременно была усилена подготовка по традиционным для МИЭМ направлениям, таким как электроника и радиоэлектроника. Появились и новые специальности электронного профиля «Микроэлектроника и твердотельная электроника», «Проектирование и технология электронных средств» (очная и дистанционная формы).

Успешно развивалось партнерство МИЭМ с ведущими зарубежными фирмами в области электроники, вычислительной техники, сетевых технологий. Были организованы совместные учебно-научные центры с корпорациями Motorola, ZyXEL, Mentor Graphics, Synopsys и другими, уровень обучения в которых соответствовал самым высоким международным стандартам.

Д.В. Быков – известный ученый в области теоретических основ вакуумной техники, его работы посвящены исследо-

ванию процессов взаимодействия разреженных газов с поверхностью твердых тел в вакууме. Дмитрий Васильевич руководил научной школой «Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники», в составе которой 6 лауреатов Государственной премии и заслуженных деятелей науки, 8 докторов и 12 кандидатов наук. Под его руководством защищены 18 кандидатских диссертаций, также он являлся консультантом 3 докторских диссертаций.

Дмитрий Васильевич Быков – автор более 140 научных работ, учебника и учебных пособий, 10 изобретений и патентов. Его работы опубликованы в ряде авторитетных зарубежных журналов, ему присуждена премия Национального фонда инженеров Индии за научные заслуги и развитие научно-технического сотрудничества, результаты его научных исследований внедрены в промышленность с ощутимым техническим и экономическим эффектом.

За разработку и внедрение в радиотехнические комплексы функциональных узлов на объемных интегральных схемах СВЧ в составе коллектива ученых и работников промышленности Д.В. Быкову присуждена премия Правительства РФ в области науки и техники за 1996 г. В 2008 г. за цикл работ по созданию и учебно-методическому обеспечению образовательной программы «Концентрированные потоки энергии и их воздействие на материалы» Д.В. Быкову присуждена Премия Правительства РФ в области образования.

Д.В. Быков в течение 10 лет являлся членом экспертного совета ВАК.

В 1992 г. по инициативе Д.В. Быкова создана Общероссийская общественная организация «Российское научно-техническое вакуумное общество», объединяющая 1470 специалистов, ученых и преподавателей из 46 регионов России. В данное время Д.В. Быков является почетным Председателем Совета этой организации.

За многолетнюю работу по развитию и совершенствованию образовательного процесса и технологий, активное участие в научных исследованиях и большой вклад в подготовку высококвалифицированных кадров Дмитрий Васильевич Быков награжден орденом «Знак Почета» и медалями, знаком «Почетный работник высшего профессионального образования РФ», в 2011 г. ему присвоено почетное звание «Заслуженный работник высшей школы Российской Федерации».

Поздравляем Дмитрия Васильевича с юбилеем, желаем крепкого здоровья и успехов в научной и педагогической деятельности!

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 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 также должны быть переведены на английский язык.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

Список авторов и сведения о них:

- оформляется отдельным файлом;

- необходимо указать: фамилию, имя, отчество полностью; ученую степень, ученое звание, должность, место работы, служебный адрес (на русском и английском языках), служебный телефон, e-mail;

- указать автора, ответственного за прохождение статьи, для аспирантов – научного руководителя.

Плата за публикацию статей не взимается.

Статьи направлять по адресу: 124498, г. Москва, г. Зеленоград, площадь Шокина, дом 1, МИЭТ, редакция журнала «Известия вузов. Электроника», комн. 7231.

Тел.: 8-499-734-62-05

E-mail: magazine@miee.ru

http://ivuz-e.ru

3rd International Conference on Microelectronic Devices and Technologies (MicDAT '2020)

21 - 23 October 2020
Tenerife (Canary Islands), Spain

The conference is the 3rd of a series of annual International Conferences on Microelectronic Devices and Technologies (MicDAT) held in Barcelona (Spain), 2018 and in Amsterdam (The Netherlands), 2019 organized by IFSA. The MicDAT' 2020 conference is intended to create awareness of the huge potential of modern microelectronic technologies and to improve understanding on the recent challenges in a wide range of applications. A number of recognized experts from both: academy and industry in the field of microelectronic design will be invited to give their view in selected application areas. Featuring strong participation of industry and academia, the MicDAT' 2020 conference will provide an excellent opportunity to exchange ideas and present latest advancements in these areas.

The aim of MicDAT series of conference is to provide an annual world forum for the presentation and discussion of recent advances in microelectronics, and bring together leading international researchers, engineers and practitioners interested on any of the microelectronics related technologies.

Topics of interests included but not limited to:

- Analog, digital, mixed, and RF circuits and related design methodologies;
- Analog-to-Digital Converters (ADC);
- Voltage-to-Frequency Converts (VFC);
- Frequency-to-Digital Converters (FDC);
- Time-to-Digital Converters (TDC);
- Semiconductor Devices: physics and technology;
- Circuit Theory and Applications;
- Active and Passive Electronic Components;
- Logic, architectural, and system level synthesis;
- Nonlinear circuits;
- Microprocessors, microcontrollers and DSPs;
- Testing, design for testability, built-in self-test;
- Area, power, and thermal analysis and design;
- Mixed-domain simulation and design;
- Embedded systems, low-power designs;
- VLSI Circuit and Systems design;
- Non-von Neumann computing and related technologies and circuits;
- Design and test of high complexity systems integration;
- SoC, MPSoC, NoC, SIP, and NIP design and test;
- Process technologies, CMOS, BJT, BiCMOS, GaAs;
- 3-D integration design and analysis;
- Emerging device technologies and circuits, such as FinFETs, SETs, spintronics, SFQ, MTJ, etc.;
- Design for Manufacturability/Technology Optimization/ Yield & Quality;
- Microelectronics processing and materials;
- Semiconductor processing;
- Modern electronics materials;
- Solid-state electronics;
- Quantum electronics;
- Thin solid films;
- Nanoprocessing, nanotechnology and nanofabrication;
- Nanoelectronics and Spintronics;
- Flexible and stretchable electronics;
- MEMS, MOEMS and NEMS;
- Computer-Aided Design (CAD) of Integrated Circuits;
- Hardware/software co-design;
- Algorithms, methods and tools for modeling, simulation, synthesis and verification of ICs;
- Electronic materials science and technology;
- Electronics Cooling and Thermal Control;
- Optoelectronics;
- Organic electronic materials and devices;
- Microelectronics reliability and qualification;
- Assembly and Packaging.

Special Sessions: Authors are welcome to organize and manage special sessions during the conference. Each session will contain 4-6 papers in a related field as specified above or proposed by a session organizer.

Session organizers will get: Certificate of appreciation; Free registration for the event; Special publishing theme within conference proceedings; Free article and book chapter post conference publications in appropriate open access journals and '*Advances in Microelectronics: Reviews*', Book Series, Vol. 3.

Contribution Types: Keynote presentations and invited talks; Industrial presentations; Special Sessions' presentations; Regular papers; Posters; Exhibition.

Confirmed Special Session: Quantum Computing on Silicon.

Deadlines:

Submission (2-page abstract):	**5 May 2020**
Notification of acceptance:	**15 June 2020**
Registration:	**30 June 2020**
Camera ready (4-6 pages paper):	**15 September 2020**

Organising Committee:

Chairman: Prof., Dr. Sergey Y. Yurish (IFSA, Spain); **Advisory Chairman:** Prof., Dr. Edward Hrynkievicz (Silesian University of Technology, Poland), Prof. K.O. Petrosyants (Moscow Institute of Electronics and Mathematics, Russia), Dr. Josef Huran (Slovak Academy of Science, Slovakia); **Industry Advisory Chairman:** Dr. Rozalia Beica (The Dow Chemical Company, USA); **Conference Manager:** Mrs. Tetyana Zakharchenko (IFSA Publishing, S.L., Spain).

http://www.micdat-conference.com/