



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

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

Электроника

PROCEEDINGS OF UNIVERSITIES. ELECTRONICS

Том 27

№ 2

март – апрель

Vol. 27

No. 2

March – April

2022

XI Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» (МЭС-2022)

г. Москва, г. Зеленоград, март – ноябрь 2022 г.

Очередная XI Всероссийская с международным участием научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» (МЭС-2022) проводится с марта по ноябрь 2022 г. в очно-заочном формате.

Прием докладов осуществляется с 1 марта по 1 сентября 2022 г.

Организатор и проводящая организация: Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук.

Соорганизатор: Казенное предприятие города Москвы «Корпорация развития Зеленограда».

Оператор: Московское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова.

Учредители: Российская академия наук, Министерство науки и высшего образования Российской Федерации, Отделение нанотехнологий и информационных технологий РАН, Российский фонд фундаментальных исследований, Правительство г. Москвы, ОА «Концерн радиостроения «Вега», Институт нанотехнологий микроэлектроники РАН, Институт электронных управляющих машин им. И. С. Брука, АО «НИИМА «Прогресс», Префектура Зеленоградского АО г. Москвы, Институт проблем информатики РАН, МИРЭА – Российский технологический университет, Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Южный федеральный университет, Университет Иннополис.

Официальные партнеры: Фонд инфраструктурных и образовательных программ (Группа РОСНАНО), Инновационный центр «Сколково», Intel Corporation, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, НПК «Технологический центр».

Спонсоры: АО «КАДФЕМ Си-Ай-Эс», АО «МЕГРАТЕК», ЗАО «ПКК Миландр», АО НПЦ «ЭЛВИС», АО «МЦСТ».

Основные обсуждаемые темы:

- Теоретические аспекты проектирования микро- и наноэлектронных систем (МЭС).
- Методы и средства автоматизации проектирования микро- и наноэлектронных схем и систем (САПР СБИС).
- Опыт разработки цифровых, аналоговых, цифроаналоговых, радиотехнических функциональных блоков СБИС.
- Особенности проектирования СБИС для нанометровых технологий.
- Системы на кристалле перспективной РЭА.

Все принятые доклады будут опубликованы в Сборниках трудов конференции, предложены к обсуждению и выставлены на голосование. По результатам голосования победители получают денежные призы, призеры – почетные дипломы. Сборники трудов конференции МЭС включены ВАК в Перечень российских рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук.

Более подробную информацию о конференции можно получить на сайте:
<http://www.mes-conference.ru>

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



Известия высших учебных заведений. ЭЛЕКТРОНИКА

Том 27, № 2, 2022
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

Беспалов Владимир Александрович – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)

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

Газарина Лариса Геннадьевна – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)

Гапоненко Сергей Васильевич – акад. НАН Беларуси, д.физ.-мат.н., проф., Белорусский республиканский фонд фундаментальных исследований (Минск, Беларусь), ORCID: 0000-0003-3774-5471

Горбачевич Александр Алексеевич – акад. РАН, д.физ.-мат.н., проф., Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН (Москва, Россия), ORCID: 0000-0002-1950-356X

Коноплёв 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)

Лабунюк 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

Меликян Вазген Шаваршович – чл.-корр. НАН Армении, д.т.н., проф., ЗАО «Синописис Армения» (Ереван, Армения), ORCID: 0000-0002-1667-6860

Неволин Владимир Кириллович – д.физ.-мат.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия), ORCID: 0000-0003-4348-0377

Неволин Владимир Николаевич – д.физ.-мат.н., проф., Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ» (Москва, Россия)

Переверзев Алексей Леонидович – д.т.н., доц., МИЭТ (Москва, Россия),
ORCID: 0000-0002-5834-5138
Петросяниц 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 техно-
логический 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
Тимошенко 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 *И. М. Доронина*
Редактор *А. В. Тихонова*
Корректор *И. В. Проскуракова*
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 14.04.2022. Формат бумаги 60×84 1/8. Цифровая печать.
Объем 14,415 усл.печ.л., 13,108 уч.-изд.л. Тираж 150 экз. Заказ № 4. 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 соиска-
ние 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 Crossref.

Плата за публикацию статей не взимается.

Подписной индекс в каталоге «Пресса России» ООО «Агентство «Книга-Сервис» – 38934.
Подписной индекс в каталоге «Периодические издания. Газеты и журналы»
ООО «Урал-Пресс Округ» – 47570.

СОДЕРЖАНИЕ

Технологические процессы и маршруты

- Ромашкин А. В., Поликарпов Ю. А., Левин Д. Д., Неволин В. К.* Прозрачный проводящий электрод на основе углеродных нанотрубок, формируемый аэрозольным распылением на полимерном слое РЗНТ:PCBM..... 159
- Лучинин В. В., Панов М. Ф., Павлова М. В., Рыбка Ф. Е.* Оптический контроль параметров подложек и эпитаксиальных структур карбида кремния..... 175

Элементы интегральной электроники

- Комаров В. Т.* Моделирование СВЧ-усилителей мощности на GaN-транзисторах 187

Схемотехника и проектирование

- Щагин А. В., Нгуен Тхань Зыонг, Чжо Сое Вин.* Сравнительный анализ электроприводов производственных станков 193
- Матюха В. А., Волощук С. С., Мосин С. Г.* Разработка универсального настраиваемого вычислителя целочисленного квадратного корня на базе ПЛИС 205
- Ефанов Д. В., Зуева М. В.* Коды с суммированием по произвольному модулю в схемах встроенного контроля, реализованных по методу логического дополнения 218
- Kostanyan H. T.* Skew improvement method for digital delay lines
(*Костанян А. Т.* Метод выравнивания отклонения сигнала для цифровых линий задержки)..... 233

Микро- и наносистемная техника

- Йе Ко Ко Аунг, Симонов Б. М., Тимошенков С. П.* Анализ усталости и оценка числа циклов воздействия до выхода из строя чувствительного элемента микромеханического емкостного акселерометра 240

Интегральные радиоэлектронные устройства

- Магеррамов Р. В.* Математическое моделирование контура фазовой автоподстройки частоты для реализации АЦП 248

Информационно-коммуникационные технологии

- Петров Е. Н., Портнов Е. М.* Исследование возможностей рекуррентных нейронных сетей для решения задачи классификации слабоструктурированной информации на примере библиографических данных 259
- Дорогова Е. Г., Дорогов В. Г., Микитась А. В., Баин А. М., Маршалов В. Н.* Моделирование информационных систем с управляемой дисциплиной обслуживания в целях повышения качества обслуживания запросов 268

Конференции

- XI Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» (МЭС-2022)..... 2-я стр. обложки
- К сведению авторов 275



Proceedings of Universities.
ELECTRONICS

Volume 27, No. 2, 2022
March – April

The scientific 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. Gavrilo – 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

Vladimir A. Beshpalov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)

Dmitri V. Bykov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., National Research University Higher School of Economics (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0002-4935-7292

Larisa G. Gagarina – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)

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

Sergey V. Gavrilo – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Institute for Design Problems in Microelectronics of RAS (Moscow, Russian), ORCID: 0000-0003-0566-4482

Aleksandr A. Gorbatshevich – Acad. RAS, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., P.N. Lebedev Physical Institute of the RAS (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0002-1950-356X

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., Optolink LLC (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)

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

Vazgen S. Melikyan – Cor. Mem. NAS of Armenia, Dr. Sci. (Eng.), Prof., CJSC Company “Synopsys Armenia” (Yerevan, Armenia), ORCID: 0000-0002-1667-6860

Vladimir K. Nevolin – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., MIET (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0003-4348-0377

Vladimir N. Nevolin – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., National Research Nuclear University MEPhI (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 Microe-
lectronics 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 *Doronina I. M.*
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 14.04.2022. Sheet size 60×84 1/8. Digital printing. Conventional printed
sheets 14,415. Number of copies 150. Order no. 4. 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 Crossref.

The fee for the publication of articles is not charged.

The subscription index in catalogue "Russian Press" LLC "Agency "Book-Service" – 38934.
The subscription index in catalogue "Periodicals. Newspapers and magazines"
LLC "Ural-Press Okrug" – 47570.

CONTENTS

Technological processes and routes

- Romashkin A. V., Polikarpov Yu. A., Levin D. D., Nevolin V. K.* Transparent conductive electrode based on carbon nanotubes formed by spray deposition on polymer P3HT:PCBM layer..... 159
- Luchinin V. V., Panov M. F., Pavlova M. V., Rybka F. E.* Optical control of the parameters of substrates and epitaxial structures of silicon carbide 175

Integrated electronics elements

- Komarov V. T.* The simulation of microwave power amplifiers on the GaN transistors 187

Circuit engineering and design

- Shchagin A. V., Nguyen Thanh Duong, Kyaw Soe Win.* Comparative analysis of electric drives of processing equipment 193
- Matyukha V. A., Voloshchuk S. S., Mosin S. G.* Development of a universal configurable integer square root calculator based on FPGA 205
- Efanov D. V., Zueva M. V.* Sum codes by arbitrary modulus in concurrent error-detection circuit implemented by the Boolean complement method..... 218
- Kostanyan H. T.* Skew improvement method for digital delay lines 233

Micro- and nanosystem technology

- Ye Ko Ko Aung, Simonov B. M., Timoshenkov S. P.* Fatigue analysis and estimation of the number of exposure cycles before failure of the sensitive element of the micromechanical capacitive accelerometer..... 240

Integrated radioelectronic devices

- Magerramov R. V.* Mathematical model of the phase-locked loop circuit for the ADC implementation..... 248

Information-communication technologies

- Petrov E. N., Portnov E. M.* Investigation of the capabilities of recurrent neural networks for solving the problem of classification of poorly structured information on the example of bibliographic data 259
- Dorogova E. G., Dorogov V. G., Mikitas A. V., Bain A. M., Marshalov V. N.* Modeling of IT systems with a managed service discipline in order to improve the query serving quality 268

Conferences

- XI All-Russian scientific and technical conference «Problems of development of advanced micro- and nanoelectronic systems»..... 2 cover page

- Instructions for authors 275

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ И МАРШРУТЫ TECHNOLOGICAL PROCESSES AND ROUTES

Научная статья

УДК [621.793:621.315.5]:681.7.064.455::621.383.51

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-2-159-174

Прозрачный проводящий электрод на основе углеродных нанотрубок, формируемый аэрозольным распылением на полимерном слое РЗНТ:РСВМ

А. В. Ромашкин, Ю. А. Поликарпов, Д. Д. Левин, В. К. Неволин

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

romaleval@gmail.com

Аннотация. Солнечные элементы на основе органических материалов характеризуются недостаточной временной стабильностью, особенно перовскитные солнечные элементы, что делает важным исследования альтернативных материалов электродов и методов их нанесения. Применение композитов полимеров и неорганических материалов, в частности углеродных нанотрубок (УНТ), без легирования позволяет повысить стабильность солнечных элементов и снизить их стоимость. В работе представлены результаты растворимости смеси РЗНТ:РСВМ в различных растворителях. Определены растворители и смеси для подготовки стабильных дисперсий УНТ для аэрозольного нанесения на полимерный слой без его перерастворения с формированием прозрачных (более 75 %) проводящих слоев с сопротивлением менее 5 кОм/□ без легирования или процедур постобработки слоя. Для слоев УНТ на стеклянных подложках и подложках с полимерным слоем РЗНТ:РСВМ с использованием электрических измерений, карт спектров комбинационного рассеяния света и атомно-силовой микроскопии измерены удельные сопротивления, неоднородность распределения УНТ, а также оценено количество остаточного растворителя. Расход УНТ для формирования слоя с сопротивлением 5 кОм/□ составляет от 31 до 146 мкг/см² в зависимости от используемых растворителей. Установлено, что наиболее оптимальными с точки зрения однородности распределения УНТ на стекле и низкого содержания остаточного растворителя является диэтанол и его смесь с 1-гексанолом. Наименьшее сопротивление слоя УНТ на полимерном слое РЗНТ:РСВМ при заданной прозрачности достигнуто при использовании смеси пропиленгликоля и PGMEA.

Ключевые слова: углеродная нанотрубка, аэрозольное распыление, прозрачный проводящий слой, солнечный элемент, спектроскопия комбинационного рассеяния света, атомно-силовая микроскопия, остаточный растворитель

© А. В. Ромашкин, Ю. А. Поликарпов, Д. Д. Левин, В. К. Неволин, 2022

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых (грант № МК-1024.2020.8, соглашение № 075-15-2020-439).

Для цитирования: Ромашкин А. В., Поликарпов Ю. А., Левин Д. Д., Неволин В. К. Прозрачный проводящий электрод на основе углеродных нанотрубок, формируемый аэрозольным распылением на полимерном слое P3HT:PCBM // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 159–174. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-159-174>

Original article

Transparent conductive electrode based on carbon nanotubes formed by spray deposition on polymer P3HT:PCBM layer

A. V. Romashkin, Yu. A. Polikarpov, D. D. Levin, V. K. Nevolin

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

romaleval@gmail.com

Abstract. Solar cells based on organic materials are characterized by insufficient long-term stability, especially for perovskite solar cells. This emphasizes the importance of studies of alternative materials for electrodes and of their deposition methods. The use of composites of polymers and inorganic materials, in particular carbon nanotubes (CNTs), without doping makes it possible to increase solar cells stability and to reduce their cost. In this work, the results of the solubility of the P3HT:PCBM blend in various solvents are presented. Solvents and mixtures suitable for the preparation of stable dispersions of CNTs for spray deposition on the polymer layer without mixing of layers, with formation of transparent (more than 75 %) conductive layers having resistance of less than 5 k Ω / \square without using doping or layer post-treatment procedures were determined. For CNT layers on glass substrates and substrates with a P3HT:PCBM layer, electrical measurements, Raman maps, and atomic force microscopy were used to measure the resistivity, the nonuniformity of the CNT distribution, and to estimate the amount of residual solvent. CNT consumption for the formation of a layer with a resistance of 5 k Ω / \square ranged from 31 to 146 $\mu\text{g}/\text{cm}^2$, depending on the used solvents. It has been established that CNT dispersion with diacetone alcohol or its mixture with 1-hexanol was optimal from the point of view of uniformity of CNT distribution on glass and low content of residual solvent. The lowest resistance of the CNT layer on P3HT:PCBM at fixed transparency was achieved when using a mixture of propylene glycol and PGMEA.

Keywords: carbon nanotube, spray deposition, transparent conductive layer, solar cell, Raman spectroscopy, atomic force microscopy, residual solvent

Funding: the work has been supported by grant of the President of the Russian Federation for state support of young Russian scientists (grant No. МК-1024.2020.8, agreement No. 075-15-2020-439).

For citation: Romashkin A. V., Polikarpov Yu. A., Levin D. D., Nevolin V. K. Transparent conductive electrode based on carbon nanotubes formed by spray deposition on polymer P3HT:PCBM layer. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 159–174. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-159-174>.

Введение. Солнечные элементы (СЭ) на основе органических материалов характеризуются недостаточной временной стабильностью, особенно перовскитные, а проводящие материалы электродов и их вакуумное нанесение обуславливают большую часть стоимости СЭ [1, 2]. Поэтому исследование альтернативных материалов электродов и методов их нанесения – важная задача.

Применение композитов полимеров и неорганических материалов, в частности углеродных нанотрубок (УНТ), без легирования позволяет даже во влажной среде повысить временную стабильность перовскитных СЭ и снизить их стоимость [3, 4]. Замена металла и/или ИТО (оксид индия-олова) на УНТ обеспечивает слабую зависимость проводимости электрода от концентрации анионов Γ^- и CN^- , что дополнительно увеличивает временную стабильность структур [5]. Нанесение большого количества слоев СЭ из раствора, например, методом аэрозольного распыления снижает стоимость СЭ и успешно применяется для осаждения фотоактивных [6] и буферных слоев [7] без уменьшения квантовой эффективности по сравнению с вакуумными методами. Разработка методов формирования верхнего прозрачного проводящего электрода обеспечивает реализацию тандемных [8] и полупрозрачных СЭ [9], что существенно расширяет возможности их использования. На основе легированных УНТ могут быть сформированы слои с удельным сопротивлением менее $75 \text{ Ом}/\square$ [10]. Однако со временем легирование приводит к деградации параметров. Тем не менее без постобработки и при нанесении УНТ не в качестве нижнего слоя, а на сформированную структуру СЭ достижение приемлемой электропроводности при сохранении прозрачности является актуальной задачей.

Металлические микропроводники, наносимые по маске [9], реализуют недостаточно эффективный сбор заряда СЭ, поэтому объединение их с УНТ позволяет снизить требования к электропроводности последних. При этом наиболее распространенные для подготовки дисперсии УНТ растворители [11] часто не подходят ввиду высокого перерастворения полимеров P3HT, MEH-PPV и Spiro-OMeTAD, используемых в качестве дырочно-транспортного слоя [12]. Для некоторых из них, в частности для NMP, DMSO, DMA, данные по растворимости P3HT, особенно при повышенных температурах, в литературе не встречаются. Некоторые растворители, такие как DMF, толуол, галогенированные растворители, имеют слишком высокую растворимость перовскитов или дырочно-проводящих материалов [13]. В случае использования тонких дырочно-транспортных слоев высокая растворимость может приводить к перераспределению и возникновению прямого контакта между фотоактивным и проводящим слоями, что существенно снижает квантовую эффективность [12]. Также высокая растворимость повышает сопротивление УНТ по слою [14], что требует увеличения толщины слоя (более 80 нм), и уменьшает его прозрачность (менее 60 %). При этом большое значение имеет однородность слоя УНТ, на которую существенно влияет выбранный растворитель [4].

Отметим, что аэрозольное формирование обеспечивает высокое качество интерфейса на границе перовскит – УНТ и большую квантовую эффективность СЭ. Хлорпроизводные ароматические углеводороды (хлорбензол) не растворяют перовскитный слой, однако неприменимы для нанесения на дырочно-транспортный слой, так как растворяют многие полимеры, достаточно токсичны и плохо отвечают требованиям экологичности производства. Аэрозольное распыление отличается меньшей стоимостью при масштабируемости производства [15] за счет минимальных потерь материала и требований к чистоте помещений, а также широкого выбора растворителей из-за меньшего влияния смачиваемости подложки на процесс формирования тонкого слоя по сравнению с центрифугированием, что важно для последовательного нанесения слоев из растворов.

Цель настоящей работы – разработка методов нанесения прозрачных проводящих слоев на основе УНТ на фотоактивные слои или дырочно-транспортные слои без существенного перерастворения слоя; методов оценки степени перерастворения и определения остаточного растворителя в слое и наиболее эффективных растворителей для снижения расхода материала УНТ при обеспечении наибольшей однородности по слою.

Материалы и методы. В качестве подложки применяли покрывное стекло с нанесенным методом магнетронного распыления слоем титана с дополнительным слоем оксида титана (TiO_2) толщиной 30 и 5 нм соответственно. Титан служил нижним электродом, собирающим электроны, а также использовался для подтверждения отсутствия сквозной проводимости. Фотоактивный полимерный слой состоял из смеси (1:1) полимера РЗНТ и производного фуллерена РСВМ (Lumtec, Тайвань). Согласно обратной геометрии СЭ (собирающий электроны слой находится снизу) смесь РЗНТ:РСВМ для формирования слоя с объемным гетеропереходом наносили на слой TiO_2 , а не на PEDOT:PSS, как в большинстве работ [16]. Для формирования слоя толщиной около 150–200 нм [17] использовали растворы РЗНТ:РСВМ с большей концентрацией (40 мг/мл в хлорбензоле). Для снижения количества субмикронных примесных частиц РСВМ раствор РЗНТ:РСВМ фильтровали с использованием фильтра с диаметром пор 0,22 мкм (Millex/Sigma Aldrich, США). Нанесение проводили на центрифуге при 800 об/мин с плавным набором скорости от 100 об/мин.

Для нанесения верхнего прозрачного проводящего электрода использовали функционализированные одностенные УНТ P3-SWNT (Carbon Solutions Inc., США). Перед нанесением УНТ проводили проверку растворимости смеси РЗНТ:РСВМ и стабильности дисперсии УНТ в следующих 13 различных растворителях: N–метилпирролидон (NMP); этилацетоацетат (ЕАА); диметилацетамид (DMA); пропиленгликоль монометилловый эфир ацетат (PGMEA); диацетоновый спирт (НМР); 4-гептанон (4НЕР); 1-гексанол (1HEX); пропиленгликоль (PG) (99,5 % чистоты; Sigma Aldrich, США); метилизобутилкетон (МІВК); 2-пропанол (2P); ацетилацетон (AA); циклогексанол (CHL); циклогексанон (CHN) (99,9 % чистоты; ООО «Компонент-реактив», Россия). Для очистки УНТ от аморфного углерода и примесей проводили центрифугирование при 10 000 g. Концентрация УНТ для используемых растворителей составила от 60 до 90 мкг/мл. Для оценки степени перерастворения и влияния остаточного растворителя УНТ осаждали на полимерный слой РЗНТ:РСВМ, а также на чистое покрывное стекло с помощью системы аэрозольного распыления собственной разработки с наиболее оптимальными параметрами – малой плотностью аэрозольного потока – для максимальной однородности и снижения температуры нагрева образца [18]. На полимерный слой УНТ наносили по теневой маске в виде круга площадью 3 мм². На покрывные стекла для оценки сопротивления слоя УНТ наносили без маски.

Установка нанесения УНТ работает по принципу пневматического распыления при использовании сухого сжатого воздуха с давлением в линии около 2 атм. Нанесение УНТ происходило при неподвижном распылительном узле в закрытом корпусе с небольшим избыточным давлением внутри и фильтрацией воздуха через НЕРА-фильтр при резистивном нагреве столика и вакуумном прижатии образца. При нанесении УНТ из растворителей с различным давлением паров расстояние между соплом и подложкой составляло 6,5–14 см и изменялось обратно пропорционально давлению паров. Площадь нанесения УНТ изменялась в соответствии с расстоянием сопло – подложка при неизменности пространственного угла распыления, реализуемого конфигурацией рас-

пылительного сопла. Неоднородность распределения и количество УНТ оценивали путем снятия карт (20×20 точек в области 50×50 мкм) интенсивности G-пика УНТ I_G комбинационного рассеяния (КР) света с помощью спектрометра КР Centaur HR (NanoScanTechnology Ltd., Россия). При нахождении одной УНТ в диаметре лазерного пятна около 700 нм $I_G = 30$ отн. ед., время накопления 10 с. Толщину формируемого слоя оценивали по I_G по данной градуировке в зависимости от количества долей длины УНТ, попадающих в область лазерного пятна, плотности расположения УНТ в атомно-силовом микроскопе (АСМ) и их эффективного диаметра с учетом остаточного растворителя. При распылении подложку нагревали до 75 °С, так как бóльшая температура могла привести к необратимым изменениям фотоактивного слоя. После осаждения для стеклянных подложек слой УНТ промывали (постобработка) в растворе 10%-ной муравьиной кислоты в бутилацетате для удаления остаточного растворителя [18]. Применение раствора минимизирует потери УНТ из слоя при постобработке, что подтверждается контролем I_G на спектрах КР до и после постобработки.

Итоговая последовательность слоев структуры имеет вид Ti/TiO₂/P3НТ:РСВМ/CNT. Данная структура выбрана для оценки влияния смешивания УНТ с полимерным слоем на фотоотклик. Во всех структурах, где сформирован сплошной слой УНТ, наблюдается фототок порядка 1 мкА/мм², что существенно ниже, чем описано в литературе [17]. Это в значительной степени обуславливается отсутствием дырочно-транспортного слоя, влиянием ловушек в слое TiO₂ и деградацией его параметров со временем, а не качеством границы раздела полимер – УНТ [19]. Для оценки степени погружения УНТ в фотоактивный слой и содержания остаточного растворителя применяли анализ диаметров УНТ в АСМ Solver Pro (НТ-МДТ, Россия), удельное сопротивление слоев УНТ до и после постобработки оценивали с помощью измерителя ИППП 1/5 (ОАО «МНИПИ», Беларусь).

Результаты и их обсуждение. Для уменьшения смешивания УНТ с полимерным слоем P3НТ:РСВМ необходимы растворители или их смесь, имеющие низкую растворимость полимерного слоя и высокую стабильность дисперсии УНТ. Поскольку в литературе данные для используемых растворителей представлены неполно [20], проведен анализ растворимости смеси P3НТ:РСВМ (1 мг/мл) в 13 различных растворителях путем визуального осмотра цвета раствора (рис. 1). На рисунке интенсивность окраски желто-оранжевого цвета, которая соответствует растворению P3НТ, представлена в оттенках серого.

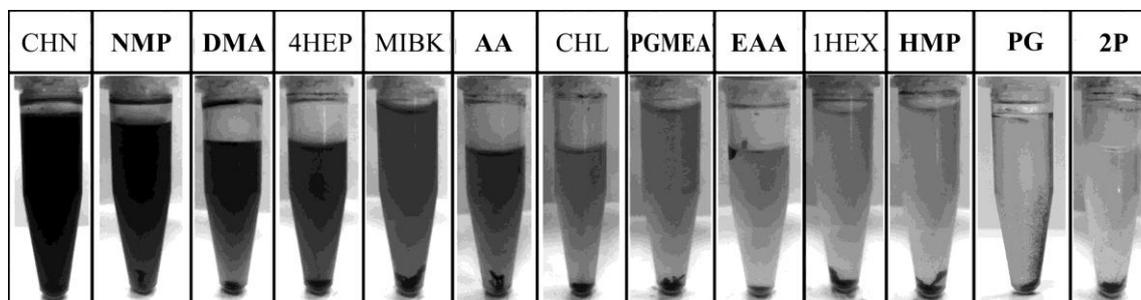


Рис. 1. Растворимость смеси P3НТ:РСВМ в различных растворителях в порядке уменьшения (жирным шрифтом выделены названия растворителей, в которых УНТ образует стабильную как минимум в течение часа дисперсию)

Fig. 1. Solubility of the mixture P3НТ:РСВМ in various solvents in decreasing order (the names of solvents in which CNT forms a stable dispersion for at least an hour are highlighted in bold)

Пробирки нагревали при температуре 90 °С в течение 5 мин для моделирования условий осаждения УНТ (в дальнейшем цвет растворов не менялся). Смесь РЗНТ:РСВМ показывает наименьшую растворимость в растворителях 1HEX, NMP, 2P и PG. Достаточно низкая растворимость наблюдается в растворителях AA, PGMEA, CHL и EAA, а в CHN, NMP, DMA, 4NEP и MIBK смесь РЗНТ:РСВМ имеет наивысшую растворимость, поэтому они не могут быть использованы для распыления. Поскольку для CHN предел растворимости полимера РЗНТ составляет 0,2 мг/мл [20], то, с учетом диаметра микрокапли 30 мкм, при нанесении дисперсии на полимерный слой взаимодействие с микрокаплей приводит к тому, что толщина перерастворяемого слоя РЗНТ составляет около 1 нм. Это при условии большего нагрева подложки, чем при комнатной температуре, и последующих процессов перерастворения в связи с последовательным осаждением микрокапель в течение процесса нанесения может приводить к перераспределению материала дырочно-транспортного слоя на существенно большую глубину. Также увеличится сопротивление слоя УНТ из-за перераспределения молекул дырочно-транспортного слоя, что нежелательно. С учетом данных по CHN, проведенной оценки и эксперимента по растворимости можно сделать следующий вывод: растворимость смеси РЗНТ:РСВМ в растворителях NMP, DMA, 4NEP и MIBK несущественно ниже, чем в CHN. Это объясняет их неприменимость. Но основой дисперсии УНТ могут быть только растворители NMP, PG, DMA, NMP, 2P, AA, PGMEA, EAA (в порядке убывания стабильности). Растворители PG и 2P характеризуются очень низкой растворимостью как РЗНТ, так и РСВМ и позволяют получить стабильную дисперсию УНТ, однако не могут быть использованы в чистом виде. Это объясняется тем, что PG медленно испаряется из слоя УНТ, а 2P, напротив, имеет слишком высокую скорость испарения, которая требует небольшого расстояния между соплом и подложкой. Последнее сложно реализуемо при малой плотности аэрозольного потока [18]. Растворители EAA и NMP имеют похожую растворимость РЗНТ:РСВМ, однако для обеспечения минимального остаточного растворителя в слое предпочтительнее использование растворителя NMP, имеющего большее давление насыщенных паров при температуре нанесения. Растворители AA и PGMEA могут быть использованы для приготовления дисперсии, но в силу частичной растворимости полимерного слоя их доля не должна превышать 30–60 % [19]. Несмотря на хорошие результаты применения растворителя CHL при нанесении на слой МЕН-PPV, среди растворителей, показывающих малую стабильность дисперсии УНТ, более предпочтительно использование растворителя 1HEX ввиду меньшей растворимости смеси РЗНТ:РСВМ. Доля 1HEX также не должна превышать 30–60 % [19].

Таким образом, для приготовления дисперсии УНТ выбраны следующие растворители и их смеси: NMP; NMP:1HEX (2:1); AA:PG (4:1); PGMEA:PG (4:1); 2P:PG (4:1); PGMEA:PG (1:4). Для сравнения использовали результаты нанесения УНТ из чистого PG как наиболее доступного и при этом не растворяющего смесь РЗНТ:РСВМ растворителя. Для оценки доли остаточного растворителя и сопротивления пленки по сравнению с чистым PG проведено нанесение 0,9 мл дисперсии УНТ на стекло с расходом УНТ 10,5 мкг/см² на площадь $S = 6,2 \text{ см}^2$ для смеси PGMEA:PG (1:4); 13 мкг/см² ($S = 4,2 \text{ см}^2$) для смеси NMP:1HEX; 32 мкг/см² ($S = 2,5 \text{ см}^2$) для NMP; 49 мкг/см² ($S = 1,3 \text{ см}^2$) для смесей AA:PG, PGMEA:PG (4:1) и 2P:PG. Высокое сопротивление слоя УНТ до постобработки R_{sbt} для смесей растворителей AA:PG, 2P:PG и PGMEA:PG (4:1) (рис. 2) не позволяет использовать их для нанесения на полимерный слой, так как это приведет к существенному повышению расхода материала для получения приемлемого сопротивления слоя (не более 5 кОм/□).

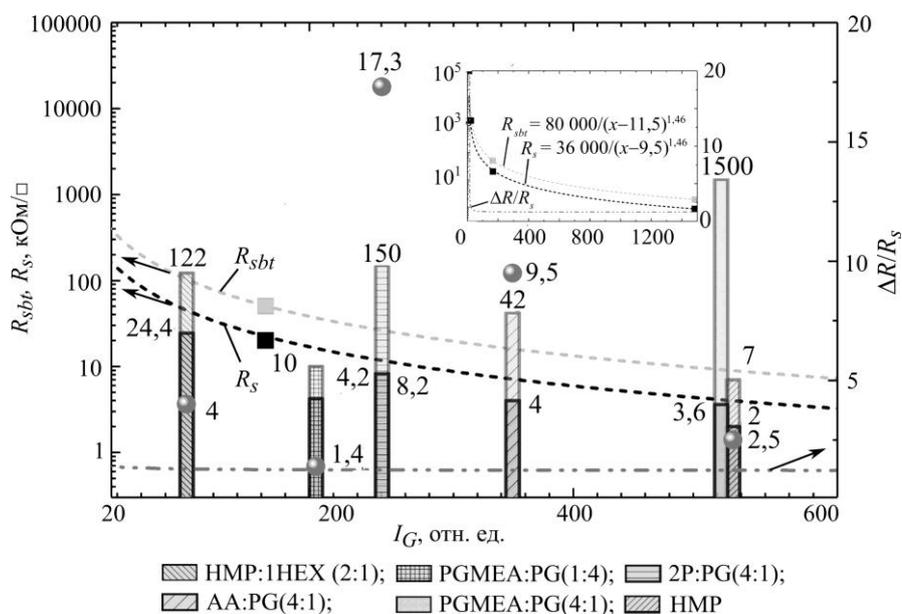


Рис. 2. Зависимость сопротивления слоя УНТ на стекле до R_{sbt} и после R_s постобработки и отношения $\Delta R/R_s$ от интенсивности комбинационного рассеяния I_G при использовании разных растворителей (значение $\Delta R/R_s = 416$ для PGMEA:PG (4:1) не показано): —■— PG без постобработки; —■— PG с постобработкой (аппроксимация и экспериментальные точки); —●— $\Delta R/R_s$

Fig. 2. Dependence of the resistance of the CNT layer on the glass before R_{sbt} and after R_s post-processing and the ratio $\Delta R/R_s$ on the intensity of Raman scattering I_G when using different solvents (the value $\Delta R/R_s = 416$ for PGMEA:PG (4:1) is not shown): —■— PG without post-processing; —■— PG with post-processing (approximation and experimental points); —●— $\Delta R/R_s$

Также одной из причин большего значения отношения разности сопротивлений до R_{sbt} и после R_s постобработки к сопротивлению после постобработки $\Delta R/R_s$, характеризующей влияние остаточного растворителя в слое УНТ, является использование аэрозольного потока с большей плотностью. Для данных растворителей площадь нанесения S меньше в 3–5 раз. Остальные растворители показали близкое или меньшее значение сопротивления R_{sbt} с учетом плотности сетки УНТ относительно значения сопротивления при использовании растворителя PG, особенно PGMEA:PG (1:4), и применялись в дальнейшем для нанесения на слой РЗНТ:PCBM. В случае PGMEA:PG (1:4) с учетом того, что значения $\Delta R/R_s$ для растворителей PGMEA:PG (1:4) и PG близки, это может быть обусловлено большей однородностью распределения УНТ в слое. Однако распыление на полимерный слой РЗНТ:PCBM выбранных композиций растворителей может приводить к формированию существенно различающихся по свойствам слоев по сравнению с использованием гидрофильной стеклянной подложки. Это может быть обусловлено влиянием смачиваемости и частичного перерастворения, в итоге влияющих на степень неоднородности слоев и сопротивление. Поэтому для формирования пленки с приемлемой (порядка 5–10 кОм/□) проводимостью УНТ наносили на слой РЗНТ:PCBM с увеличенным объемом распыляемого материала: 45 мкг/см² для растворителей HMP и HMP:1HEX; 12 мкг/см² для PGMEA:PG (1:4) (рис. 3).

При формировании прозрачных проводящих покрытий, в которых УНТ выполняют роль прозрачного проводящего слоя между металлическими микропроводниками, не требуются низкие сопротивления слоя УНТ, так как общая проводимость покрытия определяется металлом [9, 21]. По результатам нанесения выбранных дисперсий на полимерный слой выявлено следующее. Несмотря на более низкое сопротивление R_{sbt} на

покровном стекле для НМР по сравнению с сопротивлением растворителя PG, при нанесении на полимерный слой происходит увеличение сопротивления слоя даже при увеличении интенсивности I_G УНТ (рис. 3, а). Это может свидетельствовать или о перерастворении смеси РЗНТ:PCBM, или о снижении однородности слоя УНТ. Аналогичный характер увеличения сопротивления наблюдается при использовании растворителя PGMEA:PG (1:4) (рис. 3, б), причем даже в большей степени, что, по-видимому, обусловлено ухудшением однородности слоя УНТ на слое РЗНТ:PCBM. В случае применения растворителя НМР:1HEX (рис. 3, в) наблюдается уменьшение сопротивления слоя при увеличении количества наносимой дисперсии (соответствует большей интенсивности I_G и естественному снижению сопротивления при увеличении количества УНТ) при переходе от стекла к слою РЗНТ:PCBM. Данное обстоятельство косвенно указывает на отсутствие существенного перерастворения. Однако по сравнению с сопротивлением R_{sbt} слоя при использовании растворителя PG наблюдается некоторое увеличение R_{sbt} , что также обусловлено ростом неоднородности слоя УНТ.

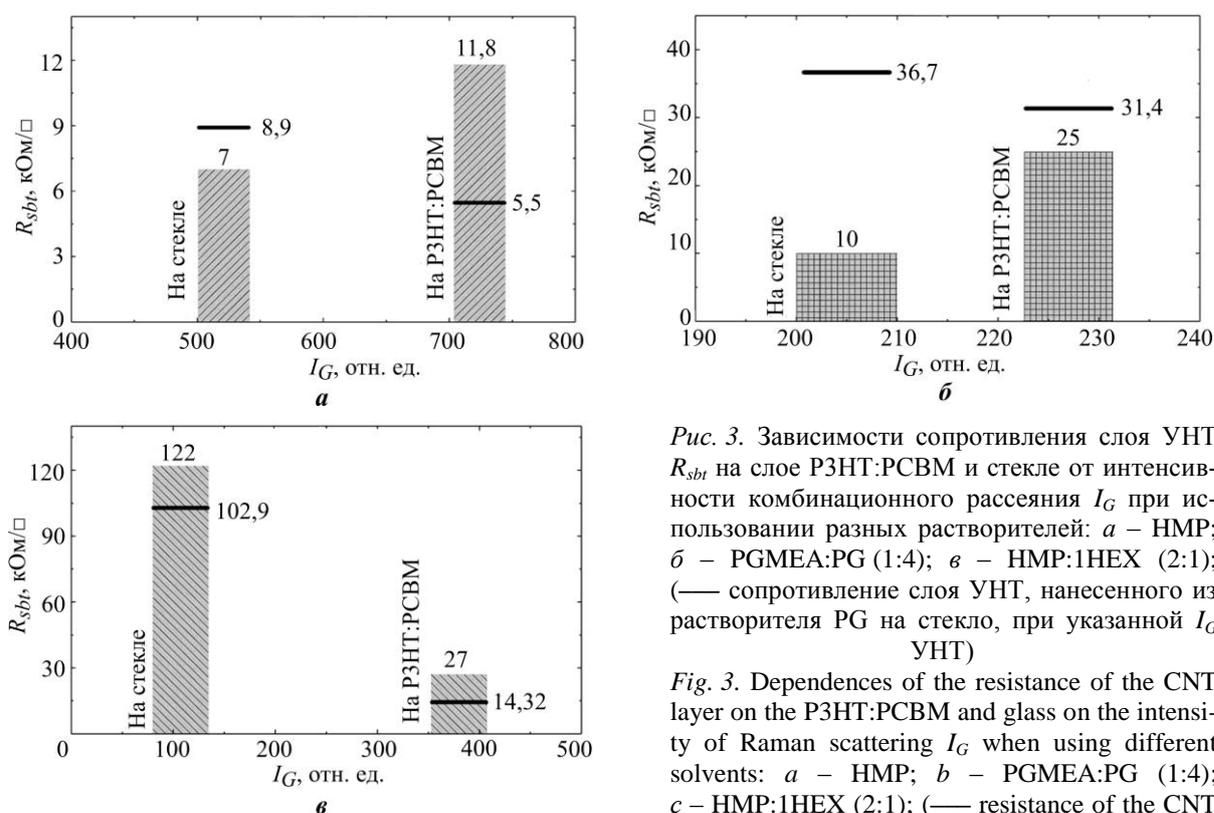


Рис. 3. Зависимости сопротивления слоя УНТ R_{sbt} на слое РЗНТ:PCBM и стекле от интенсивности комбинационного рассеяния I_G при использовании разных растворителей: а – НМР; б – PGMEA:PG (1:4); в – НМР:1HEX (2:1); (— сопротивление слоя УНТ, нанесенного из растворителя PG на стекло, при указанной I_G УНТ)

Fig. 3. Dependences of the resistance of the CNT layer on the P3HT:PCBM and glass on the intensity of Raman scattering I_G when using different solvents: а – НМР; б – PGMEA:PG (1:4); в – НМР:1HEX (2:1); (— resistance of the CNT layer deposited from the PG solvent on the glass at the specified I_G CNT)

Таким образом, важным обстоятельством является существенная разница в характере формирования слоя на стекле и слое РЗНТ:PCBM. Это необходимо учитывать и подбирать оптимальные растворители, т. е. рассматривать совокупность оценок содержания остаточного растворителя, неоднородности слоя и расхода УНТ на единицу площади. Поскольку с помощью АСМ можно наблюдать отдельные УНТ (рис. 4, а), то очевидно, что перерастворения полимерного подслоя при нанесении УНТ не происходит или оно незначительно. Поэтому основными факторами, влияющими на сопротивление слоя УНТ, остаются неоднородность слоя и остаточный растворитель. Исходные параметры шероховатости полимерного слоя РЗНТ:PCBM ($R_a = 0,55$ нм, $R_z = 2,6$ нм)

после нанесения УНТ изменяются незначительно во всех случаях. При использовании растворителей PGMEA:PG (4:1) и 2P:PG наблюдаются конгломераты УНТ, а также чистые участки без УНТ, что объясняет высокое сопротивление, в том числе при нанесении на покровное стекло (формируется неоднородный слой). При использовании смеси НМР:1HEX наблюдается меньшее количество примесей и остаточного растворителя, чем при использовании чистого НМР, а измеренные диаметры УНТ минимальны и указывают на малую долю остаточного растворителя. Средний диаметр используемых УНТ по результатам АСМ составляет 2,5–3 нм, больший диаметр свидетельствует об остаточном растворителе на поверхности УНТ (рис. 4, б).

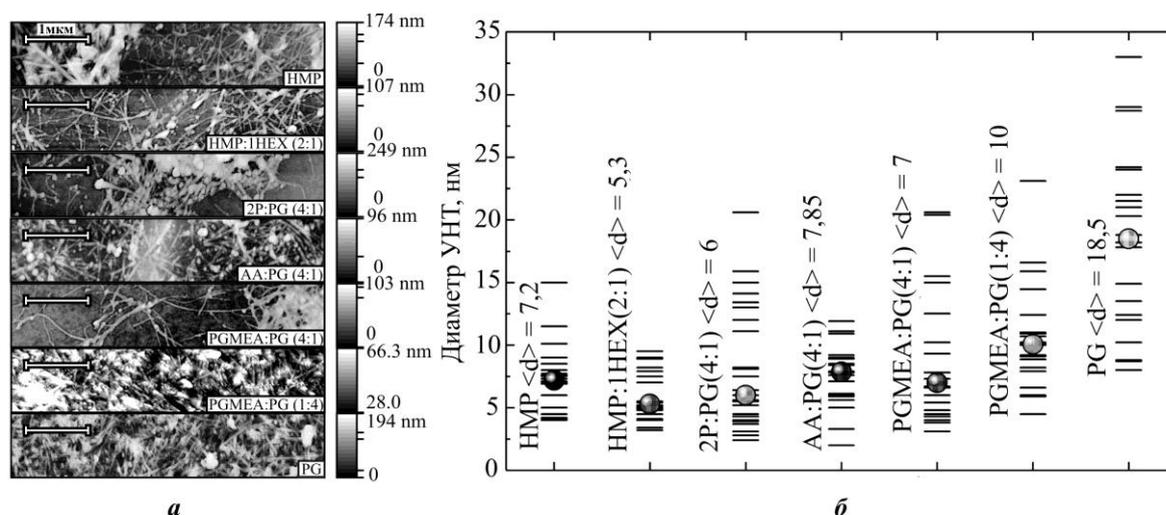


Рис. 4. Морфология слоя УНТ на поверхности P3NT:PCBM при использовании различных растворителей (нанесено 0,2 мл дисперсии): а – АСМ-изображение; б – диаметры УНТ (● – средние значения диаметров УНТ)

Fig. 4. Morphology of the CNT layer on P3NT:PCBM surface using various solvents (0.2 ml of dispersion was deposited): a – AFM images; b – CNT diameters (● – the average values of the CNT diameters)

Несмотря на меньшее содержание остаточного растворителя, что подтверждается меньшим диаметром УНТ, в случае применения растворителя НМР:1HEX ввиду большей неоднородности, чем у PGMEA:PG (1:4), реализуется приемлемое, но более высокое сопротивление слоя УНТ на поверхности слоя P3NT:PCBM. В случае применения растворителя PG средний диаметр УНТ максимален. Это свидетельствует о большом количестве остаточного растворителя, поэтому его использование для нанесения дисперсии УНТ на фотовольтаическую структуру не всегда допустимо, так как удалить его чаще всего невозможно, а остаточный растворитель может ускорить деградацию СЭ. Обнаружено, что средний диаметр УНТ коррелирует со значениями фона КР: чем больше остаточного растворителя, тем больше фон на спектрах КР. Для выявления причин возникновения меньшего сопротивления слоя УНТ при использовании растворителя PGMEA:PG (1:4) по сравнению с сопротивлением слоя PG оценена неоднородность распределения УНТ на поверхности стекла по отношению стандартного отклонения σ к медианной оценке M среднего значения интенсивности I_G согласно методике, описанной в [18]. Полученные значения соотнесены со значениями сопротивления R_{sbt} и $\Delta R/R_s$ (рис. 5). Определено, что неоднородность слоя минимальна для растворителей PGMEA:PG (1:4), AA:PG, НМР и НМР:1HEX. Остальные растворители показывают более высокие значения неоднородности, хотя и несколько меньшие, чем у слоя УНТ, нанесенного из растворителя PG. В целом неоднородность слоев УНТ по толщине σ/M ,

являющаяся в том числе оценкой воспроизводимости формирования, при $M > 700$ отн. ед. составляет не более 15–20 %. Несмотря на минимальную неоднородность в случае применения растворителя АА:РГ на стекле, данная смесь растворителей не является оптимальной, так как имеет слишком высокое сопротивление R_{sbt} слоя УНТ по сравнению с сопротивлением слоя РГ, что обусловлено существенным количеством остаточного растворителя, проявляющимся и в высоком значении $\Delta R/R_s$.

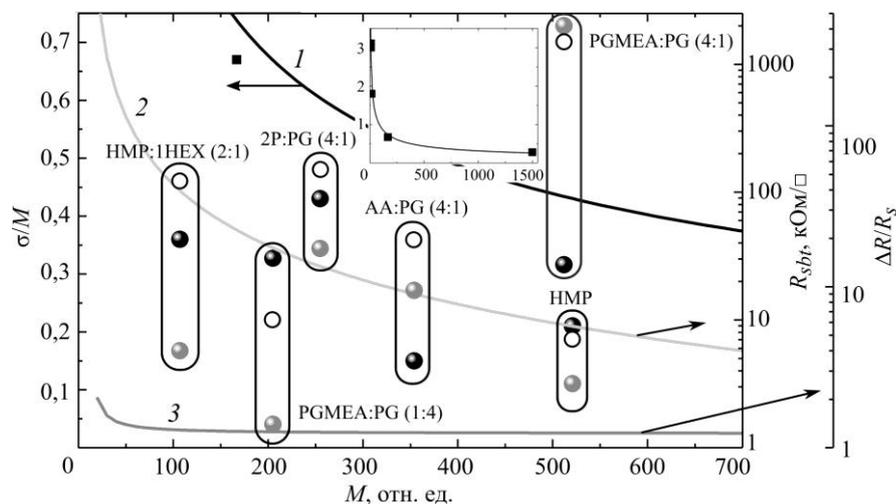


Рис. 5. Зависимость неоднородности слоя УНТ σ/M , сопротивления слоя УНТ R_{sbt} и отношения $\Delta R/R_s$ от медианного значения интенсивности G -пика M при использовании разных растворителей: ●, ●, ○ – соответственно экспериментальные значения σ/M , $\Delta R/R_s$, R_{sbt} ; кривые 1, 2, 3 – соответственно аппроксимация σ/M , R_{sbt} , $\Delta R/R_s$ для растворителя РГ, применяемого в качестве референса; ■ – экспериментальные значения σ/M для растворителя РГ. Вставка – аппроксимация зависимости σ/M от M при использовании РГ в расширенных интервалах

Fig. 5. Dependence of the inhomogeneity of the CNT layer σ/M , the resistance of the CNT layer R_{sbt} and the ratio $\Delta R/R_s$ on the median value of the intensity of the G -peak M when using different solvents: ●, ●, ○ – respectively experimental values σ/M , $\Delta R/R_s$, R_{sbt} ; curves 1, 2, 3 are respectively approximations of σ/M , R_{sbt} , $\Delta R/R_s$ for the PG solvent used as a reference; ■ – experimental values σ/M for solvent PG. Insertion – approximation of the dependence σ/M on M when using PG in extended intervals

Таким образом, принимая во внимание оценку неоднородности слоя, а также учитывая измеренные диаметры и значения $\Delta R/R_s$, можно сделать вывод, что добавка 20 % РГМЕА к РГ улучшает однородность слоя на стекле и снижает содержание остаточного растворителя и в совокупности обеспечивает меньшее сопротивление. Тем не менее минимальные диаметры УНТ и, соответственно, наименьшая доля остаточного растворителя наблюдаются в случае использования растворителя НМР:1НЕХ. Поэтому для выбора между этими двумя композициями растворителей необходимо сравнить сопротивления R_{sbt} слоя УНТ на слое РЗНТ:РСВМ при равном количестве УНТ в слое. Это позволит оценить влияние остаточного растворителя и однородности распределения УНТ на проводимость слоя (рис. 6, а). Сопротивление R_{sbt} слоя УНТ при приемлемой его прозрачности оценивалось при $I_G = 2000$ отн. ед., соответствующей не менее 75 % прозрачности слоя при его толщине 25–50 нм с учетом различного остаточного растворителя (рассматриваемый слой в несколько раз тоньше, чем слой, исследованный в [14]). Полученная оценка сопротивления слоя является удовлетворительной для формирования верхнего проводящего слоя перовскитных и органических СЭ.

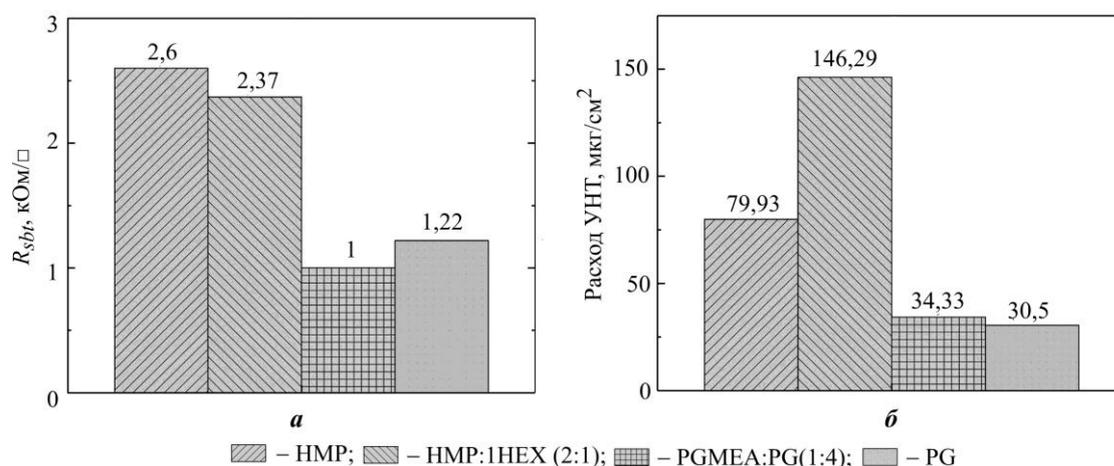


Рис. 6. Диаграммы сопротивления слоя УНТ при $I_G = 2000$ отн. ед. (а) и расхода УНТ для формирования слоя с $R_{sbt} = 5$ кОм/□ (б) при их нанесении на слой P3НТ:РСВМ из разных растворителей

Fig. 6. Diagrams of the resistance of the CNT layer at $I_G = 2000$ rel. units (a) and the CNT consumption for the formation of a layer with $R_{sbt} = 5$ kΩ/□ (b) when they are applied to the layer P3НТ:РСВМ from different solvents

Проведена экстраполяция сопротивления слоя УНТ на слое P3НТ:РСВМ (см. рис. 6, а) для четырех растворителей до $I_G = 2000$ отн. ед. в предположении, что сопротивление R_{sbt} будет уменьшаться с увеличением плотности сетки УНТ и, соответственно, I_G аналогично поведению сопротивления R_{sbt} при использовании слоя PG. Наилучшую проводимость слоя обеспечивает смесь PGMEA:PG (1:4), по всей видимости, ввиду большей однородности распределения УНТ. Остаточный растворитель меньше влияет на сопротивление, чем однородность по слою: сопротивление R_{sbt} для слоев HMP:1HEX и HMP выше, чем сопротивление R_{sbt} для слоя PG. Тем не менее за счет меньшего остаточного растворителя или улучшения однородности слоя УНТ при равной прозрачности и равной интенсивности I_G сопротивление R_{sbt} для слоя HMP:1HEX меньше, чем сопротивление R_{sbt} для слоя HMP. Аналогично сопротивление R_{sbt} для слоя PGMEA:PG (1:4) меньше, чем сопротивление R_{sbt} для слоя PG. Однако для количественной оценки этого необходимы дальнейшие исследования сформированных слоев УНТ с низким сопротивлением и близкими значениями прозрачности (количеством УНТ на единицу площади). Таким образом, проводимость может существенно изменяться ввиду наличия как остаточного растворителя, так и неоднородности распределения УНТ в слое. Поэтому более корректной является сравнительная оценка расхода УНТ для формирования слоя с определенным сопротивлением. С учетом возможности формирования прозрачного проводящего покрытия, содержащего металлические микропроводники, приемлемым будет сопротивление около 5 кОм/□. Падение напряжения на канале, сформированном УНТ между металлическими микропроводниками, например, с периодом 200 мкм, шириной 20 мкм и длиной 1 см, при фототоке лучших перовскитных элементов около 20–25 мА/см² [10, 14] будет составлять при удельном сопротивлении слоя УНТ 5 кОм/□ не более 40 мВ. Это на фоне характерной для перовскитов фотоЭДС, равной 0,9–1 В, не является неприемлемыми потерями (менее 5%). График расхода материала УНТ (рис. 6, б) показывает, что добавка 20% растворителя PGMEA незначительно увеличивает расход по сравнению с использованием чистого растворителя PG, что обусловлено большим давлением паров PGMEA и большими потерями при распылении. Но при этом такая добавка позволяет получить слой с меньшим

сопротивлением по сравнению с чистыми растворителями PG или HMP при фиксированной прозрачности.

Использование растворителей HMP или HMP:1HEX более предпочтительно при формировании слоя УНТ с низким содержанием остаточного растворителя на полимерном слое РЗНТ. Высокое содержание остаточного растворителя снижает электропроводность по слою УНТ, способствует повышению скорости деградации СЭ, а полное удаление его не представляется возможным при формировании слоя УНТ как верхнего электрода. Применение высоких температур отжига в случае полимерных подложек невозможно, поэтому термообработка даже в среде аргона не приводит к полному удалению остаточного растворителя. Однако следует отметить, что снижение содержания остаточного растворителя в слое УНТ при использовании растворителей HMP или HMP:1HEX ведет к большим потерям материала при аэрозольном распылении.

Заключение. В результате оценки растворимости слоя РЗНТ:PCBM и стабильности дисперсий УНТ определены два наиболее подходящих растворителя: пропиленгликоль и диацетоновый спирт с добавками соответственно в виде PGMEA (20 об. %) и 1-гексанола (30 об. %). С использованием данных растворителей можно формировать прозрачный (более 75 %) проводящий (менее 5 кОм/□) слой УНТ на полимерном слое РЗНТ:PCBM без его перерастворения при температуре подложки до 75 °С. Также указанные смеси растворителей позволяют формировать при аэрозольном нанесении наименьшую неоднородность слоя УНТ, характеризуемую отношением стандартного отклонения к медианному значению интенсивности I_G УНТ на картах спектров КР на стеклянной подложке. При этом воспроизводимость (неоднородность) слоя по толщине при медианной оценке $I_G = 700$ отн. ед. и более составляет менее 15–20 %. Наилучшее значение σ/M , равное 0,36, с учетом плотности сетки УНТ имеет слой, полученный из смеси HMP:1HEX. Наименьшее значение σ/M получено для смеси AA:PG. В последнем случае, несмотря на высокую однородность, большое количество остаточного растворителя не позволяет получить низкое сопротивление слоя без постобработки.

Сопротивление слоя УНТ на слое РЗНТ:PCBM существенно возрастает по сравнению со стеклянной подложкой, что обусловлено увеличением неоднородности слоя УНТ и в меньшей степени влиянием остаточного растворителя. Остаточный растворитель в слое может быть определен не только по изменению сопротивления при постобработке в растворе муравьиной кислоты, но и посредством контроля диаметров УНТ с помощью АСМ и интенсивности фона на КР-спектрах. Минимальное количество остаточного растворителя реализуется при использовании диацетонового спирта или его смеси с 1-гексанолом. Однако в этом случае увеличивается расход материала и не обеспечивается аналогичный уровень электропроводности. Наилучшее сопротивление слоя УНТ на слое РЗНТ:PCBM при одинаковой прозрачности реализуется при использовании смеси пропиленгликоля с PGMEA. В данном случае расход материала увеличивается незначительно относительно чистого пропиленгликоля: 34,3 мкг/см² против 30,5 мкг/см² для формирования сопротивления слоя 5 кОм/□. Такое поведение обусловлено как различием в потерях материала при распылении, так и большей неоднородностью распределения УНТ в слое при нанесении на слой РЗНТ:PCBM, в том числе и для смеси HMP:1HEX, по сравнению с PGMEA:PG.

Полученные результаты могут быть использованы для формирования на полимерном дырочно-транспортном слое РЗНТ или его аналогах верхнего либо в случае стеклянной подложки нижнего прозрачного проводящего электрода на основе УНТ в структурах СЭ и оптоэлектроники.

Литература

1. **Espinosa N., Garcia-Valverde R., Urbina A., Krebs F. C.** A life cycle analysis of polymer solar cell modules prepared using roll-to-roll methods under ambient conditions // *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*. 2011. Vol. 95. Iss. 5. P. 1293–1302. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solmat.2010.08.020>
2. **Meng L., You J., Yang Y.** Addressing the stability issue of perovskite solar cells for commercial applications // *Nat. Commun.* 2018. Vol. 9. Art. No. 5265. doi: <https://doi.org/10.1038/s41467-018-07255-1>
3. Carbon-sandwiched perovskite solar cell / **N. Ahn, I. Jeon, J. Yoon et al.** // *J. Mater. Chem. A*. 2018. Vol. 6. Iss. 4. P. 1382–1389. doi: <https://doi.org/10.1039/C7TA09174E>
4. Ultrasound-spray deposition of multi-walled carbon nanotubes on NiO nanoparticles-embedded perovskite layers for high-performance carbon-based perovskite solar cells / **Y. Yang, H. Chen, X. Zheng et al.** // *Nano Energy*. 2017. Vol. 42. P. 322–333. doi: <https://doi.org/10.1016/j.nanoen.2017.11.003>
5. Efficiently improving the stability of inverted perovskite solar cells by employing polyethylenimine-modified carbon nanotubes as electrodes / **Y. Zhou, X. Yin, Q. Luo et al.** // *ACS Applied Materials & Interfaces*. 2018. Vol. 10. Iss. 37. P. 31384–31393. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.8b10253>
6. Fabrication of spray-coated semitransparent organic solar cells / **M. H. Kang, D. K. Heo, D. H. Kim et al.** // *IEEE Journal of the Electron Devices Society*. 2019. Vol. 7. P. 1129–1132. doi: <https://doi.org/10.1109/JEDS.2019.2949685>
7. Spray coating of the PCBM electron transport layer significantly improves the efficiency of p-i-n planar perovskite solar cells / **Y. Zheng, J. Kong, D. Huang et al.** // *Nanoscale*. 2018. Vol. 10. Iss. 24. P. 11342–11348. doi: <https://doi.org/10.1039/C8NR01763H>
8. A nonfullerene semitransparent tandem organic solar cell with 10.5 % power conversion efficiency / **S. Chen, H. Yao, B. Hu et al.** // *Adv. Energy Mater.* 2018. Vol. 8. Iss. 31. Art. No. 1800529. doi: <https://doi.org/10.1002/aenm.201800529>
9. Semitransparent organic solar cells enabled by a sequentially deposited bilayer structure / **Y. Song, K. Zhang, S. Dong et al.** // *ACS Applied Materials & Interfaces*. 2020. Vol. 12. Iss. 16. P. 18473–18481. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.0c00396>
10. High-performance solution-processed double-walled carbon nanotube transparent electrode for perovskite solar cells / **I. Jeon, J. Yoon, U. Kim et al.** // *Adv. Energy Mater.* 2019. Vol. 9. Iss. 27. Art. No. 1901204. doi: <https://doi.org/10.1002/aenm.201901204>
11. **Azar N. S., Pourfath M.** Aggregation kinetics and stability mechanisms of pristine and oxidized nanocarbons in polar solvents // *J. Phys. Chem. C*. 2016. Vol. 120. Iss. 30. P. 16804–16814. doi: <https://doi.org/10.1021/acs.jpcc.6b05318>
12. Efficiency enhancement of hybrid perovskite solar cells with MEH-PPV hole-transporting layers / **H.-W. Chen, T.-Y. Huang, T.-H. Chang et al.** // *Scientific Reports*. 2016. Vol. 6. No. 1. Art. No. 34319. doi: <https://doi.org/10.1038/srep34319>
13. Compact layer free perovskite solar cells with a high-mobility hole-transporting layer / **Q. Zhu, X. Bao, J. Yu et al.** // *ACS Applied Materials & Interfaces*. 2016. Vol. 8. Iss. 4. P. 2652–2657. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.5b10555>
14. Solubilization of carbon nanotubes with ethylene-vinyl acetate for solution-processed conductive films and charge extraction layers in perovskite solar cells / **G. Mazzotta, M. Dollmann, S. N. Habisreutinger et al.** // *ACS Applied Materials & Interfaces*. 2019. Vol. 11. Iss. 1. P. 1185–1191. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.8b15396>
15. Scalable fabrication of perovskite solar cells / **Z. Li, T. R. Klein, D. H. Kim et al.** // *Nat. Rev. Mater.* 2018. Vol. 3. No. 4. Art. No. 18017. doi: <https://doi.org/10.1038/natrevmats.2018.17>
16. Effect of P3HT:PCBM concentration in solvent on performances of organic solar cells / **W.-H. Baek, H. Yang, T.-S. Yoon et al.** // *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*. 2009. Vol. 93. Iss. 8. P. 1263–1267. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solmat.2009.01.019>
17. **Moulé A. J., Bonekamp J. B., Meerholz K.** The effect of active layer thickness and composition on the performance of bulk-heterojunction solar cells // *J. Appl. Phys.* 2006. Vol. 100. Iss. 9. Art. No. 094503. doi: <https://doi.org/10.1063/1.2360780>
18. **Polikarpov Y. A., Romashkin A. V., Struchkov N. S., Levin D. D.** High uniform carbon nanotube thin films spray deposition on substrates with patterned structures having height difference // 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ECon Rus). St. Petersburg; Moscow: IEEE, 2019. P. 1980–1985. doi: [10.1109/EConRus.2019.8657225](https://doi.org/10.1109/EConRus.2019.8657225)

19. **Romashkin A. V., Polikarpov Yu. A., Alexandrov E. V., Nevolin V. K.** Carbon nanotubes and wolfram oxide nanoparticles spray coating on polymer photoactive layer // *J. Phys. Conf. Ser.* 2020. Vol. 1695. No. 1. Art. ID: 012086. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1695/1/012086>

20. Classification of additives for organic photovoltaic devices / **F. Machui, P. Maisch, I. Burgués-Ceballos et al.** // *ChemPhysChem.* 2015. Vol. 16. Iss. 6. P. 1275–1280. doi: <https://doi.org/10.1002/cphc.201402734>

21. Technological basis of the formation of micromesh transparent electrodes by means of a self-organized template and the study of their properties / **A. S. Voronin, M. M. Simunin, Yu. V. Fadeev et al.** // *Tech. Phys. Lett.* 2019. Vol. 45. Iss. 4. P. 366–369. doi: <https://doi.org/10.1134/S1063785019040187>

Статья поступила в редакцию 22.10.2021 г.; одобрена после рецензирования 22.10.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторах

Ромашкин Алексей Валентинович – кандидат технических наук, научный сотрудник Научно-образовательного центра «Зондовая микроскопия и нанотехнология» Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), romaleval@gmail.com

Поликарпов Юрий Александрович – аспирант кафедры квантовой физики и нанoeлектроники Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), yu.yu.polikarpoff@gmail.com

Левин Денис Дмитриевич – кандидат технических наук, научный сотрудник Научно-образовательного центра «Зондовая микроскопия и нанотехнология» Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), skaldd@yandex.ru

Неволин Владимир Кириллович – доктор физико-математических наук, руководитель Научно-образовательного центра «Зондовая микроскопия и нанотехнология» Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), vkn@miee.ru

References

1. Espinosa N., Garcia-Valverde R., Urbina A., Krebs F. C. A life cycle analysis of polymer solar cell modules prepared using roll-to-roll methods under ambient conditions. *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, 2011, vol. 95, iss. 5, pp. 1293–1302. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solmat.2010.08.020>

2. Meng L., You J., Yang Y. Addressing the stability issue of perovskite solar cells for commercial applications. *Nat. Commun.*, 2018, vol. 9, art. no. 5265. doi: <https://doi.org/10.1038/s41467-018-07255-1>

3. Ahn N., Jeon I., Yoon J., Kauppinen E. I., Matsuo Yu., Maruyama S., Choi M. Carbon-sandwiched perovskite solar cell. *J. Mater. Chem. A*, 2018, vol. 6, iss. 4, pp. 1382–1389. doi: <https://doi.org/10.1039/C7TA09174E>

4. Yang Y., Chen H., Zheng X., Meng X., Zhang T., Hu C., Bai Y., Xiao Sh., Yang Sh. Ultrasound-spray deposition of multi-walled carbon nanotubes on NiO nanoparticles-embedded perovskite layers for high-performance carbon-based perovskite solar cells. *Nano Energy*, 2017, vol. 42, pp. 322–333. doi: <https://doi.org/10.1016/j.nanoen.2017.11.003>

5. Zhou Y., Yin X., Luo Q., Zhao X., Zhou D., Han J., Hao F., Tai M. et al. Efficiently improving the stability of inverted perovskite solar cells by employing polyethylenimine-modified carbon nanotubes as electrodes. *ACS Applied Materials & Interfaces*, 2018, vol. 10, iss. 37, pp. 31384–31393. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.8b10253>

6. Kang M. H., Heo D. K., Kim D. H., Lee M., Ryu K., Kim Y. H., Yun C. Fabrication of spray-coated semitransparent organic solar cells. *IEEE Journal of the Electron Devices Society*, 2019, vol. 7, pp. 1129–1132. doi: <https://doi.org/10.1109/JEDS.2019.2949685>

7. Zheng Y., Kong J., Huang D., Shi W., McMillon-Brown L., Katz H. E., Yu J., Taylor A. D. Spray coating of the PCBM electron transport layer significantly improves the efficiency of p-i-n planar perovskite solar cells. *Nanoscale*, 2018, vol. 10, iss. 24, pp. 11342–11348. doi: <https://doi.org/10.1039/C8NR01763H>
8. Chen S., Yao H., Hu B., Zhang G., Arunagiri L., Ma L.-K., Huang J., Zhang J. et al. A nonfullerene semitransparent tandem organic solar cell with 10.5 % power conversion efficiency. *Adv. Energy Mater.*, 2018, vol. 8, iss. 31, art. no. 1800529. doi: <https://doi.org/10.1002/aenm.201800529>
9. Song Y., Zhang K., Dong S., Xia R., Huang F., Cao Y. Semitransparent organic solar cells enabled by a sequentially deposited bilayer structure. *ACS Applied Materials & Interfaces*, 2020, vol. 12, iss. 16, pp. 18473–18481. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.0c00396>
10. Jeon I., Yoon J., Kim U., Lee Ch., Xiang R., Shawky A., Xi J. et al. High-performance solution-processed double-walled carbon nanotube transparent electrode for perovskite solar cells. *Adv. Energy Mater.*, 2019, vol. 9, iss. 27, art. no. 1901204. doi: <https://doi.org/10.1002/aenm.201901204>
11. Azar N. S., Pourfath M. Aggregation kinetics and stability mechanisms of pristine and oxidized nanocarbons in polar solvents. *J. Phys. Chem. C*, 2016, vol. 120, iss. 30, pp. 16804–16814. doi: <https://doi.org/10.1021/acs.jpcc.6b05318>
12. Chen H.-W., Huang T.-Y., Chang T.-H., Sanehira Y., Kung Ch.-W., Chu Ch.-W., Ikegami M., Miyasaka T., Ho K.-Ch. Efficiency enhancement of hybrid perovskite solar cells with MEH-PPV hole-transporting layers. *Scientific Reports*, 2016, vol. 6, no. 1, art. no. 34319. doi: <https://doi.org/10.1038/srep34319>
13. Zhu Q., Bao X., Yu J., Zhu D., Qiu M., Yang R., Dong L. Compact layer free perovskite solar cells with a high-mobility hole-transporting layer. *ACS Applied Materials & Interfaces*, 2016, vol. 8, iss. 4, pp. 2652–2657. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.5b10555>
14. Mazzotta G., Dollmann M., Habisreutinger S. N., Christoforo M. G., Wang Zh., Snaith H. J., Riede M. K., Nicholas R. J. Solubilization of carbon nanotubes with ethylene-vinyl acetate for solution-processed conductive films and charge extraction layers in perovskite solar cells. *ACS Applied Materials & Interfaces*, 2019, vol. 11, iss. 1, pp. 1185–1191. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.8b15396>
15. Li Z., Klein T. R., Kim D. H., Yang M., Berry J. J., van Hest M. F. A. M., Zhu K. Scalable fabrication of perovskite solar cells. *Nat. Rev. Mater.*, 2018, vol. 3, no. 4, art. no. 18017. doi: <https://doi.org/10.1038/natrevmats.2018.17>
16. Baek W.-H., Yang H., Yoon T.-S., Kang C. J., Lee H. H., Kim Y.-S. Effect of P3HT:PCBM concentration in solvent on performances of organic solar cells. *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, 2009, vol. 93, iss. 8, pp. 1263–1267. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solmat.2009.01.019>
17. Moulé A. J., Bonekamp J. B., Meerholz K. The effect of active layer thickness and composition on the performance of bulk-heterojunction solar cells. *J. Appl. Phys.*, 2006, vol. 100, iss. 9, art. no. 094503. doi: <https://doi.org/10.1063/1.2360780>
18. Polikarpov Y. A., Romashkin A. V., Struchkov N. S., Levin D. D. High uniform carbon nanotube thin films spray deposition on substrates with patterned structures having height difference. *2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EICoN Rus)*. St. Petersburg, Moscow, IEEE, 2019, pp. 1980–1985. doi: [10.1109/EICoN Rus.2019.8657225](https://doi.org/10.1109/EICoN Rus.2019.8657225)
19. Romashkin A. V., Polikarpov Yu. A., Alexandrov E. V., Nevolin V. K. Carbon nanotubes and wolfram oxide nanoparticles spray coating on polymer photoactive layer. *J. Phys. Conf. Ser.*, 2020, vol. 1695, no. 1, art. ID: 012086. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1695/1/012086>
20. Machui F., Maisch P., Burgués-Ceballos I., Langner S., Krantz J., Ameri T., Brabec Ch. J. Classification of additives for organic photovoltaic devices. *ChemPhysChem*, 2015, vol. 16, iss. 6, pp. 1275–1280. doi: <https://doi.org/10.1002/cphc.201402734>
21. Voronin A. S., Simunin M. M., Fadeev Yu. V., Ivanchenko F. S., Tambasov I. A., Khartov S. V. Technological basis of the formation of micromesh transparent electrodes by means of a self-organized template and the study of their properties. *Tech. Phys. Lett.*, 2019, vol. 45, iss. 4, pp. 366–369. doi: <https://doi.org/10.1134/S1063785019040187>

The article was submitted 22.10.2021; approved after reviewing 22.10.2021; accepted for publication 22.02.2022.

Information about the authors

Alexey V. Romashkin – Cand. Sci. (Eng.), Researcher of the Scientific and Educational Center “Probe Microscopy and Nanotechnology”, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), romaleval@gmail.com

Yury A. Polikarpov – PhD student of the Quantum Physics and Nanoelectronics Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), yury.polikarpoff@gmail.com

Denis D. Levin – Cand. Sci. (Eng.), Researcher of the Scientific and Educational Center “Probe Microscopy and Nanotechnology”, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), skaldd@yandex.ru

Vladimir K. Nevolin – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Head of the Scientific and Educational Center “Probe Microscopy and Nanotechnology”, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), vkn@miee.ru

Вниманию читателей журнала

«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Подписку на печатную версию журнала можно оформить:

- по каталогу «Периодические издания. Газеты и журналы» ООО «Урал-Пресс Округ». Подписной индекс 47570
- по объединенному каталогу «Пресса России» ООО «Агентство «Книга-Сервис». 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 «Урал-Пресс Округ»: www.delpress.ru
- ООО «ИВИС»: www.ivis.ru

Оптический контроль параметров подложек и эпитаксиальных структур карбида кремния

В. В. Лучинин, М. Ф. Панов, М. В. Павлова, Ф. Е. Рыбка

*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина),
г. Санкт-Петербург, Россия*

cmid_leti@mail.ru

Аннотация. Карбид кремния SiC – базовый материал современной экстремальной и силовой электроники. Характеризация подложек и многослойных эпитаксиальных композиций на основе SiC требует развития современных методов оперативного контроля. В работе продемонстрированы оптические бесконтактные неразрушающие методы контроля кинетических параметров носителей заряда, толщины слоев, качества поверхности. Используются методики, в основе которых лежат физические процессы взаимодействия потока фотонов с монокристаллом SiC. С помощью аппроксимации ИК-спектров отражения определены значения концентрации и подвижности носителей заряда, толщины слоев в многослойных эпитаксиальных структурах, а также охарактеризовано качество обработки поверхности подложки. Полученные данные проконтролированы независимыми методами исследований. Предложенный алгоритм комбинированного использования изложенных методов обеспечивает оперативный контроль подложек и эпитаксиальных композиций с достижением воспроизводимых характеристик и функциональных параметров.

Ключевые слова: карбид кремния, эпитаксиальный слой, ИК-отражение, спектр

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России (проект № 03.G25.31.0243).

Для цитирования: Лучинин В. В., Панов М. Ф., Павлова М. В., Рыбка Ф. Е. Оптический контроль параметров подложек и эпитаксиальных структур карбида кремния // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 175–186. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-175-186>

Original article

Optical control of the parameters of substrates and epitaxial structures of silicon carbide

V. V. Luchinin, M. F. Panov, M. V. Pavlova, F. E. Rybka

Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI”, Saint Petersburg, Russia

cmid_leti@mail.ru

Abstract. Silicon carbide SiC is the basic material of modern extreme and power electronics. Characterization of substrates and multilayer epitaxial compositions based on SiC requires the development of modern methods of operational control. In this work, optical contactless nondestructive methods for controlling the kinetic parameters of charge carriers, layer thicknesses, and surface quality are demonstrated. Methods based on physical processes of interaction between photon flux and SiC monocrystal were used. The values of the concentration and mobility of charge carriers, the layer thicknesses in multilayer epitaxial structures were determined by approximating the IR reflection spectra, and the quality of the substrate surface treatment was characterized. The data obtained have been verified by independent research methods. The proposed algorithm of outlined methods combined use ensures operation control of substrates and epitaxial composition along with reproducible behavior and function parameters obtainment.

Keywords: silicon carbide, epitaxial layer, IR reflection, spectrum

Funding: the work has been supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (project No. 03.G25.31.0243).

For citation: Luchinin V. V., Panov M. F., Pavlova M. V., Rybka F. E. Optical control of the parameters of substrates and epitaxial structures of silicon carbide. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 175–186. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-175-186>

Введение. В карбидокремниевой индустрии основные материаловедческие вопросы связаны с процессами роста объемных монокристаллов и формированием на их основе подложек с требуемыми структурными и электрофизическими параметрами, созданием изотипных и анизотипных эпитаксиальных композиций с протяженными слоями для приборов силовой электроники. Единственный способ построения управления примесным составом с учетом сверхвысоких температурных и временных параметров диффузии примесей в карбиде кремния SiC – ионное легирование материала. Характеризация подложек SiC и получение эпитаксиальных композиций с заданной протяженностью слоев и концентрацией легирующей примеси требуют развития современных методических подходов к оперативному контролю полуфабрикатов карбидокремниевой полупроводниковой индустрии [1, 2].

В настоящей работе рассматривается комплекс оперативных и эффективных оптических методов контроля карбидокремниевых подложек и эпитаксиальных структур в процессе организации производства электронной компонентной базы на основе SiC.

ИК-спектроскопия как метод анализа полупроводниковых структур. В качестве оперативного бесконтактного метода анализа использовали ИК-спектроскопию. Измерения проводили на фурье-спектрометре Nicolet6700 в спектральном интервале 60–6500 см⁻¹, состоящем из среднего и примыкающих к нему участков ближнего и дальнего ИК-диапазонов. По информативности с точки зрения получения данных о подложках и слоях этот участок условно делится на четыре подучастка (табл. 1). У SiC в рассматриваемом спектральном интервале расположены области взаимодействия фотонов с кристаллической решеткой (800–1000 см⁻¹ – область однофононного поглощения, или полоса остаточных лучей), а также со свободными носителями заряда (менее 800 см⁻¹ – область плазмонного резонанса). Эти области по характеру спектрального распределения показателя преломления имеют аномальную дисперсию и представляют собой источник информации о кинетических параметрах носителей заряда и о качестве обработки поверхности, так как нарушенный поверхностный слой является фактором затухания фононов. Также в исследуемом интервале расположена область нормальной дисперсии показателя преломления (более 1500 см⁻¹ – область, удаленная от спектральных линий взаимодействия с решеткой и носителями заряда), позволяющая получать спектральную интерференцию с постоянным периодом, которая является источником данных о толщинах эпитаксиальных слоев.

Таблица 1

Информативность ИК-диапазона при исследовании карбидокремниевых подложек и структур

Table 1

Informative value of the IR range in the study of silicon carbide substrates and structures

Область спектра, см ⁻¹	Вид дисперсии в области	Определение кинетических параметров носителей заряда	Оценка качества поверхности	Определение толщины слоев
60–800	Аномальная	+	–	–
800–1000		+	+	–
1000–1600		+	–	–
1600–6500	Нормальная	+	–	+

Примечание: + информативен; – неинформативен.

Контроль качества обработки поверхности, в частности параметров тонких нарушенных слоев и шероховатости, можно эффективно осуществлять и другими бесконтактными оптическими методами, такими как эллипсометрия и атомно-силовая микроскопия (АСМ). При определении толщин слоев эти методы дополняют данные спектроскопии, которая в случае сверхтонких поверхностных слоев не позволяет наблюдать спектральную интерференцию.

Определение кинетических параметров носителей заряда. Для определения численных значений концентрации и подвижности носителей заряда использовали моделирование ИК-спектра отражения. Для определения концентрации достаточную информативность имеет диапазон аномальной дисперсии (см. табл. 1, рис. 1). Область 800–1500 см⁻¹ соответствует однофононному взаимодействию (резонансу) фотонов с кристаллической решеткой, главным фактором которого является рассеяние энергии на оптических фононах. В данном спектральном диапазоне область от ω_t до ω_l отмечена максимальным изменением коэффициента отражения – почти от 0 до 100 % [3]. Длинноволновый край исследованной части спектра (60–800 см⁻¹, дальний ИК-диапазон) –

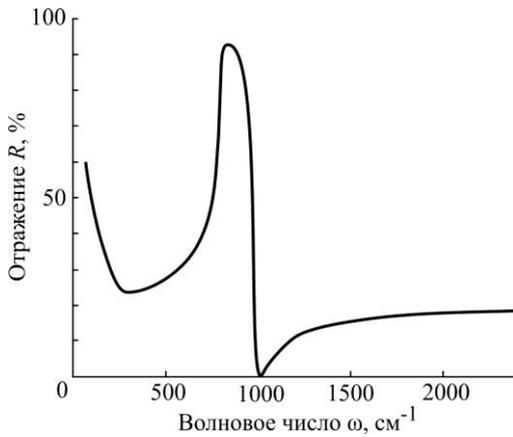


Рис. 1. Общий вид спектра коэффициента отражения SiC в области среднего и дальнего ИК-диапазонов

Fig. 1. General view of the spectrum of the reflection coefficient of SiC in the region of the middle and far infrared range

область плазмонного резонанса, которая характеризуется поглощением фотонов на коллективных колебаниях свободных носителей заряда. Спектр отражения материала позволяет определить параметры плазмонного резонанса, численно связанные с концентрацией и подвижностью носителей.

В настоящем исследовании метод ИК-спектроскопии отражения связан с последующим моделированием спектров для получения значения параметров, характеризующих плазмонный резонанс. Области однофононного и плазмонного резонансов смыкаются вблизи 800 см^{-1} , и форму спектра отражения в диапазоне $800\text{--}1500\text{ см}^{-1}$ определяют оба этих эффекта. Поэтому моделирование спектра осуществляли с учетом однофононного и плазмонного резонансов. Расчетный спектр

коэффициента отражения строили с использованием диэлектрической функции, аддитивно учитывающей реакцию колебаний решетки (однофононное поглощение) и свободных носителей заряда (плазмонное поглощение) на взаимодействие с фотонами [4]:

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_{\infty} \left(\frac{\omega_l^2 - \omega^2 + i\gamma_l}{\omega_t^2 - \omega^2 + i\gamma_t} - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega + i\gamma_p)} \right), \quad (1)$$

где ε_{∞} – высокочастотная диэлектрическая проницаемость; ω_l и ω_t – частоты соответственно продольных и поперечных оптических фононов; ω – частота; γ_l и γ_t – коэффициенты затухания соответственно продольных и поперечных фононов; ω_p – частота плазмонного резонанса; γ_p – коэффициент затухания плазмонов. Все параметры, кроме безразмерного ε_{∞} , имеют размерность см^{-1} .

Энергетический коэффициент отражения (1) при нормальном падении света из воздуха имеет вид

$$R(\omega) = \left| \frac{n(\omega) - 1}{n(\omega) + 1} \right|^2 = \frac{\left[\text{Re}(\sqrt{\varepsilon(\omega)}) - 1 \right]^2 + \left[\text{Im}(\sqrt{\varepsilon(\omega)}) \right]^2}{\left[\text{Re}(\sqrt{\varepsilon(\omega)}) + 1 \right]^2 + \left[\text{Im}(\sqrt{\varepsilon(\omega)}) \right]^2}.$$

Расчет спектра отражения структуры подложка – эпитаксиальный слой включает в себя определение двух диэлектрических функций – для подложки $\varepsilon_1(\omega)$ и для эпитаксиального слоя $\varepsilon_2(\omega)$, а также коэффициентов отражения Френеля на границах воздух – эпитаксиальный слой r_1 и эпитаксиальный слой – подложка r_2 [5]:

$$R(\omega) = \left| \frac{r_1(\omega) + r_2(\omega)}{1 + r_1(\omega)r_2(\omega)e^{i2\delta(\omega)}} \right|^2,$$

$$r_1(\omega) = \frac{\sqrt{\varepsilon_2(\omega)} - 1}{\sqrt{\varepsilon_2(\omega)} + 1}, \quad r_2(\omega) = \frac{\sqrt{\varepsilon_1(\omega)} - \sqrt{\varepsilon_2(\omega)}}{\sqrt{\varepsilon_1(\omega)} + \sqrt{\varepsilon_2(\omega)}},$$

где $\delta(\omega) = 2\pi d\omega\sqrt{\varepsilon_2(\omega)}$ – обуславливающий спектральную интерференцию фазовый сдвиг в слое («фазовая толщина слоя»).

Частота плазмонного резонанса связана с концентрацией n свободных электронов соотношением [4]

$$n = \frac{\omega_p'^2 \varepsilon_0 \varepsilon_\infty m^*}{e^2}, \quad (2)$$

где $\omega' = 2\pi c/\lambda = 2\pi\omega$.

Коэффициент затухания плазмонов γ_p связан с их подвижностью формулой

$$\mu = \frac{e}{m^* \gamma_p}. \quad (3)$$

Значения параметров ω_l , ω_t , ε_∞ , ε_0 , e , m^* не зависят от кинетических параметров носителей заряда. Для политипа 4H-SiC [6] $\varepsilon_\infty = 6,78$; $\omega_t = 797 \text{ см}^{-1}$; $\omega_l = 966,4 \text{ см}^{-1}$; $m^* = 0,29m_0$. Значения параметров ω_p , γ_p , γ_l , γ_t зависят от политипа карбида кремния, а также от концентрации и подвижности свободных носителей заряда. Определение их значений как подгоночных параметров дает возможность добиться наилучшей аппроксимации спектра отражения расчетной зависимостью. Параметры γ_l , γ_t влияют на высоту и форму пика в области $800\text{--}1000 \text{ см}^{-1}$, а концентрация и подвижность свободных носителей связаны с параметрами ω_p , γ_p , которые лучше всего определяют форму спектра отражения в области плазмонного резонанса $60\text{--}800 \text{ см}^{-1}$.

Аппроксимацию (моделирование) экспериментальных спектров теоретической зависимостью осуществляли путем подбора значений параметров ω_p , γ_p , γ_l , γ_t , которые обеспечивали наименьшую суммарную квадратичную разность между точками экспериментальных и расчетных спектров. Результаты численного моделирования спектров отражения для политипа 4H-SiC n -типа для образцов с разными порядками концентраций электронов представлены на рис. 2. Там же приведены адаптированные для экспериментальных спектров параметры и рассчитанные по формулам (2) и (3) значения n и μ .

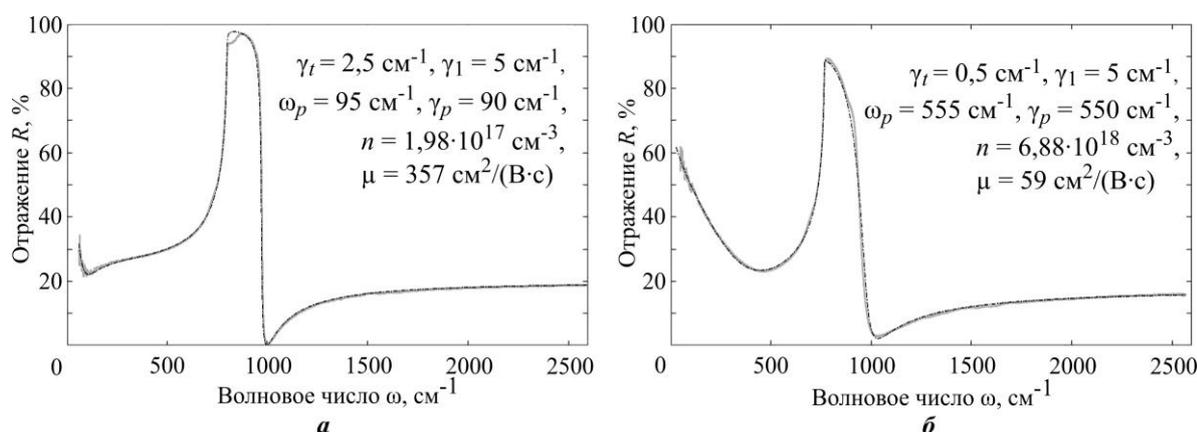
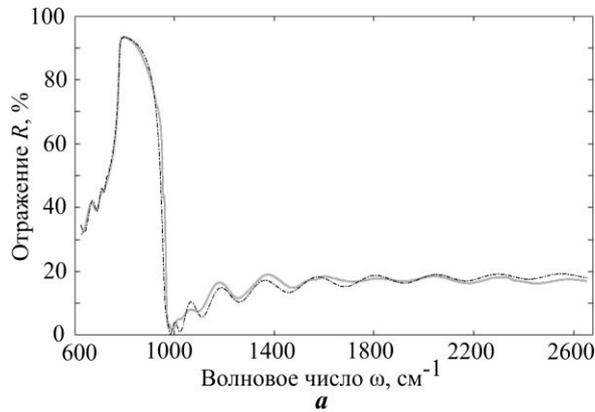


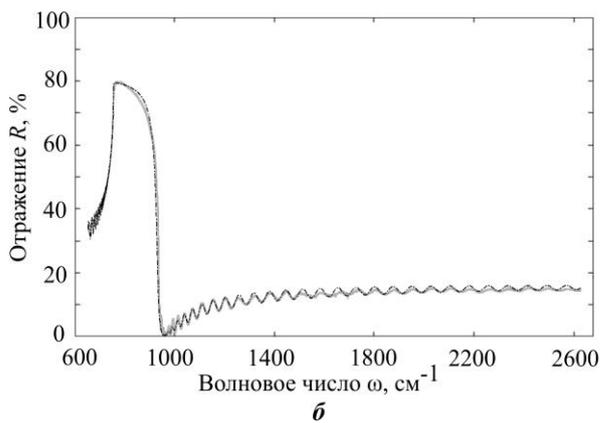
Рис. 2. Аппроксимация спектров отражения политипа 4H-SiC с низкой (а) и высокой (б) концентрациями носителей заряда: — эксперимент; - - - расчет
 Fig. 2. Approximation of 4H-SiC polytype reflection spectra with low (a) and high (b) concentrations of charge carriers: — experiment; - - - calculation

Из рис. 2 видно, что расчетные зависимости имеют хорошее совпадение с экспериментальными. Наблюдаемые в длинноволновой области шумы связаны с пониженным соотношением сигнал / шум на границе рабочего диапазона спектрометра.

Концентрация основных носителей заряда, рассчитанная для подложки, спектр которой представлен на рис. 2, б, по порядку величины совпадает с экспериментально полученным методом эффекта Холла значением для аналогичной подложки. Определенные в настоящей работе пары значений концентрации и подвижности электронов в политипе 4H-SiC коррелируют с экспериментальными зависимостями подвижности от концентрации для этого материала, приведенными в работе [7]. Спектры отражения пластины SiC, характеризующейся политипизмом, для участков 4H-SiC и 6H-SiC совпадают в областях фоновонного резонанса, однако имеют различное спектральное положение и форму плазмонного минимума. Рассчитанные концентрации свободных носителей составили: $n_{6H} = 1,06 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$, $n_{4H} = 2,69 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$. В предположении о равном вхождении атомов примеси в оба политипа получение большей концентрации электронов в политипе 4H-SiC, чем в политипе 6H-SiC, логично, поскольку известна меньшая глубина залегания примесного уровня азота в политипе 4H-SiC, чем в политипе 6H-SiC.



Среда	$\omega_p, \text{ см}^{-1}$	$\gamma_p, \text{ см}^{-1}$	$n, \text{ см}^{-3}$	$\mu, \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$
Эпитаксиальный слой	100	100	$2,2 \cdot 10^{17}$	322
Подложка	580	800	$7,39 \cdot 10^{18}$	40



Среда	$\omega_p, \text{ см}^{-1}$	$\gamma_p, \text{ см}^{-1}$	$n, \text{ см}^{-3}$	$\mu, \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$
Эпитаксиальный слой	100	100	$2,20 \cdot 10^{17}$	322
Подложка	740	1800	$1,20 \cdot 10^{18}$	18

Рис. 3. Аппроксимация спектров отражения карбидокремниевых n^+ - n -структур с различной толщиной эпитаксиального слоя: $d = 7,55 \text{ мкм}$ (а); $d = 24,50 \text{ мкм}$ (б) (— эксперимент; - - - - расчет)

Fig. 3. Approximation of the reflection spectra of a silicon carbide n^+ - n -structures with different thickness of the epitaxial layer: $d = 7.55 \text{ }\mu\text{m}$ (a); $d = 24.50 \text{ }\mu\text{m}$ (b) (— experiment; - - - - calculation)

Метод аппроксимации позволяет контролировать параметры и карбидокремниевых структур с эпитаксиальным слоем. Количество одновременно определяемых кинетических параметров при этом возрастает вдвое. Но благодаря спектральной интерференции, создаваемой в связи с наличием границы сред, имеющих разную проводимость [8], существует возможность определения и толщины слоя. На рис. 3 приведены экспериментальные спектры отражения для однослойных карбидокремниевых структур с эпитаксиальным слоем, а также расчетные спектры аппроксимации и адаптированные значения параметров структур. Определенные в результате аппроксимации толщины слоев равны 24,5 и 7,5 мкм. Технологическая толщина для толстого слоя не отличается от определенной из спектра, а для тонкого слоя она составляет 7,55 мкм. Небольшое несовпадение формы смоделированного и экспериментального спектров структур со слоем может быть обусловлено, например, неучетом трудноконтролируемых параметров границы слой – подложка.

Определение толщины многослойных структур. Методом частотного анализа ИК-спектра отражения определены толщины и порядок расположения слоев в политеипе 4H-SiC эпитаксиальной структуры карбида кремния. Экспериментально наблюдаемая периодическая форма спектра отражения структуры со слоями является результатом интерференции падающей волны и волн, отраженных от межслойных границ, фаза которых в области нормальной дисперсии (в ИК-диапазоне более 1600 см^{-1}) определяется глубиной залегания границ. В спектре отражения присутствуют компоненты, соответствующие толщине верхнего слоя d_n , суммарной толщине верхнего и следующего слоев $d_n + d_{n-1}$ и т. д. Экспериментальные спектры отражения, измеренные для двух политипов 4H-SiC эпитаксиальных структур, представлены на рис. 4, соответствующие им технологические характеристики слоев и результаты измерений приведены в табл. 2.

Каждому периодическому компоненту в области спектральной интерференции в приближении слабоменяющегося показателя преломления (в исследованном диапазоне с малой нормальной дисперсией $n \approx 2,64$ [6]) сопоставляется толщина слоя $d = (2\omega'n)^{-1}$ [9],

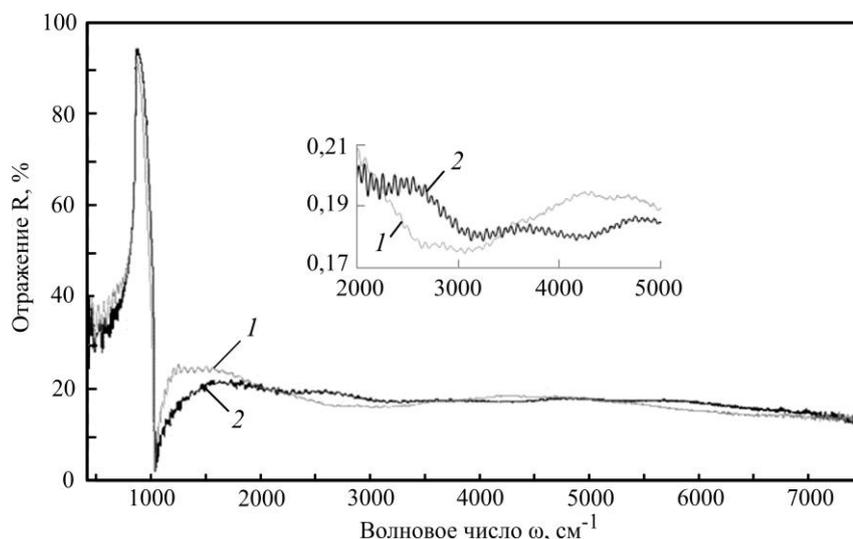


Рис. 4. Экспериментальные спектры отражения: кривая 1 – структура 1; кривая 2 – структура 2

Fig. 4. Experimental reflection spectra: curve 1 – structure 1; curve 2 – structure 2

Таблица 2

Паспортные данные * эпитаксиальных структур и результаты фурье-анализа спектров отражения

Table 2

Passport data * of epitaxial structures and the results of Fourier analysis of the reflection spectra

Номер структуры	Параметр	Номер слоя (нумерация от подложки)				
		1	2	3		
1	Тип проводимости*	n^+	p	p^+		
	Концентрация примеси*, см^{-3}	$5 \cdot 10^{18}$	$1 \cdot 10^{16}$	$5 \cdot 10^{18} \rightarrow 1 \cdot 10^{20}$		
	Толщина*, мкм	10	16	5		
	Толщина по спектру (рис. 5, а), мкм	9,25	16,4	2,05	2,05	1,03
2	Тип проводимости*	n^+	p	p^+		
	Концентрация примеси*, см^{-3}	$5 \cdot 10^{18}$	$1 \cdot 10^{16}$	$5 \cdot 10^{18} \rightarrow 1 \cdot 10^{20}$		
	Толщина*, мкм	10	16	2,5		
	Толщина по спектру, мкм	рис. 5, б	12,7	15,5	1,11	1,11
рис. 5, в		12,8	15,6	1,11	1,11	0,556

где ω' – период интерференционных спектральных колебаний. В случае многослойной структуры спектральная интерференция проявляется суперпозицией синусоид. Визуальное определение величин отдельных периодов колебаний, в частности низкочастотных «биений», во многих случаях невозможно. Поэтому для определения спектральных составляющих кривой отражения применяли фурье-анализ спектра с использованием программного пакета LabView. В связи с существующей слабой дисперсией показателя преломления в исследованном диапазоне при работе со спектральной кривой из нее удаляли линию тренда.

Корректность обнаружения гармоник в экспериментальном спектре с помощью фурье-преобразования требует, чтобы в анализируемую область укладывалось целое число ее периодов. В противном случае в фурье-образе спектра наблюдаются группы пиков, не соответствующие реальным накладывающимся гармоникам, но находящиеся рядом с реальными пиками. Одновременно амплитуды реальных пиков уменьшаются. Минимизация появления «побочных» пиков и увеличение амплитуды «истинных» достигались корректировкой анализируемого диапазона, направленной на использование при фурье-преобразовании целого числа периодов исследуемой гармоник. Результаты фурье-анализа двух структур, отградуированные в толщинах слоев, приведены на рис. 5. Первый пик соответствует толщине верхнего слоя, второй пик – суммарной толщине верхнего слоя и лежащего под ним и т. д. Минимальная определяемая толщина слоя в соответствии с исследованным диапазоном спектра составляет около 0,5 мкм.

Высокая чувствительность приведенного алгоритма фурье-анализа спектра отражения позволила зафиксировать оптические границы между отдельными подслоями структуры, возникшими в результате, например, поэтапного изменения технологического режима при существенном увеличении уровня легирования. В структуре высоковольтного мезаэпитаксиального 4H-SiC $p-i-n$ -диода на p -слое создан p^+ -эмиттер [10] по технологии, описанной в работе [11]. Соответствующие толщинам подслоев пики наблюдаются в представленных на рис. 5, б, в фурье-спектрах, численные значения толщин подслоев приведены в табл. 2. РЭМ-изображение типичной для таких приборных структур области эмиттера представлено на рис. 6. Контраст изображения позволяет наблюдать слои с разной концентрацией акцепторов.

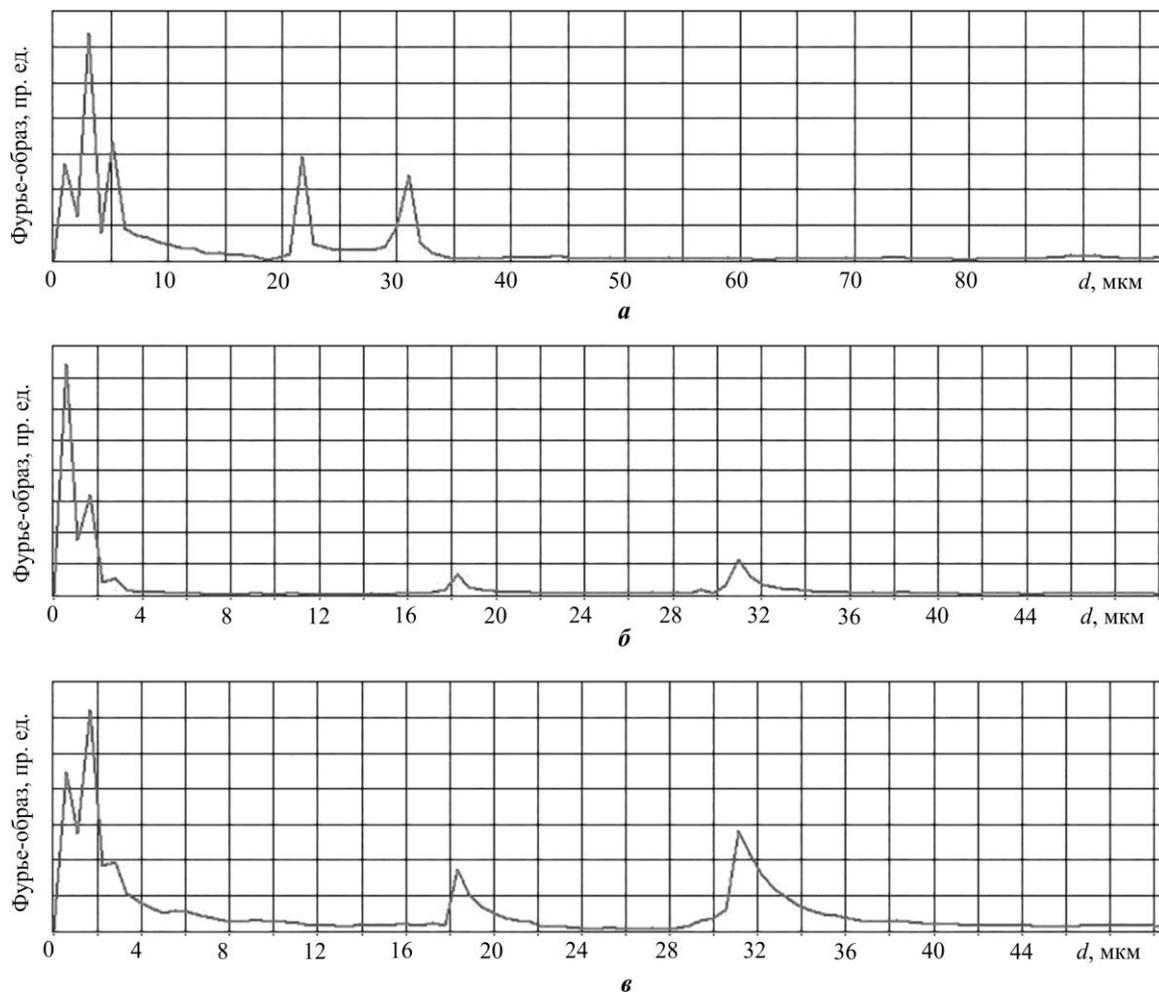


Рис. 5. Результаты фурье-анализа спектров отражения: *a* – структура 1; *б* – структура 2 (диапазон 2370–5783 см^{-1}); *в* – структура 2 (диапазон 1843–5240 см^{-1})

Fig. 5. Data of the Fourier analysis of the reflection spectra: *a* – structure 1; *b* – structure 2 (range 2370–5783 cm^{-1}); *c* – structure 2 (range 1843–5240 cm^{-1})

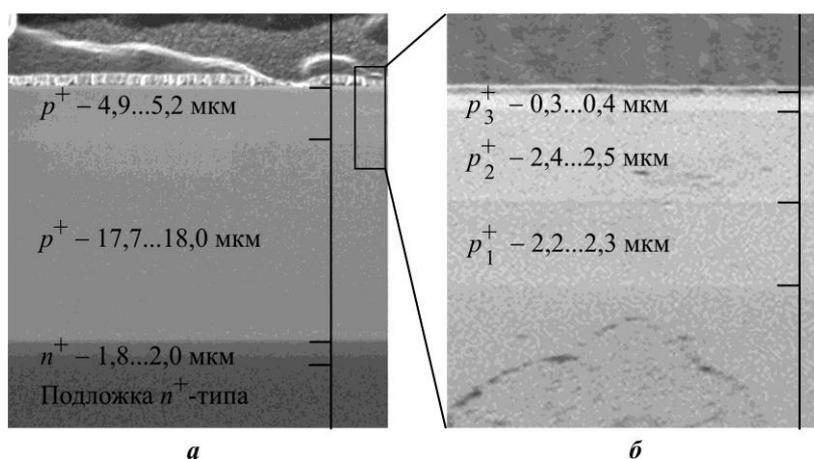


Рис. 6. РЭМ-изображение приборной карбидокремниевой эпитаксиальной структуры в режиме контраста легирования: *a* – послойный состав; *б* – состав p^+ -эмиттера

Fig. 6. SEM-image of the device silicon carbide epitaxial structure, obtained using scanning electron microscopy in the doping contrast mode: *a* – layer-by-layer composition of the epitaxial structure; *b* – composition of the p^+ -emitter

Характеризация нарушенного поверхностного слоя. Технологический цикл создания приборов на основе SiC в качестве одной из важнейших операций предполагает контроль нарушенного поверхностного слоя и поверхностного рельефа на различных

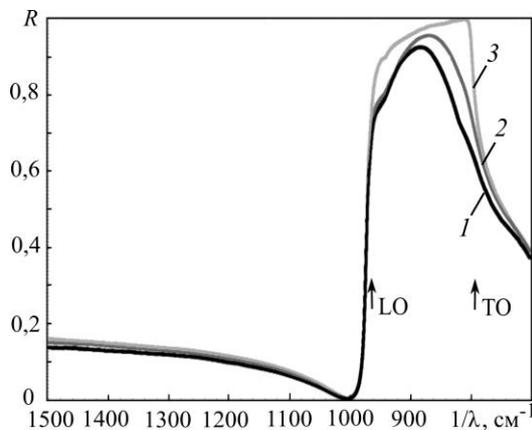


Рис. 7. Экспериментальные спектры коэффициента отражения подложек на разных этапах обработки поверхности: 1 – необработанный срез; 2 – шлифовка (размер зерна пасты 7–5 мкм); 3 – полировка (размер зерна пасты 1–0 мкм)

Fig. 7. Experimental spectra of the reflectance R of substrates at different stages of surface treatment: 1 – raw slice; 2 – grinding (pasta grain size 7–5 μm); 3 – polishing (pasta grain size 1–0 μm)

стадиях обработки поверхности подложек. После каждого этапа обработки (шлифовки, полировки) подложка характеризуется различной толщиной нарушенного слоя – поверхностной области кристалла с показателем преломления, отличающимся от объемного. Этот слой может содержать механические дефекты кристаллической решетки типа субнанометровых трещин, а также шероховатости. О существенном несхождении состояний приповерхностной области кристалла свидетельствует различие спектров отражения в области однофононного взаимодействия (рис. 7). С увеличением «развитости» поверхности слегка уменьшается коэффициент отражения и более сглаженным становится максимум. Данные изменения аналогичны изменениям теоретического спектра при увеличении параметра диэлектрической функции γ_i – коэффициента затухания поперечных фононов [3]. Повышенное затухание фононных колебаний логично связывать главным образом с большей дефектностью приповерхностного слоя.

Заключение. Бесконтактные неразрушающие методы позволяют контролировать такие параметры карбидокремниевых подложек и эпитаксиальных структур, как характеристики поверхности, кинетические параметры носителей заряда, а также толщины слоев приборных многослойных композиций. В основе использованных методов лежат физические процессы взаимодействия потока фотонов с монокристаллом SiC. Спектральное отражение в области взаимодействия с коллективом фононных и электронных колебаний позволяет получать данные по концентрации и подвижности носителей заряда. Спектральная интерференция на многослойной эпитаксиальной композиции дает возможность осуществлять постростовой контроль толщин приборных структур. Связь качества механической обработки карбидокремниевых подложек и механизма фононных колебаний в приповерхностной области, проявившаяся в спектре отражения, качественно характеризует нарушенный поверхностный слой.

Учитывая острую потребность в развитии управляемых технологий синтеза многослойных карбидокремниевых эпитаксиальных структур как базовых элементов широкой номенклатуры приборов экстремальной электроники (силовые транзисторы, импульсные дрейфовые диоды, высоковольтные $p-i-n$ -структуры и датчики УФ), можно заключить, что предлагаемый алгоритм комбинированного использования изложенных в работе методов обеспечит оперативный контроль подложек и эпитаксиальных композиций с достижением воспроизводимых характеристик и функциональных параметров.

Литература

1. **Лучинин В. В., Таиров Ю. М.** Карбид кремния – алмазоподобный материал с управляемыми наноструктурно-зависимыми свойствами // *Наноиндустрия*. 2010. № 1. С. 36–40.
2. **Лучинин В. В.** Отечественная экстремальная ЭКБ: карбидокремниевая индустрия СПбГЭТУ «ЛЭТИ» // *Наноиндустрия*. 2016. № 4 (66). С. 40–51.
3. **Уханов Ю. И.** Оптические свойства полупроводников. М.: Наука, 1977. 366 с.
4. Characterization of carrier concentration and mobility in *n*-type SiC wafers using infrared reflectance spectroscopy / **K. Narita, Y. Hijikata, H. Yaguchi et al.** // *Japanese Journal of Applied Physics*. 2004. Vol. 43. No. 8R. P. 5151–5156. doi: <https://doi.org/10.1143/JJAP.43.5151>
5. **Пиеницын В. И., Абаев М. И., Лызлов Н. Ю.** Эллипсометрия в физико-химических исследованиях. Л.: Химия, 1986. 152 с.
6. Handbook of optical constants of solids. Vol. 1–3 / *ed. E. D. Palik*. San Diego: Academic Press, 1985–1998.
7. **Kimoto T., Cooper J. A.** Fundamentals of silicon carbide technology: growth, characterization, devices and applications. Singapore: John Wiley & Sons, 2014. XIV, 538 p. doi: <https://doi.org/10.1002/9781118313534>
8. **Панов М. Ф., Растегаев В. П., Корлякова С. А.** Спектральная интерференция в карбидокремниевой n^-n^+ -структуре // *Журнал технической физики*. 2014. Т. 84. № 8. С. 151–153.
9. **Батавин В. В., Концевой Ю. А., Федорович Ю. В.** Измерение параметров полупроводниковых материалов и структур. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
10. Характеризация функциональных областей карбидокремниевых эпитаксиальных и приборных структур методом РЭМ в режиме контраста легирования / **А. В. Афанасьев, В. А. Голубков, В. А. Ильин и др.** // *Изв. СПбГЭТУ ЛЭТИ*. 2020. № 6. С. 72–77.
11. **Афанасьев А. В., Ильин В. А., Лучинин В. В., Решанов С. А.** Анализ эпитаксии карбида кремния из газовой фазы как базового процесса в технологии силовой электроники. Обзор // *Изв. вузов. Электроника*. 2020. Т. 25. № 6. С. 483–496. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2020-25-6-483-496>

Статья поступила в редакцию 29.10.2021 г.; одобрена после рецензирования 29.10.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторах

Лучинин Виктор Викторович – доктор технических наук, профессор кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина) (Россия, 197376, г. Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5), cmid_leti@mail.ru

Панов Михаил Федорович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина) (Россия, 197376, г. Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5), 19_panov_59@mail.ru

Павлова Мария Владимировна – магистрант кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина) (Россия, 197376, г. Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5), cmid_leti@mail.ru

Рыбка Федор Евгеньевич – магистрант кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина) (Россия, 197376, г. Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5), cmid_leti@mail.ru

References

1. Luchinin V. V., Tairov Yu. M. Silicon carbide, a diamond-like material with controllable nanostructure dependent properties. *Nanoindustriya = Nanoindustry*, 2010, no. 1, pp. 36–40. (In Russian).
2. Luchinin V. V. Russian electronic components for extreme conditions: silicon carbide industry founded by LETI. *Nanoindustriya = Nanoindustry*, 2016, no. 4 (66), pp. 40–51. (In Russian).
3. Ukhanov Yu. I. *Optical properties of semiconductors*. Moscow, Nauka Publ., 1977. 366 p. (In Russian).
4. Narita K., Hijikata Y., Yaguchi H., Yoshida S., Nakashima S. Characterization of carrier concentration and mobility in *n*-type SiC wafers using infrared reflectance spectroscopy. *Japanese Journal of Applied Physics*, 2004, vol. 43, no. 8R, pp. 5151–5156. doi: <https://doi.org/10.1143/JJAP.43.5151>
5. Pshenitsyn V. I., Abaev M. I., Lyzlov N. Yu. *Ellipsometry in physical and chemical research*. Leningrad, Khimiya Publ., 1986. 152 p. (In Russian).
6. Palik E. D. (ed.) *Handbook of optical constants of solids*, vol. 1–3. San Diego, Academic Press, 1985–1998.
7. Kimoto T., Cooper J. A. *Fundamentals of silicon carbide technology: growth, characterization, devices and applications*. Singapore, John Wiley & Sons, 2014. xiv, 538 p. doi: <https://doi.org/10.1002/9781118313534>
8. Panov M. F., Rastegaev V. P., Korlyakova S. A. Spectral interference in a carbide-silicon n^-n^+ structure. *Technical Physics*, 2014, vol. 59, iss. 8, pp. 1252–1254. doi: <https://doi.org/10.1134/S1063784214080179>
9. Batavin V. V., Kontsevoi Yu. A., Fedorovich Yu. V. *Semiconductor materials' and structures' parameters measurement*. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1985. 264 p. (In Russian).
10. Afanasev A. V., Golubkov V. A., Ilyin V. A., Luchinin V. V., Ryabko A.A., Sergushichev K. A., Trushlyakova V. V., Reshanov S. A. Characterization of functional areas in silicon carbide epitaxial and device structures by SEM in dopant contrast mode. *Izv. SPbGETU LETI = Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University*, 2020, no. 6, pp. 72–77. (In Russian).
11. Afanasev A. V., Ilyin V. A., Luchinin V. V., Reshanov S. A. Analysis of the gas phase epitaxy of silicon carbide as a basic process for power electronics technology. Review. *Izv. vuzov. Elektronika = Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 6, pp. 483–496. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2020-25-6-483-496>

The article was submitted 29.10.2021; approved after reviewing 29.10.2021;
accepted for publication 22.02.2022.

Information about the authors

Viktor V. Luchinin – Dr. Sci. (Eng.), Prof. of the Micro- and Nanoelectronics Department, Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI” (Russia, 197376, Saint Petersburg, Professor Popov st., 5), cmid_leti@mail.ru

Mikhail F. Panov – Cand. Sci. (Phys.-Math.), Assoc. Prof. of the Micro- and Nanoelectronics Department, Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI” (Russia, 197376, Saint Petersburg, Professor Popov st., 5), 19_panov_59@mail.ru

Maria V. Pavlova – Master's degree student of the Micro- and Nanoelectronics Department, Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI” (Russia, 197376, Saint Petersburg, Professor Popov st., 5), cmid_leti@mail.ru

Fedor E. Rybka – Master's degree student of the Micro- and Nanoelectronics Department, Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI” (Russia, 197376, Saint Petersburg, Professor Popov st., 5), cmid_leti@mail.ru

ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ INTEGRATED ELECTRONICS ELEMENTS

Научная статья

УДК [621.3.029.6:621.375:621.382.3]:004.94

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-2-187-192

Моделирование СВЧ-усилителей мощности на GaN-транзисторах

В. Т. Комаров

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

valerkomarov@gmail.com

Аннотация. Эффективное использование GaN-транзисторов предполагает разработку электрической схемы СВЧ-усилителя мощности, которая позволит реализовать максимальные значения выходной мощности, коэффициента усиления по мощности, полосы частот и КПД. Обязательное условие – устойчивая работа СВЧ-усилителя. Для достижения данных целей необходимы электрические параметры эквивалентной схемы реальных транзисторов в режиме большого сигнала. В работе представлена полная модель СВЧ-усилителя мощности X -диапазона частот на GaN-транзисторах, в которой элементы согласования, питания и смещения выполнены на микрополосковых отрезках. Рассмотрен метод моделирования СВЧ-усилителей мощности в программной среде Keysight Technologies Advanced Design System (ADS), позволяющей решать вопросы устойчивости усилителя, выбирать компромисс между коэффициентом усиления, выходной мощностью, КПД и полосой рабочих частот, вычислять интермодуляционные составляющие спектра выходного сигнала. В составе СВЧ-усилителя мощности использованы нелинейные модели реальных GaN-транзисторов из библиотеки Modelithics Qorvo GaN, в частности модель TGF2023. Геометрические размеры отрезков вычислены в результате оптимизации согласующих микрополосковых эквивалентных моделей на входе и выходе транзистора на максимум выходной мощности и КПД СВЧ-усилителя в X -диапазоне частот. Окончательные результаты получены с помощью электромагнитного анализа микрополосковых схем в составе полной модели усилителя мощности в режиме большого сигнала. Моделирование усилителей в программной среде ADS дает возможность определять геометрические размеры полной платы усилителя мощности X -диапазона частот.

Ключевые слова: GaN-транзистор, усилитель мощности, КПД, коэффициент стабильности

Для цитирования: Комаров В. Т. Моделирование СВЧ-усилителей мощности на GaN-транзисторах // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 187–192. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-187-192>

Original article

The simulation of microwave power amplifiers on the GaN transistors

V. T. Komarov

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

valerkomarov@gmail.com

Abstract. Effective use of GaN transistors implies the design of microwave power amplifier's circuit that allows putting into action maximal values of output power, power gain, frequency range and power added efficiency (PAE). Mandatory requirement is steady work of microwave amplifier. In furtherance of hereof, electrical parameters of actual transistors' equivalent circuit at large-signal operation are necessary. In this work, the complete electrical circuit of microwave power amplifier of X frequency range on GaN transistors on lumped elements and microstrip segments is presented. A method of microwave power amplifiers simulation in the Keysight Technologies Advanced Design System (ADS) computer environment allowing to resolve the amplifier stability issues, to compromise between amplifier gain, output power, PAE and frequency range, and to calculate intermodulation products of output spectrum, is considered. Nonlinear models of Qorvo Modelithics GaN transistors, particularly TGF2929 model, were used as part of microwave power amplifier. The segments' physical dimensions were calculated as a result of the optimization of the matching circuits at the input and output of the transistor to the maximum of the amplifier in the frequency range. The end results have been calculated by electromagnetic analysis of microstrip circuits in assembly with complete model of power amplifier at large-signal operation. Amplifier simulation in ADS computer environment makes it possible to define physical dimensions of complete X frequency range power amplifier card.

Keywords: GaN transistor, power amplifier, power added efficiency, stability coefficient

For citation: Komarov V. T. The simulation of microwave power amplifiers on the GaN transistors. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 187–192. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-187-192>

Введение. На основе современных технологий освоено массовое производство высокочастотных GaN-транзисторов [1]. Следующая ступень развития СВЧ-электроники – создание интегральных схем СВЧ-усилителей на GaN-транзисторах [2]. Эффективное использование GaN-транзисторов предполагает разработку электрической схемы усилителя, позволяющей реализовывать максимальные значения выходной мощности, коэффициента усиления по мощности, полосы частот и КПД. Для устойчивой работы СВЧ-усилителя необходимы электрические параметры эквивалентной схемы реальных транзисторов в режиме большого сигнала [3, 4]. При наличии модели эквивалентной

схемы транзистора для достижения оптимальных выходных параметров СВЧ-усилителя мощности эффективным является применение компьютерных программ анализа нелинейных электрических схем. Кроме того, для работы СВЧ-усилителя необходимо использование программ EM-анализа микрополосковых схем.

В работах [5, 6] представлен процесс проектирования СВЧ-усилителя мощности с использованием моделей GaN-транзисторов и программы машинного анализа электрических схем в режиме большого сигнала. На первом этапе определяют оптимальные комплексные нагрузки (load / source-pull) на входе и выходе транзистора в целевых областях диаграммы Смита. На втором – проектируют выходную цепь методом эквивалентных параметров, позволяющим создать схему на основе идеальных сосредоточенных элементов и преобразовать ее в распределенную схему.

Получение высокого КПД усилителей мощности – сложная задача для разработчиков вследствие влияния высших гармоник тока и напряжения на выходе транзистора. Контроль нагрузочных импедансов высших гармоник значительно усложняет процесс проектирования. В работах [7, 8] предложен метод машинного моделирования усилителей мощности на GaN-транзисторах в составе полной электрической схемы на сосредоточенных элементах. Согласно результатам моделирования усилителей большой мощности [5–8] КПД в оптимальных схемах L -диапазона частот равен 80 %, на частотах S -диапазона – 48 %, на частотах K -диапазона в интегральных схемах [2] составляет 25 %.

Цель настоящей работы – создание модели высокоэффективного СВЧ-усилителя с увеличенной полосой пропускания для X -диапазона частот в программной среде Keysight Technologies Advanced Design System (ADS).

Электрическая модель СВЧ-усилителя мощности X -диапазона частот. Для моделирования СВЧ-усилителя мощности в качестве активного элемента усилителя из библиотеки Modelithics Qorvo GaN выбран GaN-транзистор TGF2023 с предполагаемой мощностью 20 Вт. Электрическая схема СВЧ-усилителя мощности X -диапазона частот на GaN-транзисторе представлена на рис. 1.

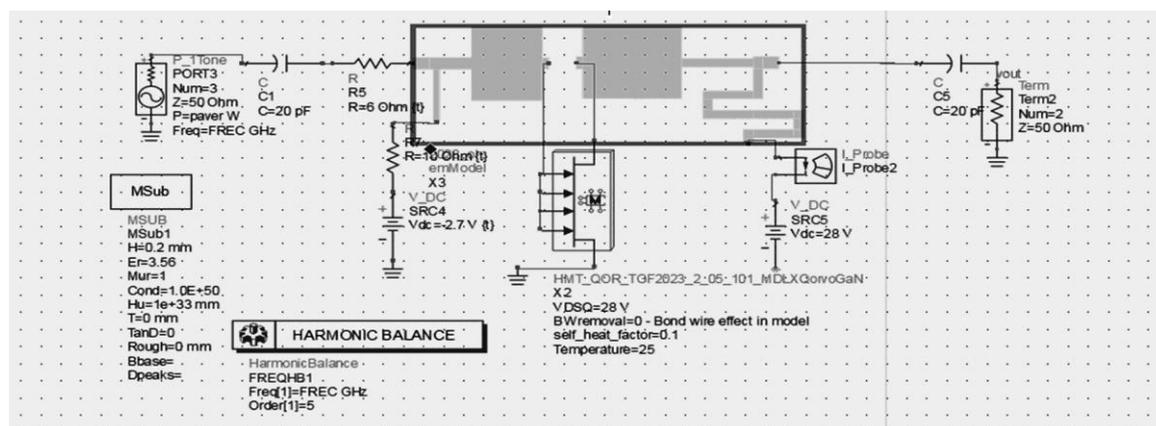


Рис. 1. Электрическая схема усилителя мощности X -диапазона частот на GaN-транзисторе
 Fig. 1. Electrical diagram of a high-power amplifier of X frequency range on a GaN transistor

Микрополосковые отрезки на входе транзистора обеспечивают согласование входного импеданса транзистора с импедансом высокочастотного источника 50 Ом, а также подачу напряжения на затвор транзистора. На выходе транзистора микрополосковые отрезки обеспечивают согласование оптимальной нагрузки транзистора с внешней нагрузкой 50 Ом, а также питание транзистора по постоянному току. Элементы $R2$ и $R4$

обеспечивают устойчивость режима работы транзистора. Максимальные значения выходной мощности и КПД в широкой полосе частот реализуются за счет выбора больших питающих напряжений и выбора напряжения смещения на затворе транзистора. На рис. 2 представлены зависимости выходной мощности усилителя и КПД от частоты.

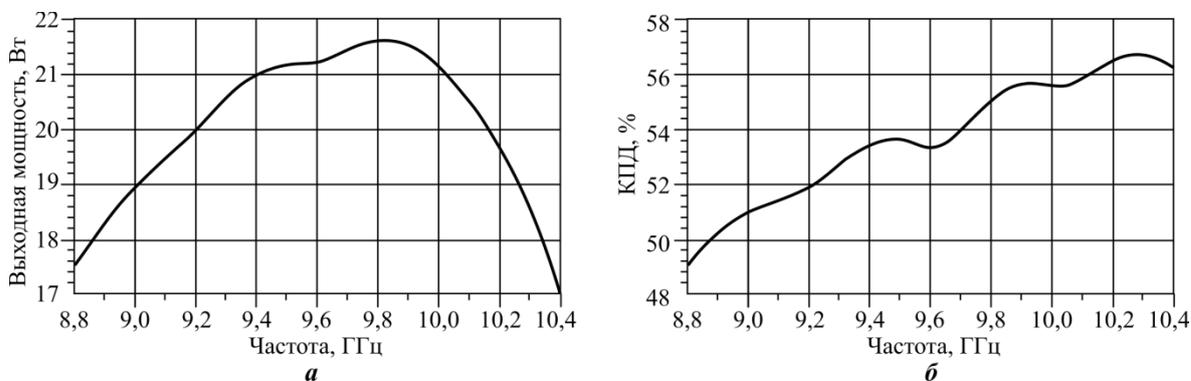


Рис. 2. Зависимости выходной мощности усилителя (а) и КПД (б) от частоты

Fig. 2. Dependences of the output power of the amplifier (a) and power added efficiency (b) on the frequency

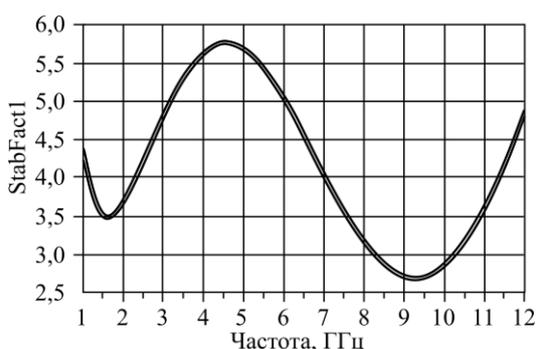


Рис. 3. Частотная характеристика коэффициента стабильности усилителя мощности

Fig. 3. Frequency response of the stability coefficient of a power amplifier

Оптимальные параметры элементов согласования схемы определяли с помощью параметрической оптимизации микрополосковых отрезков и ЕМ-анализа микрополосковой схемы. Режим работы с максимальными показателями прошел проверку на стабильность. На рис. 3 представлены результаты исследования устойчивости усилителя мощности в режиме малого сигнала, что позволяет вычислить критерии стабильности усилителя $StabFact \geq 1$. Из графика следует, что в полосе частот от 1 до 12 ГГц усилитель сохраняет абсолютную устойчивость. Максимальный КПД усилителя достигается в режиме насыщения тока на вы-

ходе транзистора, при котором проявляется влияние гармоник на формы тока и напряжения на стоке транзистора (рис. 4).

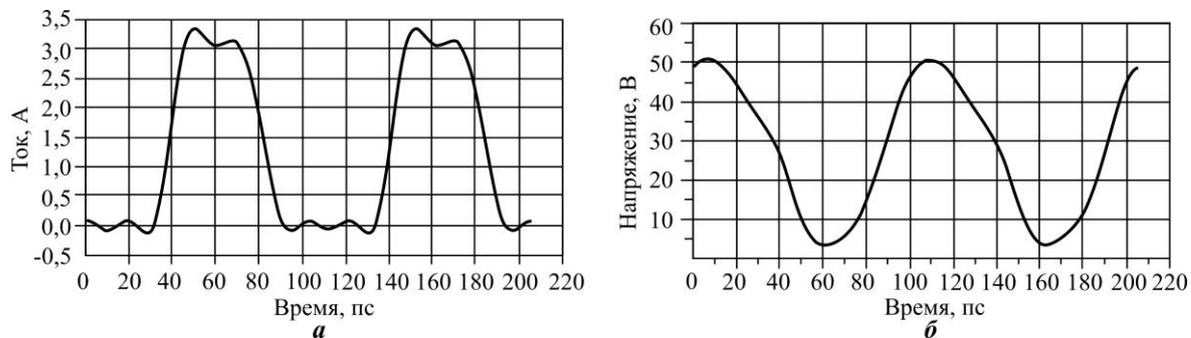


Рис. 4. Временные зависимости тока стока (а) и напряжения стока (б), определяющие максимальный КПД усилителя

Fig. 4. Time dependences of the drain current (a) and drain voltage (b) that determine the maximum power added efficiency of the amplifier

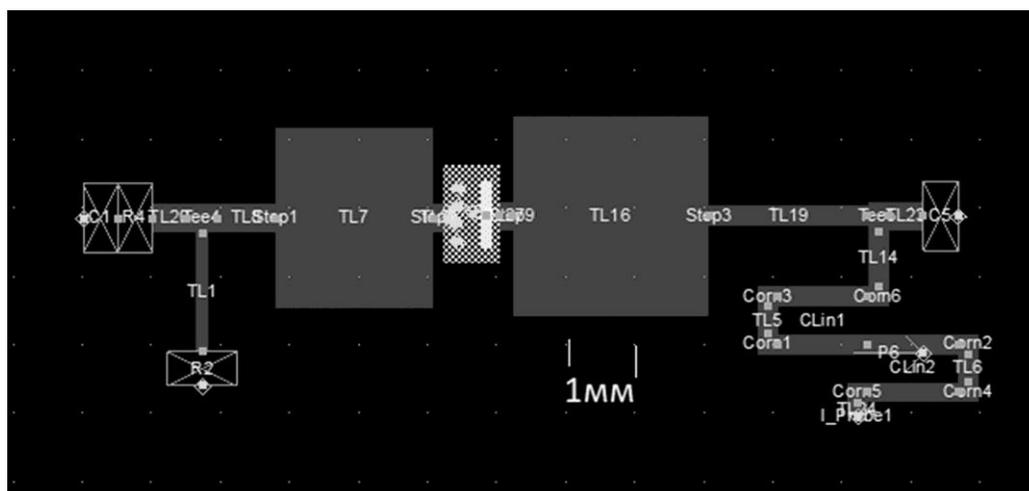


Рис. 5. Конфигурация микрополосковой схемы усилителя мощности X -диапазона частот
 Fig. 5. Configuration of the microstrip schema of the power amplifier of X range of frequency

Характеристики усилителя, представленные на рис. 2–4, получены в результате параметрической оптимизации схемы усилителя мощности (см. рис. 1). Входная цепь представлена напряжением смещения $V_{dc} = -2,7$ В, входной мощностью $P_{in} = 3,3$ Вт, сопротивлениями $R2 = 10$ Ом, $R4 = 6$ Ом и микрополосковой схемой согласования, выходная цепь – напряжением питания $V_{dc} = 28$ В и микрополосковой схемой согласования (рис. 5). Материал подложки – Rogers RO4003, толщина положки 0,2 мм, диэлектрическая проницаемость 3,55, высота экрана корпуса 3 мм.

Заключение. В результате исследования определена конфигурация микрополосковой схемы СВЧ-усилителя мощности X -диапазона частот на GaN-транзисторе, обеспечивающая мощность 20 Вт в полосе частот 1 ГГц. Электрическая схема позволяет формировать гармоники в режиме большого сигнала на выходе транзистора, необходимые для реализации высокого КПД (не менее 50 %). Режим максимальной мощности обеспечивает устойчивость СВЧ-усилителя.

Моделирование СВЧ-усилителей на GaN-транзисторе в программной среде ADS дает возможность в одном процессе определять геометрические размеры полной платы усилителя мощности X -диапазона частот.

Литература

1. **Тарасов С., Дикарев В., Цоцорин А.** Мощные GaN СВЧ-транзисторы для применения в перспективных системах связи и радиолокации // СВЧ-электроника. 2016. № 1. С. 26–29.
2. **Янг Т., Вай Д.** Преимущества электромагнитного анализа в проектировании усилителя мощности K -диапазона для систем навигации // СВЧ-электроника. 2019. № 4. С. 42–45.
3. **Альварес К. Р.** Компьютерное моделирование для оценки безусловной устойчивости трехкаскадного СВЧ-усилителя мощности: пер. В. Рентюк // СВЧ-электроника. 2021. № 2. С. 48–53.
4. **Angelov I., Zirath H., Rosman N.** A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1992. Vol. 40. No. 12. P. 2258–2266. <https://doi.org/10.1109/22.179888>
5. **Dunleavy L., Morales H., Suckling C., Tran K.** Device and PA circuit level validations of a high power GaN model library // Microwave Journal: электрон. журн. 2016. Vol. 59. URL: <https://www.microwavejournal.com/articles/26878-device-and-pa-circuit-level-validations-of-a-high-power-gan-model-library> (дата обращения: 25.11.2021).

6. **Браннинг Дж., Рэйт Р.** Проектирование широкополосного усилителя мощности радиочастотного диапазона на основе GaN при помощи NI AWR Design Environment // СВЧ-электроника. 2018. № 2. С. 42–47.

7. **Фирас М. А. А.-Р.** Усилитель мощности класса F с новой конфигурацией схемы согласования нагрузки // СВЧ-электроника. 2017. № 2. С. 49–57.

8. **Комаров В. Т.** СВЧ-усилитель мощности до 100 Вт на GaN-транзисторах в режиме большого сигнала // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 1. С. 78–82. <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2020-25-1-78-82>

Статья поступила в редакцию 16.09.2021 г.; одобрена после рецензирования 16.09.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторе

Комаров Валерий Терентьевич – кандидат технических наук, доцент Института микроприборов и систем управления Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), valerkomarov@gmail.com

References

1. Tarasov S., Dikarev V., Tsotsorin A. The high-power GaN microwave transistors for the applications in perspective systems of radar and communication. *SVCh-elektronika = Microwave Electronics*, 2016, no. 1, pp. 26–29. (In Russian).

2. Young Th., Vye D. Leveraging EM analysis: K-band satcom GaN HPA design success. *MWEE*, 2019, vol. 9, pp. 10–11.

3. Alvarez K. R. Simulating the stability of a three-stage microwave power amplifier. *Microwaves & RF*. 21.07.2021. Available at: <https://www.mwrf.com/technologies/software/article/21170193/simulating-the-stability-of-a-threestage-microwave-power-amplifier> (accessed: 25.11.2021).

4. Angelov I., Zirath H., Rosman N. A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, vol. 40, no. 12, pp. 2258–2266. <https://doi.org/10.1109/22.179888>

5. Dunleavy L., Morales H., Suckling C., Tran K. Device and PA circuit level validations of a high power GaN model library. *Microwave Journal*, 2016, vol. 59. Available at: <https://www.microwavejournal.com/articles/26878-device-and-pa-circuit-level-validations-of-a-high-power-gan-model-library> (accessed: 26.11.2021).

6. Brunning J., Rayit R. Designing a broadband, highly efficient, gallium nitride, RF power amplifier (RFPA) using NI AWR Design Environment software platform. *New-Tech Europe*. 11.07.2018. Available at: <https://www.new-techeurope.com/2018/07/11/designing-broadband-highly-efficient-gallium-nitride-rf-power-amplifier-rfpa-using-ni-awr-design-environment-software-platform/> (accessed: 29.11.2021).

7. Firas M. A. A.-R. Class-F RF power amplifier with a new load network configuration. *High Frequency Electronics*. 2017. Available at: https://www.highfrequencyelectronics.com/index.php?option=com_content&view=article&id=1689 (accessed: 29.11.2021).

8. Komarov V. T. Amplifier of power up to 100 Wt based on GaN transistors in large signal mode. *Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 1, pp. 78–82. (In Russian). <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2020-25-1-78-82>

The article was submitted 16.09.2021; approved after reviewing 16.09.2021; accepted for publication 22.02.2022.

Information about the author

Valery T. Komarov – 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), valerkomarov@gmail.com

СХЕМОТЕХНИКА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ CIRCUIT ENGINEERING AND DESIGN

Научная статья

УДК [621.313:62-83]:001.8

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-2-193-204

Сравнительный анализ электроприводов производственных станков

А. В. Щагин, Нгуен Тхань Зыонг, Чжо Сое Вин

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

thanhduongnguyen@yandex.ru

Аннотация. Развитие производства электродвигателей и систем управления электроприводами дает возможность модернизировать оборудование металлообрабатывающей промышленности путем замены традиционного электропривода на электропривод с высокими регулировочными и энергетическими характеристиками в широком диапазоне угловых скоростей. В работе проведено сравнение электроприводов металлорежущих станков: электропривода на основе двигателя постоянного тока (ДПТ) с возбуждением от постоянных магнитов и электропривода с вентильным двигателем (ВД). Проанализированы механические, регулировочные и энергетические характеристики, отмечены особенности эксплуатации двух типов электропривода. Рассмотрен вопрос модернизации металлорежущих станков путем замены традиционного электропривода на основе ДПТ на электропривод с ВД. Результаты моделирования показали, что в номинальном режиме значения $\cos\phi$ и КПД для электропривода с ВД составляют 0,95 и 89,64–98,82 %, для электропривода на основе ДПТ эти значения равны 0,6 и 50–98,55 % соответственно. Электропривод с ВД меньше по массе и габаритам, а также согласно закону векторного управления имеет лучшие энергетические характеристики по сравнению с электроприводом на основе ДПТ.

Ключевые слова: электропривод, двигатель постоянного тока, вентильный двигатель, сравнительный анализ, модернизация производственных станков

Для цитирования: Щагин А. В., Нгуен Тхань Зыонг, Чжо Сое Вин. Сравнительный анализ электроприводов производственных станков // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 193–204. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-193-204>

Original article

Comparative analysis of electric drives of processing equipment

A. V. Shchagin, Nguyen Thanh Duong, Kyaw Soe Win

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

thanhduongnguyen@yandex.ru

Abstract. Electric motors and operating systems production development makes it possible to modernize metal industry facilities by replacing traditional electric drive with electric drive having high-performance handling and energetic characteristics in wide rotary speed range. In this work, the comparison is made between electric drives in metal-cutting machines: DC motor electric drive based on permanent magnet (PMDC) and brushless DC (BLDC) motor electric drive. The mechanical, handling and energetic characteristics of the two electric drive types were analyzed and the operation features of the two motors were highlighted. An issue of metal-cutting machines modernization via traditional PMDC motor electric drives replacement with electric drives of BLDC motor is considered. The simulation results have shown that in the nominal mode, the $\cos\varphi$ and efficiency values for the BLDC motor drive are 0.95 and 89.64–98.82 %, whereas for the PMDC motor drive these values are 0.6 and 50–98.55 %, respectively. The BLDC motor drive is smaller in weight and dimensions, and with the use of field-oriented control algorithm it has better energy characteristics than drive based on a PMDC motor.

Keywords: electric drive, PMDC motor, BLDC motor, comparative analysis, processing equipment modernization

For citation: Shchagin A. V., Nguyen Thanh Duong, Kyaw Soe Win. Comparative analysis of electric drives of processing equipment. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 193–204. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-193-204>

Введение. Электроприводы являются основным потребителем электроэнергии (до 60 %) и главным источником механической энергии промышленного оборудования [1]. Электроприводы промышленных станков должны обеспечивать заданные скорости перемещения на рабочих и холостых ходах при воздействии внешней нагрузки, точность перемещения рабочих механизмов, а также высокую надежность работы и простоту обслуживания [2].

В традиционных станках за перемещение рабочих органов отвечают электроприводы на основе двигателя постоянного тока (ДПТ), схема управления которых представляет собой двухконтурную систему регулирования по скорости вращения и току или обратной ЭДС якоря. В качестве силовой схемы используется тиристорный преобразователь с блоками импульсных трансформаторов. У электроприводов данного типа широкий диапазон регулирования скорости. Они удерживают высокий момент на малых скоростях и характеризуются простым реверсированием. Однако ввиду особенностей конструкции и схемы управления электроприводы на основе ДПТ имеют следующие недостатки:

– щеточно-коллекторные узлы создают искрение внутри машины, что снижает надежность работы и требует периодического обслуживания электропривода;

– при использовании тиристорных преобразователей коэффициент мощности при регулировании напряжения в сторону снижения невысокий, требуется удваивание элементов при реверсивном управлении, усложняется контроль момента запираания тиристоров [3, 4].

Интенсивное развитие в сфере производства электродвигателей и систем управления электроприводами дает возможность модернизировать оборудование металлообрабатывающей промышленности путем замены традиционного электропривода на электропривод с более широким диапазоном регулирования скорости и момента и с хорошими энергетическими характеристиками [5–7]. Одним из возможных вариантов замены являются электроприводы с вентильным двигателем (ВД). Они подходят для решения задачи регулирования скорости вращения, а также позиционирования.

Электроприводы с ВД имеют преимущества перед широко используемыми коллекторными и асинхронными двигателями: в частности, это простота конструкции, высокий КПД, надежность, широкий диапазон рабочих скоростей, высокая точность регулирования выходных параметров благодаря использованию частотного преобразователя в системе управления. Основные недостатки электропривода с ВД – необходимость использования частотного преобразователя (инвертора) на силовых MOSFET- или IGBT-транзисторах и сложность управления. Также для реализации векторного закона управления требуются высокая производительность микропроцессора, датчик скорости вращения и положения ротора и как минимум два датчика тока для трехфазного ВД [8, 9].

Цель настоящей работы – сравнение и анализ механических, регулировочных и энергетических характеристик электроприводов на основе ДПТ и с ВД. Для исследования выбран широко применяемый в металлообрабатывающих станках блок исполнения БИ2613, который представляет собой исполнительный электродвигатель постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов. В состав блока также входит тахогенератор постоянного тока.

Исследование характеристик электропривода на основе двигателя постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов. Математическая модель электропривода на основе ДПТ с возбуждением от постоянных магнитов имеет следующий вид [4, 10]:

$$\begin{cases} U_{я} = L_{я} \frac{dI_{я}}{dt} + r_{я} I_{я} + E_{я}, \\ E_{я} = k_E \Omega \Phi_{в}, \\ J \frac{d\Omega}{dt} = M - M_{н}, \\ M = k_M I_{я} \Phi_{в}, \end{cases} \quad (1)$$

где $U_{я}$ – напряжение якоря, В; $L_{я}$ – индуктивность якоря, Гн; $I_{я}$ – ток якоря, А; $r_{я}$ – активное сопротивление якоря, Ом; $E_{я}$ – обратная ЭДС якоря, В; k_E – электрическая постоянная, связанная с ЭДС двигателя; k_M – механическая постоянная двигателя постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов, влияющая на электромагнитный момент, который развивает двигатель (параметры k_E и k_M конструктивные и не зависят от режима работы ДПТ); Ω – скорость вращения якоря (ротора), рад/с; $\Phi_{в}$ – магнитный поток возбуждения, Вб; J – момент инерции ротора, кг·м²; M – электромагнитный момент двигателя, Н·м; $M_{н}$ – момент нагрузки, Н·м.

Систему (1) можно переписать в безразмерном виде, используя в качестве базовых величин номинальные значения параметров:

$$U_{я.ном}; \Phi_{в.ном}; \Omega_{ном} = \frac{U_{я.ном}}{k_E \Phi_{в.ном}}; M_{ном} = k_M \Phi_{в.ном} \frac{U_{я.ном}}{r_я},$$

$$\begin{cases} u_я = T_я \frac{di_я}{dt} + i_я + \phi_в \omega, \\ T_M \frac{d\omega}{dt} = \phi_в i_я - m_н, \end{cases}$$

где $u_я = \frac{U_я}{U_{я.ном}}$; $i_я = \frac{I_я r_я}{U_{я.ном}}$; $\phi_в = \frac{\Phi_в}{\Phi_{в.ном}}$; $\omega = \frac{\Omega}{\Omega_{ном}}$; $m_н = \frac{M_н}{M_{ном}}$ – относительные переменные состояния ДПТ; $T_я = \frac{L_я}{r_я}$; $T_M = \frac{J \Omega_{ном}}{M_{ном}}$ – конструктивные коэффициенты ДПТ.

Схема модели электропривода на основе ДПТ с блоком исполнения БИ2613 представлена на рис. 1. Модель включает в себя систему управления, силовую схему из тиристорного преобразователя и силового трансформатора, в качестве механического исполнителя используется ДПТ с возбуждением от постоянных магнитов.

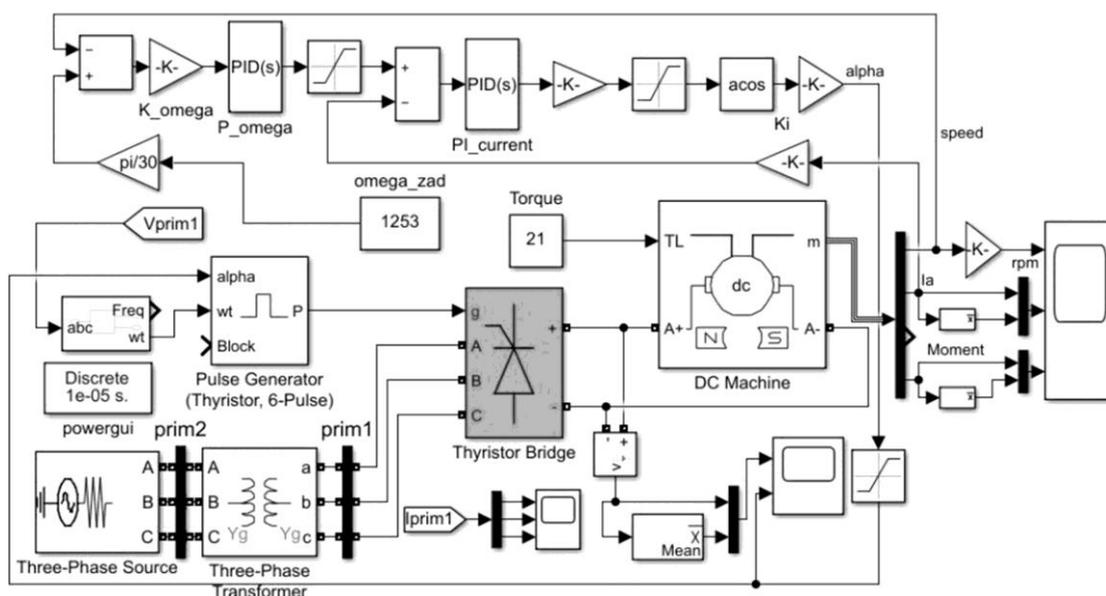


Рис. 1. Схема модели электропривода на основе ДПТ с возбуждением от постоянных магнитов
 Fig. 1. Diagram of the electric drive model based on PMDC motor

В систему управления электропривода на основе ДПТ входят два контура регулирования – по скорости и по току якоря. Поскольку возбуждение для данного объекта является постоянным, управление осуществляется только по цепи якоря. Силовая часть состоит из идеального трехфазного генератора с линейным напряжением 380 В, силового трансформатора с соотношением напряжения $K = 380/220$ и тиристорного преобразователя, представляющего собой трехфазный двухполупериодный управляемый выпрямитель на шести тиристорах. Импульсы для управления тиристорным преобразователем поступают из формирователя импульсов Pulse Generator, выходным параметром которого является угол отпираания тиристорov α .

Формула для расчета угла α имеет вид

$$U_{\text{ср}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m U \sin \frac{\pi}{m},$$

где $U_{\text{ср}}$ – среднее выходное напряжение; m – произведение числа фаз входного напряжения на число полупериодов; U – действующее входное напряжение преобразователя.

Данные для моделирования электропривода на основе ДПТ следующие: $U_{\text{я. ном}} = 98 \text{ В}$; $k_M \Phi_B = 0,636$; $\Omega_{\text{ном}} = 1253 \text{ об/мин}$; $r_{\text{я}} = 0,44 \text{ Ом}$; $L_{\text{я}} = 9 \text{ мГн}$; $M_{\text{ном. ДПТ}} = 21 \text{ Н}\cdot\text{м}$; $J = 0,038 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$. Для определения структуры и параметров регулятора используются методы синтеза систем подчиненного регулирования. Система автоматического регулирования скорости ДПТ настроена на модульный оптимум. Параметры регуляторов после синтеза составляют: $K_{\text{п } I} = 6$, $K_{\text{и } I} = 50$ – пропорциональный и интегральный коэффициенты ПИД-регулятора системы регулирования тока соответственно; $K_{\text{п } \Omega} = 35,61$ – пропорциональный коэффициент ПИД-регулятора системы регулирования скорости.

На рис. 2 показан результат моделирования номинального режима электропривода на основе ДПТ с блоком БИ2613. Машина переходит в установившееся состояние за 0,16 с, ток при прямом пуске составляет порядка 280 А за 13,5 мс.

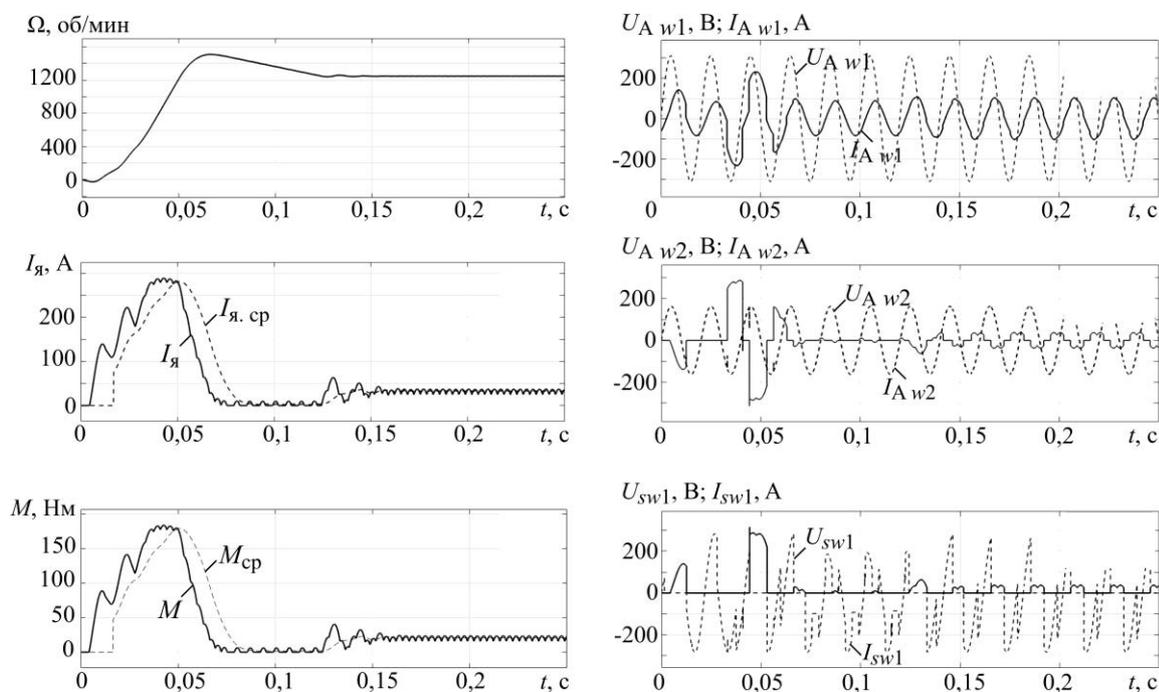


Рис. 2. Моделирование работы электропривода на основе ДПТ с блоком исполнения БИ2613 в номинальном режиме ($I_{\text{А w1}}$, $I_{\text{А w2}}$, $U_{\text{А w1}}$, $U_{\text{А w2}}$ – токи и напряжения первичной и вторичной обмоток силового трансформатора; I_{sw1} , U_{sw1} – ток и напряжение на одном из шести тиристоров; $M_{\text{ср}}$, $I_{\text{я. ср}}$ – среднее значение момента и тока)

Fig. 2. Modeling the operation of the PMDC electric drive based on BI2613 in the nominal mode ($I_{\text{А w1}}$, $I_{\text{А w2}}$, $U_{\text{А w1}}$, $U_{\text{А w2}}$ – currents and voltages of the primary and secondary windings of the power transformer, respectively; I_{sw1} , U_{sw1} – current and voltage across one of the six thyristors, respectively; $M_{\text{ср}}$, $I_{\text{я. ср}}$ – the average value of the moment and current)

На рис. 2 можно наблюдать несинусоидальность токов на обеих обмотках силового трансформатора, а также смещение по фазе тока от напряжения. Коэффициент мощности машины в данном случае составляет $\cos \varphi = 0,6$, а коэффициент пульсации тока по фазе А вторичной обмотки (winding) $I_{\text{А w2}}$ на входе управляемого выпрямителя равен 0,31. Данные факты подтверждают отрицательное влияние использования управляемого выпрямителя на питающую сеть.

На рис. 3 показаны рабочие характеристики электропривода на основе ДПТ с блоком исполнения БИ2613. Из графика на рис. 3, а следует, что при постоянном напряжении на обмотке якоря U_A скорость вращения ω уменьшается с ростом момента m . Зависимость скорости вращения ω от напряжения якоря U_A при постоянном моменте m является линейной, что говорит о простоте закона регулирования данного типа электропривода (рис. 3, б). Поскольку поток от постоянных магнитов является константой, относительный поток Φ_v всегда будет равен 1. При этом соотношения переменных объекта в установившемся режиме имеют вид $u_A = i_A + \omega$; $i_A = m_H$. На рис. 3, в представлена зависимость КПД машины η от выходной мощности P_{out} . Данная характеристика строится путем изменения относительного момента нагрузки m_H , и для каждого его значения снимается зависимость выходной мощности $P_{out} = m\omega$ от входной электрической мощности $P_{in} = u_A i_A$ при $\omega = 1$. Из графика видно, что при увеличении выходной мощности КПД двигателя падает.

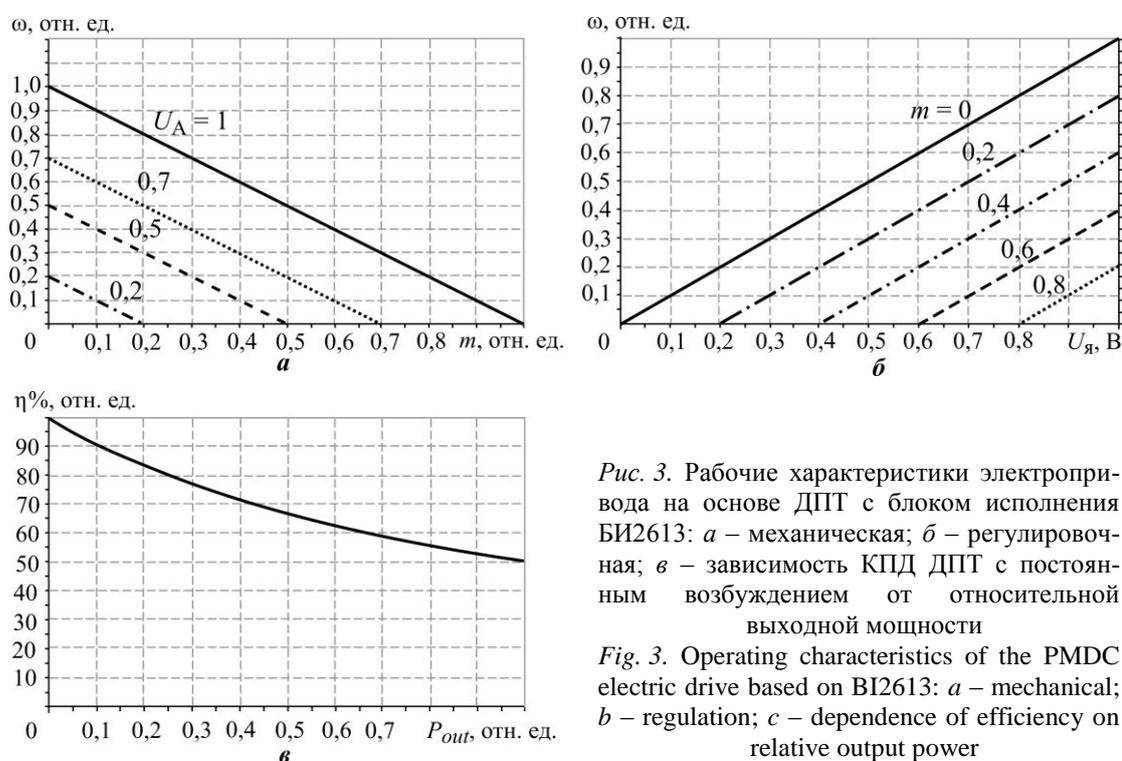


Рис. 3. Рабочие характеристики электропривода на основе ДПТ с блоком исполнения БИ2613: а – механическая; б – регулировочная; в – зависимость КПД ДПТ с постоянным возбуждением от относительной выходной мощности

Fig. 3. Operating characteristics of the PMDC electric drive based on BI2613: a – mechanical; b – regulation; c – dependence of efficiency on relative output power

Исследование характеристик электропривода с вентильным двигателем. Математическое описание электропривода с ВД для векторного закона управления в d - q -системе координат имеет следующий вид [11, 12]:

$$\begin{cases} U_d = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d - LI_q \Omega, \\ U_q = L \frac{dI_q}{dt} + RI_q + LI_d \Omega + \Psi_m \Omega, \\ U_d = -U_n \sin \beta, \quad U_q = U_n \cos \beta, \end{cases} \quad \begin{cases} M = \frac{3}{2} p \Psi_m I_q, \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p(M - M_H), \\ \frac{d\varphi}{dt} = \Omega, \end{cases} \quad (2)$$

где I_d, I_q – токи по осям d и q соответственно, А; U_n, U_d, U_q – амплитуда и мгновенные напряжения по осям d и q соответственно, В; Ω – угловая скорость ротора, рад/с; t – время, с; R – активное сопротивление фазы обмотки, Ом; L – эквивалентная индуктивность фазы обмотки, Гн; M_n – момент нагрузки на роторе, Н·м; J – момент инерции ротора с учетом нагрузки, кг·м²; p – число магнитных полюсов на роторе; Ψ_m – максимальное потокосцепление обмотки статора, обусловленное постоянным магнитом ротора, Вб; β – сдвиг по фазе вектора напряжения относительно вектора тока.

Переводим (2) в относительную систему уравнений, приняв за базовые единицы номинальные значения переменных ВД:

$$i_x = \frac{I_x}{I_6}; u_x = \frac{U_x}{U_6}; \omega = \frac{\Omega}{\Omega_6}; \mu = \frac{M}{M_6}; \tau = \Omega_6 t; x = d, q.$$

Здесь базовые величины равны:

$$U_6 = U_n; I_6 = \frac{U_6}{R}; \Omega_6 = \frac{U_6}{\Psi_m}; M_6 = \frac{3}{2} p \Psi_m I_6; \tau_e = \frac{\Omega_6 L}{R}; \tau_m = \frac{J \Omega_6^2}{M_6},$$

$$\begin{cases} \frac{di_d}{d\tau} = -\frac{1}{\tau_e} u_n \sin \beta - \frac{1}{\tau_e} i_d + \mu \omega, \\ \frac{d\mu}{d\tau} = \frac{1}{\tau_e} u_n \cos \beta - \frac{1}{\tau_e} \mu - i_d \omega - \frac{1}{\tau_e} \omega, \end{cases} \quad \begin{cases} i_q = \mu, \\ \frac{d\omega}{d\tau} = \frac{1}{\tau_m} \mu - \frac{1}{\tau_m} \mu_n, \end{cases} \quad (3)$$

где i_d, i_q – относительные токи по осям d и q ; μ – относительный электромагнитный момент; ω – относительная скорость вращения ротора; u_n – амплитудная величина напряжения; μ_n – относительная нагрузка; τ_e, τ_m – электрическая и механическая постоянные ВД соответственно.

На рис. 4 приведена схема модели электропривода с ВД. Схема питается от преобразователя напряжения (рис. 5), построенного по полумостовой схеме. Мощность преобразователя 5 кВт, выходное напряжение 48 В. Роль коммутирующего устройства выполняет частотный преобразователь, состоящий из шести MOSFET-транзисторов. На вход системы задают скорость вращения, момент нагрузки и угол β .

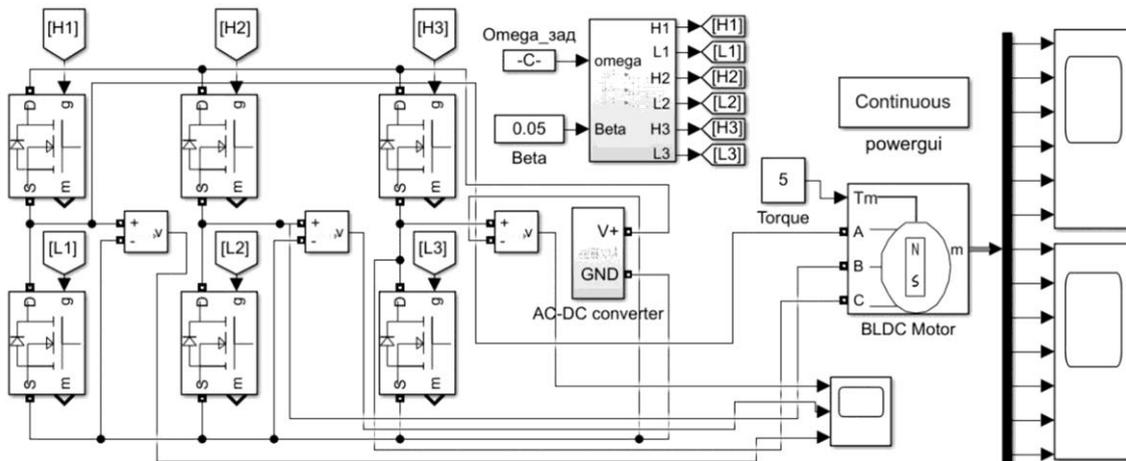


Рис. 4. Схема модели работы электропривода с ВД
Fig. 4. Diagram of the BLDC motor electric drive model

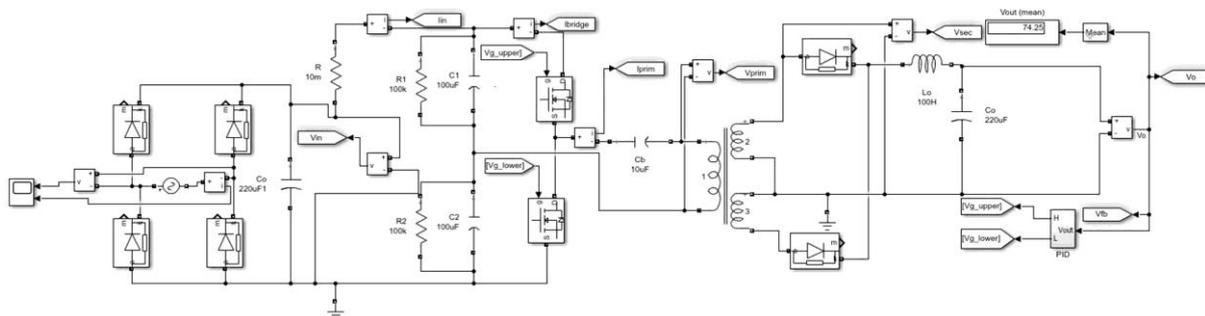


Рис. 5. Подсистема источника питания (AC-DC-преобразователя) электропривода с ВД
 Fig. 5. Model of AC-DC converter of the BLDC electric drive

Рассмотрим ВД со следующими значениями параметров: номинальная мощность $P_{\text{ном}} = 3 \text{ кВт}$; напряжение питания $U_{\text{ном}} = 48 \text{ В}$; номинальный выходной момент $M_{\text{ном. ВД}} = 10 \text{ Н}\cdot\text{м}$; $R = 0,045 \text{ Ом}$; $L = 0,5 \text{ мГн}$; $\Psi_m = 0,127 \text{ Вб}$; $J = 4,2 \cdot 10^{-3} \text{ кг}\cdot\text{м}^2$. Базовые значения параметров: $U_6 = 48 \text{ В}$; $I_6 = 1066,67 \text{ А}$; $\Omega_6 = 377,95 \text{ рад/с}$; $M_{6, \text{ВД}} = 812,8 \text{ Н}\cdot\text{м}$; $\tau_e = 4,2$; $\tau_m = 0,738$. Результат моделирования работы электропривода с ВД показан на рис. 6, где U_{in} , I_{in} – напряжение и ток питающей сети; U_{out} , I_{out} – выходные напряжение и ток блока питания; $U_{out \text{ mean}}$, $I_{out \text{ mean}}$ – средние величины; I_A – ток по фазе А статора; Ω – угловая скорость ротора; M – крутящий момент.

Из рис. 6 видно, что короткие импульсы входного тока I_{in} имеют большую амплитуду, ширина которых равна интервалу времени между зарядкой и разрядкой входного сглаживающего конденсатора. Эти импульсы представляют собой помехи для питающей сети и являются основным недостатком импульсного источника питания. Коэффициент мощности $\cos\phi = 0,95$. На выходе блока питания можно наблюдать пульсацию напряжения и тока, а также импульсный характер тока по фазе статора двигателя, что является результатом применения частотного преобразователя.

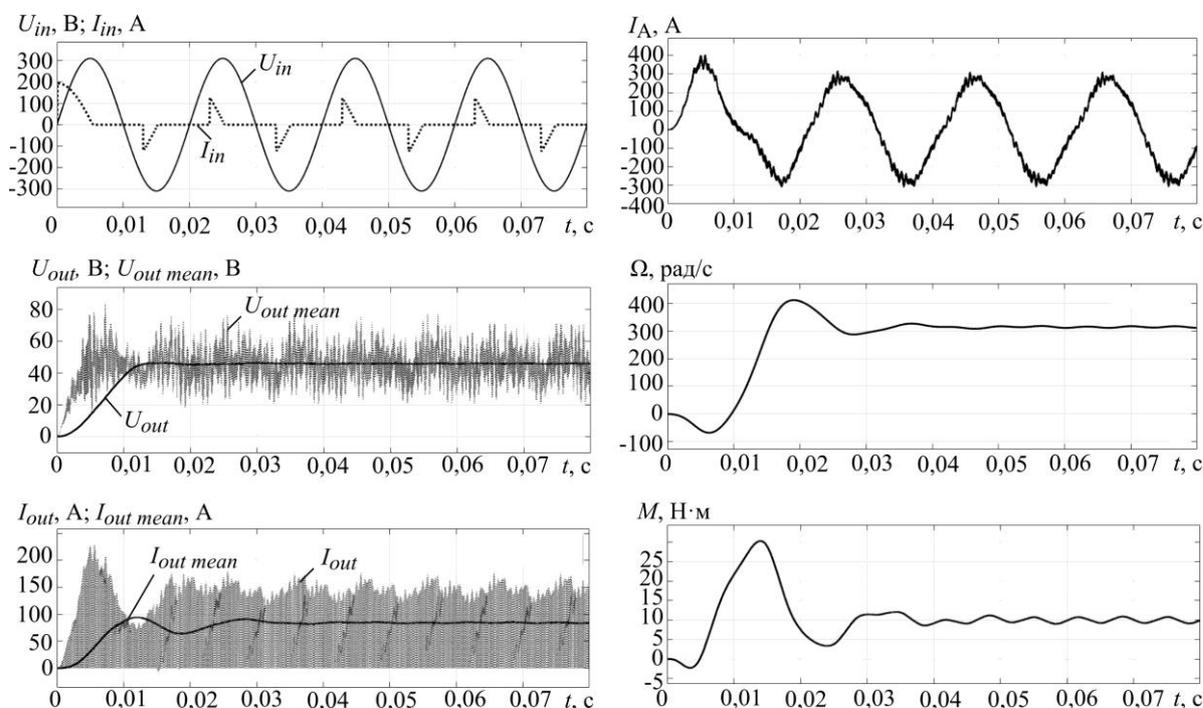


Рис. 6. Моделирование работы электропривода с ВД
 Fig. 6. BLDC electric drive operation modeling

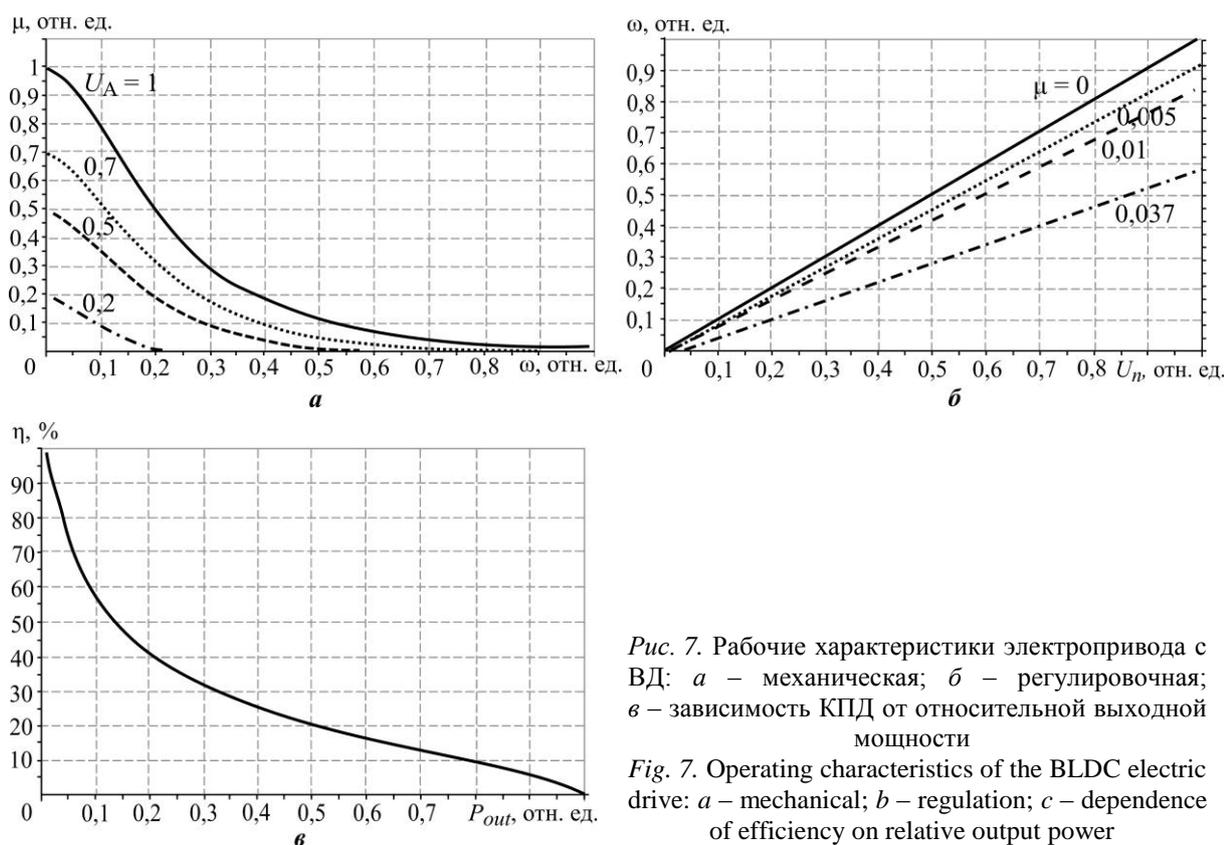


Рис. 7. Рабочие характеристики электропривода с ВД: а – механическая; б – регулировочная; в – зависимость КПД от относительной выходной мощности

Fig. 7. Operating characteristics of the BLDC electric drive: а – mechanical; б – regulation; в – dependence of efficiency on relative output power

Рабочие характеристики ВД при применении закона управления $i_d = 0$ показаны на рис. 7. Угол сдвига по фазе напряжения относительно тока составляет $\beta = 0,05$ рад. Зависимость на рис. 7, а имеет нелинейный характер: в диапазоне высоких скоростей выходной момент двигателя снижается. Данная нелинейность обусловлена влиянием электрической постоянной τ_e , или, другими словами, влиянием индуктивности обмотки статора L на характеристики ВД. При $\tau_e \rightarrow 0$ зависимости переменных ВД становятся линейными и приближаются к характеристикам ДПТ. Из рис. 7, б видно, что при одном и том же значении относительного момента μ графики зависимости $\omega(U_n)$ имеют более острый угол наклона по сравнению с графиками зависимости $\omega(U_n)$ для ДПТ (см. рис. 3, б), а при $\tau_e \rightarrow 0$ линии характеристики $\omega(U_n)$ также становятся параллельными друг другу, как на рис. 6, б. Таким образом, рабочие характеристики ВД практически аналогичны рабочим характеристикам ДПТ. ДПТ является идеализированным случаем для ВД при $\tau_e = 0$. Зависимость КПД ВД η от относительной выходной мощности P_{out} (рис. 7, в) строится по закону регулирования $i_d = 0$ при варьировании μ_n и $\omega = 1$. Видно, что КПД ВД значительно падает при увеличении выходной мощности и составляет 6 % при $P_{out} = 1$. Для построения графиков зависимостей (см. рис. 7) использованы математические модели (2) и (3), где базовая единица момента $M_{б.ВД} = 812,8$ Н·м, т. е. в 81,28 раз больше, чем номинальный момент $M_{ном.ВД} = 10$ Н·м. В диапазоне от нуля до $M_{ном.ВД}$ ($\mu_n = 0 \dots 0,0123$) КПД машины находится в диапазоне 89,64–98,82 %.

В отличие от ДПТ, который управляется только значением напряжения якоря, для ВД можно осуществлять более глубокое регулирование при использовании управляющих переменных U_n и β . Как показано в работе [10], закон управления $i_d = 0$ неоптима-

лен с точки зрения энергетических характеристик. В некоторых случаях, когда задача экономии электроэнергии является востребованной, для электропривода с ВД можно применять алгоритм фазового управления. Данный алгоритм позволяет настроить один из следующих режимов управления: максимальный КПД; максимальный коэффициент мощности; максимальный КПД ВД при постоянном электромагнитном моменте; максимальный КПД ВД при постоянной электромагнитной мощности [13].

При сравнении электроприводов важным параметром является удельная масса на единицу мощности. В большинстве случаев при одинаковой мощности удельная масса ВД в разы меньше, чем удельная масса ДПТ. В рассматриваемом случае удельная масса на единицу мощности ВД составляет 4 кг/кВт, а удельная масса ДПТ с возбуждением от постоянных магнитов равна 21 кг/кВт.

Заключение. Математическое описание и результаты моделирования продемонстрировали близкие к реальным объектам характеристики и показатели качества электроприводов с ВД и на основе ДПТ. Электропривод с ВД имеет преимущества перед электроприводом на основе ДПТ ввиду особенностей конструкции и наличия устройств управления. Отсутствие щеток в конструкции и возможность реализовать более глубокое регулирование при работе с частотным преобразователем обеспечивают высокие регулировочные и энергетические характеристики электропривода с ВД в широком диапазоне угловых скоростей.

Результаты анализа показали возможность модернизации металлообрабатывающих станков путем замены электропривода на основе ДПТ на электропривод с ВД. Такая замена позволит получить более компактные станки по массе и габаритам. Удельная масса на единицу мощности электропривода с ВД почти в 5 раз меньше, чем масса электропривода на основе ДПТ. Электропривод с ВД при использовании современного закона векторного и фазового управления имеет лучшие энергетические характеристики по сравнению с электроприводом на основе ДПТ. По результатам анализа в пределах номинального режима значения $\cos\phi$ и КПД электропривода с ВД составляют 0,95 и 89,64–98,82 %, для электропривода на основе ДПТ эти значения равны 0,6 и 50–98,55 % соответственно.

Литература

1. Ильинский Н. Ф. Основы электропривода. 3-е изд., стер. М.: Изд. дом МЭИ, 2007. 224 с.
2. Бурков А. П., Красильникьянц Е. В., Смирнов А. А., Салахутдинов Н. В. Современные требования к электроприводам станков с ЧПУ // Вестник ИГЭУ. 2010. № 4. С. 59–64.
3. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. СПб.: Корона принт, 2001. 320 с.
4. Герман-Галкин С. Г., Кардонов Г. А. Электрические машины: Лабораторные работы на ПК. СПб.: Корона принт, 2003. 256 с.
5. Castagnaro E., Bianchi N. High-speed synchronous reluctance motor for electric-spindle application // 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM). Gothenburg: IEEE, 2020. P. 2419–2425. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEM49940.2020.9270970>
6. Sakunthala S., Kiranmayi R., Mandadi P. N. A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives // 2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS). Chennai: IEEE, 2017. P. 537–540. doi: <https://doi.org/10.1109/ICECDS.2017.8390224>
7. Macahig N. A. A 6-wire 3-phase inverter topology for improved BLDC performance and harmonics // 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). New Orleans, LA: IEEE, 2020. P. 741–744. doi: <https://doi.org/10.1109/APEC39645.2020.9124358>

8. Современные вентильные электродвигатели с постоянными магнитами для привода нефтеперекачивающих насосов. Перспективы использования на объектах ТЭК / *А. С. Адалев, С. А. Булгаков, А. С. Кибардин и др.* // Трубопроводный транспорт: теория и практика. 2008. № 1 (11). С. 66–69.

9. *Овчинников И. Е.* Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность): курс лекций. СПб.: КОРОНА-Век, 2007. 336 с.

10. Электроприводы серии ЭПУ-1М: техническое описание и инструкция по эксплуатации. 11 с. // Завод «УКРМАШПРОМ» [Электронный ресурс]. URL: https://www.mashprom.com.ua/wp-content/uploads/2013/07/epu-1m_main.pdf (дата обращения: 28.01.2022).

11. *Schagin A. V., Nguyen D. T.* Development of speed control system for BLDC motor with power factor correction // 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus 2020). St. Petersburg; Moscow: IEEE, 2020. P. 2411–2414. doi: <https://doi.org/10.1109/EIConRus49466.2020.9038981>

12. *Nguyen D. T.* Parametric identification of electric drives using the ordinary least squares method // 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus 2021). St. Petersburg; Moscow: IEEE, 2021. P. 2640–2644. doi: <https://doi.org/10.1109/EIConRus51938.2021.9396566>

13. *Курносоев Д. А.* Развитие теории и принципов векторного управления вентильным электроприводом на базе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов: дис. ... д-ра техн. наук. Челябинск, 2019. 220 с.

Статья поступила в редакцию 05.10.2021 г.; одобрена после рецензирования 05.10.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторах

Щагин Анатолий Васильевич – доктор технических наук, профессор Института микроприборов и систем управления Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), schagin4@rambler.ru

Нгуен Тхань Зыонг – аспирант Института микроприборов и систем управления Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), thanhduongnguyen@yandex.ru

Чжо Сое Вин – аспирант Института микроприборов и систем управления Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), kyawsoewindsa55@gmail.com

References

1. П'инский Н. Ф. *Basics of the electric drive*. Moscow, MEI Publ. House, 2007. 224 p. (In Russian).
2. Burkov A. P., Krasil'nik'yants E. V., Smirnov A. A., Salakhutdinov N. V. Modern requirements for electric drives of CNC machines. *Vestnik IGEU = Vestnik of Ivanovo State Power Engineering University*, 2010, no. 4, pp. 59–64. (In Russian).
3. German-Galkin S. G. *Computer modeling of semiconductor systems in MATLAB 6.0*. St. Petersburg, Korona print Publ., 2001. 320 p. (In Russian).
4. German-Galkin S. G., Kardonov G. A. *Electrical machines: PC labs*. St. Petersburg, Korona print Publ., 2003. 256 p. (In Russian).
5. Castagnaro E., Bianchi N. High-speed synchronous reluctance motor for electric-spindle application. *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Gothenburg, IEEE, 2020, pp. 2419–2425. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEM49940.2020.9270970>
6. Sakunthala S., Kiranmayi R., Mandadi P. N. A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives. *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*. Chennai, IEEE, 2017, pp. 537–540. doi: <https://doi.org/10.1109/ICECDS.2017.8390224>

7. Macahig N. A. A 6-wire 3-phase inverter topology for improved BLDC performance and harmonics. *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. New Orleans, LA, IEEE, 2020, pp. 741–744. doi: <https://doi.org/10.1109/APEC39645.2020.9124358>

8. Adalev A. S., Bulgakov S. A., Kibardin A. S., Kuchinsky V. G., Soykin V. F. The modern valve electric motors with permanent magnet for oil pump drive. The prospect of usage on the facilities in fuel and power sector. *Truboprovodnyi transport: teoriya i praktika = Pipeline Transport: Theory and Practice*, 2008, no. 1 (11), pp. 66–69. (In Russian).

9. Ovchinnikov I. E. *BLDC motors and drive on their basis (low and medium power)*, lecture course. St. Petersburg, KORONA-Vek Publ., 2007. 336 p. (In Russian).

10. Electric drives of EPU-1M series: technical description and instruction manual. 11 p. (In Russian). *UKRMASHPROM Company*. Available at: https://www.mashprom.com.ua/wp-content/uploads/2013/07/epu-1m_main.pdf (accessed: 28.01.2022).

11. Schagin A. V., Nguyen D. T. Development of speed control system for BLDC motor with power factor correction. *2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus 2020)*. St. Petersburg, Moscow, IEEE, 2020, pp. 2411–2414. doi: <https://doi.org/10.1109/EIconRus49466.2020.9038981>

12. Nguyen D. T. Parametric identification of electric drives using the ordinary least squares method. *2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus 2021)*. St. Petersburg, Moscow, IEEE, 2021, pp. 2640–2644. doi: 10.1109/EIconRus51938.2021.9396566.

13. Kurnosov D. A. *Development of the theory and principles of vector control of a valve electric drive based on a synchronous motor with excitation from permanent magnets*, diss. for the Dr. Sci. (Eng.). Chelyabinsk, 2019. 220 p. (In Russian).

The article was submitted 05.10.2021; approved after reviewing 05.10.2021;
accepted for publication 22.02.2022.

Information about the authors

Anatoliy V. Shchagin – Dr. Sci. (Eng.), Prof. of the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), schagin4@rambler.ru

Nguyen Thanh Duong – PhD student of the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), thanhduongnyen@yandex.ru

Kyaw Soe Win – PhD student of the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), kyawsoewindsa55@gmail.com

Информация для читателей журнала

«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Полные тексты статей журнала с 2007 по 2021 гг. доступны на сайтах Научной электронной библиотеки: www.elibrary.ru и журнала «Известия высших учебных заведений. Электроника»: <http://ivuz-e.ru>

Разработка универсального настраиваемого вычислителя целочисленного квадратного корня на базе ПЛИС

В. А. Матюха¹, С. С. Волощук¹, С. Г. Мосин^{1,2}

¹ООО «ЛабСистемс», г. Владимир, Россия

²Казанский (Приволжский) федеральный университет, г. Казань,
Россия

smosin@ieee.org

Аннотация. Цифровая обработка сигналов (ЦОС) является основой поступательного развития инфокоммуникационных технологий. Улучшение тактико-технических характеристик существующих аппаратно-программных систем и разработка новых связаны с применением аппаратных ускорителей, реализующих специализированные алгоритмы обработки сигналов. Извлечение квадратного корня (ИКК) – одна из часто используемых операций в задачах ЦОС. Эффективность алгоритма выполнения операции ИКК и его аппаратная реализация в базисе ПЛИС позволяют существенно повысить производительность реальных систем. В работе представлены результаты сравнительного анализа алгоритмов выполнения операции ИКК. Предложена поведенческая модель и реализация IP-ядра целочисленного ИКК с настраиваемыми ограничениями: разрядность входных данных от 8 до 128 бит, возможность скалярной и векторной обработок и др. Проведены верификация модели и тестирование ее аппаратной реализации в базисе ПЛИС Xilinx SOC xc7z045ffg900-2. Представлены результаты экспериментальных исследований и сравнение с ядром Xilinx LogiCORE™ CORDIC IP. Предложенное решение обеспечивает снижение занимаемой площади ПЛИС за счет сокращения числа используемых функциональных блоков и повышение максимальной тактовой частоты до 641 МГц.

Ключевые слова: цифровая обработка сигналов, операция извлечения квадратного корня, ПЛИС, система на кристалле, невосстанавливающий алгоритм

Для цитирования: Матюха В. А., Волощук С. С., Мосин С. Г. Разработка универсального настраиваемого вычислителя целочисленного квадратного корня на базе ПЛИС // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 205–217. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-205-217>

Original article

Development of a universal configurable integer square root calculator based on FPGA

V. A. Matyukha¹, S. S. Voloshchuk¹, S. G. Mosin^{1,2}

¹*“LabSystems” LLC, Vladimir, Russia*

²*Kazan (Volga region) Federal University, Kazan, Russia*

smosin@ieee.org

Abstract. Digital signal processing (DSP) is the basis for the progressive development of the info communication technologies. The performance characteristics improvement of existing hardware-software systems and development of new ones are associated with the use of hardware accelerators that implement specialized signal processing algorithms. Square rooting is one of the most used operations in DSP. The search for an effective square rooting algorithm and its hardware implementation in the basis of FPGA can significantly increase the performance of real systems. In this work, the results of a comparative analysis of the square rooting algorithms are presented. A behavioral model and implementation of an IP-core for integer square rooting with customizable constraints such as input data length from 8 to 128 bits, scalar and vector processing, etc. were proposed. The model has been verified and its hardware implementation has been tested in the Xilinx FPGA SOC basis – xc7z045ffg900-2. Experimental results and comparison with the Xilinx LogiCORE™ CORDIC IP core are presented. The proposed solution provides a decrease in the occupied area of the FPGA by reducing the number of used functional blocks and increasing the maximum clock frequency up to 641 MHz.

Keywords: digital signal processing, square rooting, FPGA, SoC, non-restoring algorithm

For citation: Matyukha V. A., Voloshchuk S. S., Mosin S. G. Development of a universal configurable integer square root calculator based on FPGA. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 205–217. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-205-217>

Введение. Операция извлечения квадратного корня (ОИКК) часто встречается в алгоритмах цифровой обработки сигналов, например, при вычислении модуля комплексного числа, среднеквадратичного отклонения и др. Аппаратная реализация позволяет существенно сократить временные затраты на выполнение данной операции. В качестве универсального базиса реализации цифровых вычислителей удобно использовать ПЛИС. Особенности развития возможностей ПЛИС для решения задач цифровой обработки сигналов представлены в работе [1]. Аспекты разработки устройств цифровой обработки сигналов с ориентацией на маршрут проектирования и базис ПЛИС компании Xilinx рассмотрены в работе [2]. В работах [3, 4] показана реализация функциональных элементов – интегральных преобразователей и LDPC-декодера. Использование языков описания аппаратуры для разработки и реализации сложных функциональных устройств в базисе ПЛИС описано в [5, 6].

В настоящей работе предлагается поведенческая модель и рассматривается реализация IP-ядра целочисленного извлечения квадратного корня с настраиваемыми ограничениями: разрядность входных данных от 8 до 128 бит, количество занимаемых ресурсов для

16-битной шины не должно превышать 0,1 % площади кристалла (за основу принята ПЛИС Xilinx SOC xc7z045ffg900-2), вычисление квадратного корня с точностью до целого значения за предсказуемое количество тактов, пропорциональное разрядности входной шины. Проводится верификация модели и SystemVerilog-описания, а также натурное тестирование синтезированного IP-ядра в базе ПЛИС Xilinx SOC xc7z045ffg900-2.

Алгоритмы выполнения ОИКК. Модуль выполнения ОИКК целесообразно представить IP-ядром для последующего многократного использования (Design Reuse). При реализации проектов в базе ПЛИС важная задача – оптимальное использование внутренних аппаратных ресурсов кристалла. Современные ПЛИС предоставляют возможность задействовать не только стандартную логику для реализации проекта, но и более сложные внутренние функциональные блоки, например логические элементы, умножители, блоковую память и т. д. Знания архитектурных особенностей ПЛИС можно использовать при выборе эффективного алгоритма выполнения ОИКК n^* в виде решения многокритериальной задачи дискретной оптимизации:

$$\min_{n \in \mathbf{D}} \mathbf{F}(n) = \mathbf{F}(n^*), \quad (1)$$

где $\mathbf{D} = \{1, \dots, N\}$ – допустимая область варьируемых параметров для N алгоритмов; $n \in \mathbf{D}$ – номер алгоритма реализации ОИКК из множества рассматриваемых вариантов $\mathbf{A} = \{a_n\}_{n=1}^N$; $\mathbf{F}(n) = (f_1(n), f_2(n), f_3(n))$ – векторный критерий оптимальности, включающий в себя точность извлечения квадратного корня ($f_1(n) = -m_{1n} \rightarrow \min_n$), время извлечения квадратного корня ($f_2(n) = m_{2n} \rightarrow \min_n$), аппаратную сложность реализации ОИКК ($f_3(n) = m_{3n} \rightarrow \min_n$); $\mathbf{M} = [m_{in}]$ – матрица размерности $3 \times N$ исходных параметров для множества рассматриваемых вариантов \mathbf{A} .

Существует множество алгоритмов реализации ОИКК для целых и вещественных чисел, основанных на использовании табличных функций, аппроксимаций, итерационных численных методов или полиномиальных подходов. Однако не все алгоритмы одинаково применимы для эффективной реализации в базе ПЛИС.

Алгоритм, рассмотренный в работе [7], использует простые арифметические операции, погрешность алгоритма уменьшается с ростом итераций. К недостаткам алгоритма относится неоптимальный расход ресурсов при требуемой точности вычислений. Для 16-разрядной входной шины потребуется 800 логических элементов и 600 триггеров. Алгоритм, представленный в работе [8], использует полиномиальный подход к реализации с применением цифровых сигнальных процессоров (DSP) и блоковой памяти (BRAM). Для 16-разрядной входной шины потребуется 177 логических элементов, 176 триггеров, 2 BRAM и 2 DSP. Алгоритм, описанный в работе [9], использует распределенную память, в которой хранят предварительно рассчитанные значения корня. С уменьшением размера памяти растет количество итераций расчета. Для 16-разрядной входной шины потребуется 325 пар логических блоков, включающих в себя таблицу соответствия и триггер – LUT-FF.

Источники [10–16] содержат информацию о невозстанавливаемом алгоритме извлечения квадратного корня (non-restoring square root algorithm). За одну итерацию алгоритм точно вычисляет один разряд результата, т. е. вычисление корня 16-разрядного целого числа займет восемь итераций и одну итерацию для вычисления первого разряда после запятой для округления. Алгоритм использует простые арифметические операции и не требует применения цифровых сигнальных процессоров или BRAM. Для 16-разрядной входной шины потребуется около 200 логических элементов и триггеров.

Анализ существующих алгоритмов выполнения ОИКК показал, что невосстанавливающий алгоритм имеет лучшие характеристики для реализации в базисе ПЛИС с учетом критерия (1).

Модель целочисленного извлечения квадратного корня. В основе построения поведенческой модели лежит невосстанавливающий алгоритм извлечения квадратного корня, использующий на каждом шаге простейшие для аппаратной реализации операции – логический сдвиг и вычитание. Суть алгоритма в следующем. Исходное число в двоичном представлении разбивается на пары бит, вычисление начинается со старшей пары бит. На каждой итерации получают два числа: уменьшаемое и вычитаемое. Уменьшаемое число формируется путем конкатенации остатка с предыдущей итерации и пары бит входного числа: старшая пара бит – остаток, младшая пара бит – пара бит входного числа. Вычитаемое число формируется из уже вычисленных бит результата извлечения корня и числа 01_2 путем конкатенации: в старших разрядах вычисленное на предыдущей итерации число, в младших разрядах – 01_2 . Если разность этих двух чисел больше или равна 0, найденный бит результата равен 1, в противном случае – 0. Если на текущей итерации разность больше или равна 0, то в качестве остатка берется разность с текущей итерации. Если разность меньше 0, то в качестве остатка следует брать остаток с прошлой итерации. На каждой итерации алгоритм точно вычисляет следующий бит результата и остаток.

Представленный алгоритм позволяет за девять шагов для 16-разрядного входного числа получить результат целочисленного извлечения квадратного корня и характеризуется следующей вычислительной сложностью:

$$O(data_out_size + 1),$$

$$data_out_size = \text{ceil} \left(\frac{\text{floor}(\log_2(data_in)) + 1}{2} \right),$$

где $data_out_size$ – разрядность выходного числа (результат); $data_in$ – входное число.

На основе изложенного алгоритма в среде MatLab разработана поведенческая модель операции целочисленного извлечения квадратного корня, у которой $data_in$ – входное значение, $data_out$ – возвращаемый результат:

```
function [data_out] = com_sqrt_calculator(data_in)
    data_out = 0;
    if data_in ~= 0
        data_out_size = ceil((floor(log2(data_in)) + 1)/2);
        data_bin = de2bi(data_in, 2 * data_out_size, 'left-msb');
        data_bin = [data_bin 0 0];
        register = 0;
        for i = 1 : data_out_size + 1
            register = 4 * register + bi2de(data_bin((i-1) * 2 + 1 : (i-1) * 2 + 2), 'left-msb');
            if (register - 4 * data_out - 1) >= 0
                register = register - 4 * data_out - 1;
                data_out = 2 * data_out + 1;
            else
                data_out = 2 * data_out;
            end
        end
        output = de2bi(data_out, data_out_size + 1, 'left-msb');
        data_out = bi2de(output(1 : end - 1), 'left-msb') + output(end);
    end
end
```

На практике алгоритмы цифровой обработки сигналов оперируют различными структурами данных – скалярными величинами и векторами. В последнем случае для сокращения общего времени обработки целесообразно организовать параллельные вычисления, например, через конвейеризацию. Предложенная поведенческая модель имеет необходимые свойства для организации вычислений в режиме как последовательной обработки, так и параллельной. Параллельная обработка заключается в использовании параллельных вычислителей, обеспечивающих непрерывную работу модуля путем компенсации итераций вычисления количеством этих вычислителей. Количество итераций модели равно $(data_out_size + 1)$.

Время выполнения ОИКК для вектора длиной K элементов в последовательном режиме составляет $(K(data_out_size + 1))$ тактов. Для компенсации простоя модуля и обеспечения возможности его загрузки на каждом такте необходимо установить $(data_out_size + 1)$ параллельных вычислителей. Таким образом, на каждом такте каждое новое i -е входное число будет поступать на i -й вычислитель из $(data_out_size + 1)$ доступных вычислителей, при этом $(i - 1)$ -е число пройдет дальше по конвейеру $(i - 1)$ -го вычислителя. Загрузка конвейера завершается на $data_out_size + 1$ такте. После этого на каждом такте на выходе конвейера получаем результат выполнения ОИКК для очередного элемента входного вектора. В освобождающиеся вычислители последовательно поступают ранее не обработанные элементы вектора, при этом j -й элемент вектора поступает на k -й вычислитель, где $k = j \bmod (data_out_size + 1)$.

Время выполнения ОИКК для вектора длиной K элементов в конвейерном режиме составляет $(K + data_out_size + 1)$ тактов. В результате применение конвейерного режима обеспечит повышение эффективности по сравнению с последовательной обработкой в $\frac{K(data_out_size + 1)}{K + data_out_size + 1}$ раз, но при этом проиграет по ресурсам в $(data_out_size + 1)$ раз.

Разработка модуля в базисе ПЛИС. Языки описания аппаратуры (Hardware Description Language, HDL) и средства САПР ПЛИС предоставляют возможность разрабатывать функциональные блоки в виде мягких и жестких IP-ядер для последующего многократного использования при проектировании сложных систем. Для обеспечения универсальности, высокой производительности и возможности проектирования сложных систем внутри кристалла на уровне блоковых схем из черных ящиков часто применяется интерфейс Advanced eXtensible Interface (AXI). Существуют несколько спецификаций протокола AXI: AXI3, AXI4, AXI4-Lite и AXI4-Stream. Спецификации AXI3, AXI4, AXI4-Lite удобны при работе с кристаллами памяти, при взаимодействии с микроконтроллерами и т. д., но слишком громоздки для обеспечения протокола обмена между модулями внутри кристалла ПЛИС. В этой части от них выгодно отличается протокол AXI4-Stream (поточковый). Он предназначен для потоковой передачи с возможностью обеспечения максимальной производительности, а также торможения потока. Протокол AXI4-Stream обеспечивает интерфейс между устройствами Master и Slave, которые связаны соответствующими интерфейсами: M_AXIS_TVALID, M_AXIS_TREADY, M_AXIS_TDATA (Master-Slave) и S_AXIS_TVALID, S_AXIS_TREADY, S_AXIS_TDATA (Slave-Master). Сигнал TVALID сигнализирует о готовности передачи данных, TREADY – о готовности приема данных. Данные могут быть переданы только тогда, когда сигналы одного интерфейса TVALID = TREADY = 1. В качестве интерфейса модуля ОИКК выбран AXI4-Stream.

Реализация модуля целочисленного извлечения квадратного корня предполагает адаптацию предложенной поведенческой модели под последовательный и конвейерный режимы обработки, а также формирование соответствующего поведенческого SystemVerilog-описания и его синтез под выбранный базис ПЛИС. У разрабатываемого модуля предусмотрены следующие настраиваемые входные параметры, обеспечивающие универсальность IP-ядра, а также эффективность организации вычислительного процесса и занимаемых после синтеза ресурсов, с учетом исходных требований и особенностей задачи цифровой обработки сигналов: MODE – режим функционирования (последовательный (slow) / конвейерный (fast)); TDATA_WIDTH – разрядность входных данных (от 8 до 128 бит). Параметр TDATA_WIDTH позволяет задать разрядность входной шины данных в битах и может принимать значение из множества {8, 16, 32, 48, 64, 128}. Здесь есть небольшое отличие от поведенческой модели, а именно: модель каждый раз вычисляет количество итераций в зависимости от разрядности входного числа, в модуле всегда зафиксирована разрядность входной шины данных и, соответственно, количество итераций вычислений.

В соответствии с адаптированной поведенческой моделью выполнено описание модуля на языке SystemVerilog с ориентацией на протокол AXI4-Stream для обмена сигналами. Интерфейс модуля имеет следующий вид:

```
module com_sqrt_calculator #(
    parameter                MODE = "fast",    // fast, slow
    parameter integer        TDATA_WIDTH = 32
)()
    // Synchro signal and reset
    input logic              ACLK,
    input logic              ARESETN,
    // Interface S_AXIS_DATA
    input logic              S_AXIS_DATA_TVALID,
    output logic             S_AXIS_DATA_TREADY,
    input logic [TDATA_WIDTH-1:0] S_AXIS_DATA_TDATA,
    // Interface M_AXIS_DATA
    output logic             M_AXIS_DATA_TVALID,
    input logic              M_AXIS_DATA_TREADY,
    output logic [TDATA_WIDTH/2:0] M_AXIS_DATA_TDATA
);
```

Синтез полученного SystemVerilog-описания и ядра Cordic [17] с аналогичными исходными настройками выполнен в САПР Xilinx Vivado®. В качестве базиса реализации использована ПЛИС SOC xc7z045ffg900-2 компании Xilinx. Результаты сравнения используемых ресурсов представлены в табл. 1, где в скобках приведен процент использования ресурса от его общего количества в ПЛИС.

На основе результатов синтеза можно сделать вывод, что реализованный модуль в конвейерном режиме при 8- и 16-разрядной входной шине данных занимает меньше ресурсов, чем ядро Cordic, и соизмеримое с ним количество ресурсов при 32- и 48-разрядной входной шине данных. Так, при 8-разрядной входной шине выигрыш в ресурсах составляет: 28 LUT – 36,4 %; 4 LUTRAM – 44,4 %; 17 FF – 18,3 %, при 16-разрядной входной шине: 19 LUT – 12,1 %; 8 LUTRAM – 38,1 %; 27 FF – 13,4 %.

Таблица 1

Результаты синтеза модуля в последовательном и конвейерном режимах и ядра Cordic

Table 1

Synthesis results of the serial and pipelined modes module and Cordic

Ресурсы ПЛИС	TDATA_WIDTH, бит							
	8		16		32		48	
	Модуль	Cordic	Модуль	Cordic	Модуль	Cordic	Модуль	Cordic
<i>Последовательный режим</i>								
Logic Level, ед.	4	5	5	5	6	6	7	7
LUT, ед.	25 (0,01 %)	77 (0,04 %)	45 (0,02 %)	157 (0,07 %)	69 (0,03 %)	389 (0,18 %)	97 (0,04 %)	717 (0,33 %)
LUTRAM, ед.	0 (0 %)	9 (0,01 %)	0 (0 %)	21 (0,03 %)	0 (0 %)	45 (0,06 %)	0 (0 %)	69 (0,1 %)
FF, ед.	35 (0,01 %)	93 (0,02 %)	56 (0,01 %)	201 (0,05 %)	97 (0,02 %)	514 (0,12 %)	137 (0,03 %)	954 (0,22 %)
<i>Конвейерный режим</i>								
Logic Level, ед.	4	5	5	5	6	6	7	7
LUT, ед.	49 (0,02 %)	77 (0,04 %)	138 (0,06 %)	157 (0,07 %)	391 (0,18 %)	389 (0,18 %)	797 (0,36 %)	717 (0,33 %)
LUTRAM, ед.	5 (0,01 %)	9 (0,01 %)	13 (0,02 %)	21 (0,03 %)	29 (0,04 %)	45 (0,06 %)	45 (0,06 %)	69 (0,1 %)
FF, ед.	76 (0,02 %)	93 (0,02 %)	174 (0,04 %)	201 (0,05 %)	490 (0,11 %)	514 (0,12 %)	966 (0,22 %)	954 (0,22 %)

Примечание: LUT (Look-Up Table) – таблица соответствий; LUTRAM – распределенная память; FF (Flip-Flop) – триггер.

Модуль в последовательном режиме занимает значительно меньше ресурсов, чем ядро Cordic, независимо от разрядности входной шины данных. Так, при 8-разрядной входной шине выигрыш в ресурсах составляет: 52 LUT – 67,5 %; 9 LUTRAM – 100 %; 58 FF – 62,3 %. При 16-разрядной входной шине: 112 LUT – 71,2 %; 21 LUTRAM – 100 %; 145 FF – 72,1 %. При 32-разрядной входной шине: 320 LUT – 82,3 %; 45 LUTRAM – 100 %. 417 FF – 81,1 %; при 48-разрядной входной шине: 620 LUT – 86,5 %; 69 LUTRAM – 100 %; 817 FF – 85,6 %.

Следует отметить, что разрядность входной шины данных ядра Cordic ограничена значением 48 бит в отличие от разрядности входной шины данных разработанного модуля, ограниченной значением 128 бит, что существенно расширяет диапазон значений обрабатываемых данных.

Экспериментальные исследования. Оценка работоспособности и технические характеристики предложенного IP-ядра исследованы в ходе верификации поведенческой модели и описания модуля, а также тестирования его аппаратной реализации в кристалле. План верификации на первом шаге включает в себя проверку адекватности поведенческой модели в среде математических расчетов MatLab с использованием входных тестовых наборов, получение результатов выполнения ОИКК и их последующий анализ. В качестве входных тестовых наборов использовали числовые значения, соответствующие граничным значениям для выбранной входной разрядности, а также значения с особой структурой, отражающей одно-, дву- и четырехкратное чередование нулей и единиц в коде числа, и соответствующие им точные результаты целочисленного извлечения квадратного корня. Приведем тестовый набор для 64-битной входной шины данных:

<i>Входное значение, h</i>	<i>Выходное значение, h</i>
0000_0000_0000_0000	0_0000_0000
0000_0000_0000_0001	0_0000_0001
0000_0000_0000_0002	0_0000_0001
FFFF_FFFF_FFFF_FFFF	1_0000_0000
FFFF_FFFF_FFFF_FFFE	1_0000_0000
0F0F_0F0F_0F0F_0F0F	0_3E16_D092
F0F0_F0F0_F0F0_F0F0	0_F85B_4247
FF00_FF00_FF00_FF00	0_FF80_5FB0
00FF_00FF_00FF_00FF	0_0FF8_05FB
FFFF_0000_FFFF_0000	0_FFFF_8000
0000_FFFF_0000_FFFF	0_00FF_FF80
8181_1818_8181_1818	0_B614_7512
9696_6969_9696_6969	0_C457_B3D5
3C3C_C3C3_3C3C_C3C3	0_7C2E_2CD6
AAAA_AAAA_AAAA_AAAA	0_D105_EB80
5555_5555_5555_5555	0_93CD_3A2D
A5A5_5A5A_A5A5_5A5A	0_CDEC_F428
BDBD_DBDB_BDBD_DBDB	0_DC65_1045

Для других разрядностей входной шины использованы аналогичные наборы. В ходе проведенного исследования получены результаты, соответствующие эталонным значениям.

Второй шаг верификации направлен на проверку SystemVerilog-описания модуля средствами САПР Synopsys VCS. В данном случае план верификации включает в себя функциональную проверку модуля на ранее сформированных тестовых наборах для обоих режимов работы, проверку целостности данных и корректность работы интерфейса модуля, а также оценку результатов синтеза описания под выбранный базис ПЛИС. Временные диаграммы для последовательного и конвейерного режимов работы модуля представлены на рис. 1.

По результатам синтеза определена максимальная тактовая частота IP-ядра и занимаемые ресурсы для различных значений настраиваемых параметров MODE и TDATA_WIDTH (табл. 2).

Таблица 2

**Максимально допустимая системная частота проекта CLK, МГц,
по результатам синтеза**

Table 2

**Maximum allowable system frequency of the project CLK, MHz,
based on the synthesis results**

TDATA_WIDTH, бит	MODE = "slow"	MODE = "fast"	Cordic
8	641	641	477
48	513	508	339
128	409	395	—

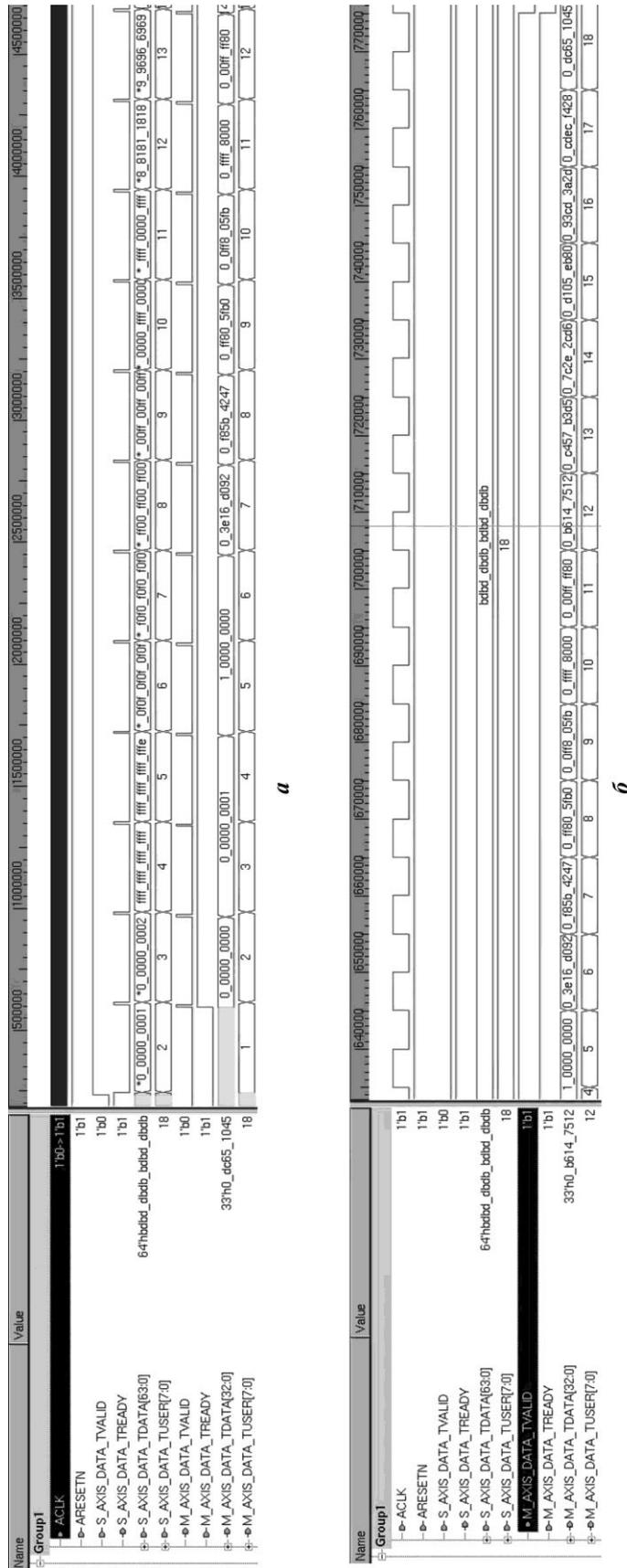


Рис. 1. Результаты верификации SystemVerilog-описания разработанного модуля: а – последовательный режим; б – конвейерный режим
 Fig. 1. Verification results of the SystemVerilog-description for the developed module: a – sequential mode; b – pipelined mode



Рис. 2. Результаты функционального тестирования IP-ядра: а – последовательный режим; б – конвейерный режим
 Fig. 2. Results of functional testing of the IP-core: a – sequential mode; b – pipelined mode

Синтезированный конфигурационный файл загружен в ПЛИС SOC xc7z045ffg900-2, и проведено функциональное тестирование IP-ядра в составе модуля цифровой обработки сигналов для 128-битной входной шины данных в последовательном и конвейерном режимах работы модуля. Входные тестовые наборы предварительно сгенерированы и вместе с результатами эталонной модели загружены в блоковую память. Результаты модуля верифицировались автоматически. Временные диаграммы работы модуля зафиксированы с помощью ядра ILA компании Xilinx и представлены на рис. 2 для последовательного и конвейерного режимов соответственно. Конфигурационные файлы сгенерированы при системной частоте проекта 330 МГц для конвейерного и 340 МГц для последовательного режимов работы модуля.

Заключение. В ходе проведенной работы по минимаксным критериям выбран невосстанавливающий алгоритм целочисленного извлечения квадратного корня. Разработанная на его основе модель в среде MatLab имеет необходимые свойства для организации вычислений в режимах последовательной и параллельной обработки. Предложенная модель использована при реализации конфигурируемого модуля в базе ПЛИС, функционирующем в двух режимах: последовательном и конвейерном. Выбор режима работы, а также возможность настройки входной шины данных позволили управлять количеством потребляемых ресурсов.

В ходе сравнения реализованного модуля с ядром Xilinx LogiCORE™ CORDIC IP зафиксирован существенный выигрыш по потреблению ресурсов и по максимальному значению системной частоты проекта. Выигрыш по ресурсам в последовательном режиме при 48-разрядной входной шине составил 620 LUT (86,5 %); 69 LUTRAM (100 %); 817 FF (85,6 %); в конвейерном режиме при 16-разрядной входной шине – 19 LUT (12,1 %); 8 LUTRAM (38,1 %); 27 FF (13,4 %). Выигрыш по максимальной системной частоте составил в последовательном режиме при 48-битной входной шине 174 МГц, в конвейерном режиме – 169 МГц.

Разработанный модуль прошел верификацию в среде Synopsys VCS, а также натурные испытания на максимально близкой к теоретической системной частоте проекта, полученной по результатам синтеза.

Литература

1. Эволюция применения ПЛИС в системах ЦОС: от специализированного сопроцессора к аппаратной платформе. Ч. 1 / *М. В. Балдин, Д. И. Воронков, А. В. Руткевич и др.* // Цифровая обработка сигналов. 2008. № 1. С. 58–64.
2. *Зотов В.* Разработка устройств цифровой обработки сигналов на базе ПЛИС и полностью программируемых систем на кристалле фирмы Xilinx в САПР серии Vivado HLx Design Suite. Ч. 1 // Компоненты и технологии. 2020. № 1 (222). С. 72–83.
3. *Тарасов И., Потехин Д., Потехин С.* Применение интегральных преобразований в цифровой обработке сигналов в проектах на базе ПЛИС // Компоненты и технологии. 2019. № 5 (214). С. 92–97.
4. *Зинченко М. Ю., Левадний А. М., Гребенко Ю. А.* Реализация LDPC декодера на ПЛИС и оптимизация потребляемой мощности // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 3. С. 4–10. doi: <https://doi.org/10.36724/2072-8735-2020-14-3-4-10>
5. *Trofimov M., Mosin S.* The realization of algorithmic description on VHDL-AMS // Proceedings of the International Conference Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2004). Lviv; Slavsko: IEEE, 2004. P. 350–352.
6. *Kislyakov M., Mosin S.* A processor development in programmable logic basis // 2007 9th International Conference – The Experience of Designing and Applications of CAD Systems in Microelectronics (CADSM'07). Lviv: IEEE, 2007. P. 182–185. doi: <https://doi.org/10.1109/CADSM.2007.4297519>
7. *Zhou Z., Hu J.* A novel square root algorithm and its FPGA simulation // J. Phys.: Conf. Ser. 2019. Vol. 1314. Iss. 1. Art. ID: 012008. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1314/1/012008>

8. **Dinechin F. de, Joldes M., Pasca B., Revy G.** Multiplicative square root algorithms for FPGAs // 2010 International Conference on Field Programmable Logic and Applications. Milan: IEEE, 2010. P. 574–577. doi: <https://doi.org/10.1109/FPL.2010.112>
9. A multi-cycle fixed point square root module for FPGAs / **F. M. del Campo, A. Morales-Reyes, R. Perez-Andrade et al.** // IEICE Electronics Express. 2012. Vol. 9. Iss. 11. P. 971–977. doi: <https://doi.org/10.1587/elex.9.971>
10. **Piromsopa K., Apornewan C., Chongsatitvatana P.** An FPGA implementation of a fixed-point square root operation // ISCIT 2001: First International Symposium on Communications and Information Technologies. Chiang Mai, 2001. P. 587–589.
11. **Sutikno T.** An optimized square root algorithm for implementation in FPGA hardware // *Telkomnika*. 2010. Vol. 8. No. 1. P. 1–8. doi: <https://doi.org/10.12928/telkomnika.v8i1.598>
12. **Nanhe A., Gawali G., Ahire S., Sivasankaran K.** Implementation of fixed and floating point square root using non-restoring algorithm on FPGA // *Int. J. Comput. Electr. Eng.* 2013. Vol. 5. No. 5. P. 533–537. doi: <https://doi.org/10.7763/IJCEE.2013.V5.767>
13. **Jidin A. Z., Sutikno T.** FPGA implementation of low-area square root calculator // *Telkomnika*. 2015. Vol. 13. No. 4. P. 1145–1152. doi: <https://doi.org/10.12928/telkomnika.v13i4.1894>
14. **Sutikno T., Jidin A. Z., Jidin A., Rumzi N.** Strategies for FPGA implementation of non-restoring square root algorithm // *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. 2014. Vol. 4. No. 4. P. 548–556. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v4i4.6008>
15. **Sutikno T.** An efficient implementation of the non-restoring square root algorithm in gate level // *Int. J. Comput. Theory Eng.* 2011. Vol. 3. No. 1. P. 46–51. doi: <https://doi.org/10.7763/IJCTE.2011.V3.281>
16. **Buradkar M. U., Zode P. P.** A 32-bit signed/unsigned fixed point non-restoring square-root operation using VHDL // *International Journal of Computational Engineering Research (IJCER)*. 2012. Spec. iss.: National Conference on Architecture, Software System and Green Computing (NCASG). P. 107–116.
17. CORDIC IP / Xilinx [Электронный ресурс]. URL: <https://www.xilinx.com/products/intellectual-property/cordic.html> (дата обращения: 03.02.2022).

Статья поступила в редакцию 03.12.2021 г.; одобрена после рецензирования 03.12.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторах

Матюха Владимир Александрович – руководитель проектов ООО «ЛабСистемс» (Россия, 600000, г. Владимир, ул. Федосеева, 5), vladimir.matyuha@lab-systems.ru

Волощук Сергей Сергеевич – разработчик ООО «ЛабСистемс» (Россия, 600000, г. Владимир, ул. Федосеева, 5), sergey.voloshchuk@lab-systems.ru

Мосин Сергей Геннадьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры прикладной математики Казанского (Приволжского) федерального университета (Россия, 420008, г. Казань, ул. Кремлевская, 18), заместитель генерального директора ООО «ЛабСистемс» (Россия, 600000, г. Владимир, ул. Федосеева, 5), smosin@ieee.org

References

1. Baldin M. V., Voronkov D. I., Rutkevich A. V., Senchenko M. N., Steshenko V. B., Shishkin G. V. An evolution of FPGA application for DSP systems: from specific co-processor to hardware platform. Part 1. *Tsifrovaya obrabotka signalov = Digital Signal Processing*, 2008, no. 1, pp. 58–64. (In Russian).
2. Zotov V. Development of the digital signal processing devices based on FPGA and fully programmable SoC of Xilinx company using CAD tool Vivado HLx Design Suite. Part 1. *Komponenty i tekhnologii*, 2020, no. 1 (222), pp. 72–83. (In Russian).
3. Tarasov I., Potekhin D., Potekhin S. An application of integral transformations in digital signal processing in FPGA-based projects. *Komponenty i tekhnologii*, 2019, no. 5 (214), pp. 92–97. (In Russian).
4. Zinchenko M. Y., Levadnyy A. M., Grebenko Y. A. FPGA LDPC decoder implementation and optimization its power consumption. *T-Comm*, 2020, vol. 14, no. 3, pp. 4–10. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.36724/2072-8735-2020-14-3-4-10>

5. Trofimov M., Mosin S. The realization of algorithmic description on VHDL-AMS. *Proceedings of the International Conference Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2004)*. Lviv, Slavsko, IEEE, 2004, pp. 350–352.
6. Kislyakov M., Mosin S. A processor development in programmable logic basis. *2007 9th International Conference – The Experience of Designing and Applications of CAD Systems in Microelectronics (CADSM'07)*. Lviv, IEEE, 2007, pp. 182–185. doi: <https://doi.org/10.1109/CADSM.2007.4297519>
7. Zhou Z., Hu J. A novel square root algorithm and its FPGA simulation. *J. Phys.: Conf. Ser.*, 2019, vol. 1314, iss. 1, art. ID: 012008. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1314/1/012008>
8. Dinechin F. de, Joldes M., Pasca B., Revy G. Multiplicative square root algorithms for FPGAs. *2010 International Conference on Field Programmable Logic and Applications*. Milan, IEEE, 2010, pp. 574–577. doi: <https://doi.org/10.1109/FPL.2010.112>
9. Campo F. M. del, Morales-Reyes A., Perez-Andrade R., Cumplido R., Orozco-Lugo A. G., Feregrino C. A multi-cycle fixed point square root module for FPGAs. *IEICE Electronics Express*, 2012, vol. 9, iss. 11, pp. 971–977. doi: <https://doi.org/10.1587/elex.9.971>
10. Piromsopa K., Apornthewan C., Chongsatitvatana P. An FPGA implementation of a fixed-point square root operation. *ISCIT 2001: First International Symposium on Communications and Information Technologies*. Chiang Mai, 2001, pp. 587–589.
11. Sutikno T. An optimized square root algorithm for implementation in FPGA hardware. *Telkomnika*, 2010, vol. 8, no. 1, pp. 1–8. doi: <https://doi.org/10.12928/telkomnika.v8i1.598>
12. Nanhe A., Gawali G., Ahire S., Sivasankaran K. Implementation of fixed and floating point square root using non-restoring algorithm on FPGA. *Int. J. Comput. Electr. Eng.*, 2013, vol. 5, no. 5, pp. 533–537. doi: <https://doi.org/10.7763/IJCEE.2013.V5.767>
13. Jidin A. Z., Sutikno T. FPGA implementation of low-area square root calculator. *Telkomnika*, 2015, vol. 13, no. 4, pp. 1145–1152. doi: <https://doi.org/10.12928/telkomnika.v13i4.1894>
14. Sutikno T., Jidin A. Z., Jidin A., Rumzi N. Strategies for FPGA implementation of non-restoring square root algorithm. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 2014, vol. 4, no. 4, pp. 548–556. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v4i4.6008>
15. Sutikno T. An efficient implementation of the non-restoring square root algorithm in gate level. *Int. J. Comput. Theory Eng.*, 2011, vol. 3, no. 1, pp. 46–51. doi: <https://doi.org/10.7763/IJCTE.2011.V3.281>
16. Buradkar M. U., Zode P. P. A 32-bit signed/unsigned fixed point non-restoring square-root operation using VHDL. *International Journal of Computational Engineering Research (IJCER)*, 2012, spec. iss.: National Conference on Architecture, Software System and Green Computing (NCASG), pp. 107–116.
17. CORDIC IP. *Xilinx*. Available at: <https://www.xilinx.com/products/intellectual-property/cordic.html> (accessed: 03.02.2022).

The article was submitted 03.12.2021; approved after reviewing 03.12.2021;
accepted for publication 22.02.2022.

Information about the authors

Vladimir A. Matyukha – Project Manager, “LabSystems” LLC (Russia, 600000, Vladimir, Fedoseev st., 5), vladimir.matyuh@lab-systems.ru

Sergey S. Voloshchuk – Developer, “LabSystems” LLC (Russia, 600000, Vladimir, Fedoseev st., 5), sergey.voloshchuk@lab-systems.ru

Sergey G. Mosin – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Applied Mathematics Department, Kazan (Volga region) Federal University (Russia, 420008, Kazan, Kremlyovskaya st., 18), Deputy General Director, “LabSystems” LLC (Russia, 600000, Vladimir, Fedoseev st., 5), smosin@ieee.org

Коды с суммированием по произвольному модулю в схемах встроенного контроля, реализованных по методу логического дополнения

Д. В. Ефанов¹, М. В. Зуева²

¹Российский университет транспорта, г. Москва, Россия

²ООО «ИБС Санкт-Петербург», г. Санкт-Петербург, Россия

TrES-4b@yandex.ru

Аннотация. Для реализации функции контроля возникающих в устройствах неисправностей используются схемы встроенного контроля. Перспективным методом синтеза схемы встроенного контроля для устройств автоматики и вычислительной техники является логическое дополнение. Одно из основных направлений логического дополнения – контроль вычислений по кодовым методам, которые подразумевают применение при синтезе схемы встроенного контроля блочного равномерного кода. В работе описаны особенности обнаружения ошибок модульными кодами с суммированием в кодовых словах по кратностям и видам ошибок (монотонные, симметричные и асимметричные). Показано, что с увеличением значения длины информационного вектора и модуля увеличивается доля числа необнаруживаемых ошибок, возникающих одновременно в информационных и контрольных векторах, от числа необнаруживаемых ошибок, возникающих только в информационных векторах. Для кодов с суммированием со значениями модулей $M \geq 4$ эта величина превышает 3. Указанную особенность модульных кодов с суммированием предложено учитывать при синтезе схем встроенного контроля устройств автоматики и вычислительной техники по методу логического дополнения. Для этого выходы объекта диагностирования, формирующие значения информационного вектора, и выходы объекта диагностирования, формирующие значения контрольных разрядов информационного вектора, схемотехнически разделяют. Сформулировано решающее правило, позволяющее это делать для комбинационных устройств. Результаты экспериментов с контрольными комбинационными схемами свидетельствуют об эффективности применения модульных кодов с суммированием при организации схем встроенного контроля по методу логического дополнения.

Ключевые слова: самопроверяемое цифровое устройство, схема встроенного контроля, модульный код с суммированием, логическое дополнение, обнаружение ошибок на выходах цифровых устройств

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента РФ (тема № МД-2533.2021.4).

Для цитирования: Ефанов Д. В., Зуева М. В. Коды с суммированием по произвольному модулю в схемах встроенного контроля, реализованных по методу логического дополнения // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 218–232. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-218-232>

Original article

Sum codes by arbitrary modulus in concurrent error-detection circuit implemented by the Boolean complement method

D. V. Efanov¹, M. V. Zueva²

¹Russian University of Transport, Moscow, Russia

²“IBS Saint Petersburg” LLC, Saint Petersburg, Russia

TrES-4b@yandex.ru

Abstracts. Checker circuits are used for implementation of the device fault verification function. Boolean complement method is prospective for checker circuit synthesis for automation and computing devices. One of this method's basic directions is computing control by code methods that imply fixed-length block code use at checker circuit synthesis. In this work, the error detection features by modular sum codes in codewords by multiplicities and error types (unidirectional, symmetrical and asymmetrical) are described. It is shown that an increase in the data vector length and the module increases the proportion of undetectable errors arising simultaneously in both data and check vectors, out of undetectable errors arising only in data vectors. For sum codes with modules $M \geq 4$, this value exceeds 3. It has been suggested to consider the specified feature of modular sum codes in concurrent error-detection circuit synthesis in automation and computing devices using the Boolean complement method. For this purpose, it is necessary to separate in circuit the diagnostic object outputs, which form the data vector, and the diagnostic object outputs, including the check bits of the data vector. A decision rule has been formulated that allows this to be done for combinational devices. The experiment results with the concurrent error-detection circuit show the effectiveness of modular sum codes for concurrent error-detection circuit organizing using the Boolean complement method.

Keywords: self-checking digital device, concurrent error detection circuit, modular sum code, Boolean complement, error detection at digital device outputs

Funding: the work has been supported by the Russian Federation President's grant (subject No. МД-2533.2021.4).

For citation: Efanov D. V., Zueva M. V. Sum codes by arbitrary modulus in concurrent error-detection circuit implemented by the Boolean complement method. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 218–232. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-218-232>

Введение. Для построения надежных и безопасных систем управления широко используются структурное, информационное и временное резервирование, диверсификация аппаратных и программных средств, реализация блоков и узлов с контролепригодными и самотестируемыми структурами, дополнительные средства тестового и рабочего диагностирования, элементы с несимметричной характеристикой отказов для реализации ответственных команд, схемы коррекции ошибок и др. [1–3]. Для реализации функции контроля возникающих в устройствах неисправностей применяются схемы встроенного контроля (СВК) [4]. Использование СВК позволяет автоматически фиксировать устой-

чивые отказы и сбои по косвенным признакам наличия искажений на рабочих выходах объекта диагностирования. При этом не требуется его отключение от выполнения своих функций.

Один из перспективных методов синтеза СВК для устройств автоматики и вычислительной техники – логическое дополнение. Данный метод разработан профессорами Сапожниковыми в 1990-х гг. В работе [5] описано применение логического дополнения для синтеза СВК с использованием контроля вычислений объектом диагностирования по паритету с последующим преобразованием функции паритета в самодвойственную функцию. Метод получил название «самодвойственный паритет». Такой способ организации СВК является развитием способа контроля вычислений по паритету [6]. Авторам работы [5] удалось повысить обнаруживающую способность СВК по сравнению с контролем вычислений только по паритету, а также уменьшить структурную избыточность. В дальнейшем метод логического дополнения исследовали в двух основных направлениях: контроль вычислений по самодвойственным функциям [7–9] и контроль вычислений по кодовым методам [10–13]. Кодовые методы подразумевают применение при синтезе СВК одного из блочных равномерных кодов. Часто применяются для этих целей разнообразные коды с суммированием [14–16].

От свойств избыточного кода зависят характеристики СВК: структурная избыточность, обнаруживающая способность, контролепригодность, энергопотребление и др. Важнейшей характеристикой является обнаруживающая способность СВК. Часто СВК синтезируются полностью самопроверяемыми относительно выбранной модели неисправности, например модели одиночных константных неисправностей, временной задержки, транзистора и пр. [17, 18]. Это требует обнаружения любых сочетаний искажений на выходах объекта диагностирования.

В работах [19, 20] исследованы характеристики обнаружения ошибок кодами с суммированием на случай их возникновения только в информационном векторе при безошибочности контрольных разрядов. Это актуально при синтезе СВК по традиционной структуре [1, 4, 15]. В такой структуре не преобразуются функции, реализуемые на выходах объекта диагностирования, а напрямую подключаются в СВК к входам тестера [21]. Вектор данных от объекта диагностирования отождествляется с информационным вектором выбранного кода и в СВК дополняется контрольным, вычисляемым, блоком контрольной логики. Одиночная неисправность в объекте диагностирования влияет только на разряды информационного вектора. При использовании метода логического дополнения функции, реализуемые на выходах объекта диагностирования, в СВК преобразуются в блоке коррекции сигналов [22]. Это приводит к возможности искажения как информационных, так и контрольных разрядов. Возникает задача исследования характеристик обнаружения кодами с суммированием не только в информационном векторе, но и одновременно в контрольном и информационном. Следует отметить, что любая ошибка в контрольном векторе обнаруживается всегда, так как нарушается соответствие между информационным и контрольным векторами делимого кода. Необнаруживаемой ошибкой может быть ошибка, возникающая только в информационном векторе или одновременно в информационном и контрольном векторах.

В настоящей работе исследуются характеристики обнаружения ошибок в кодовых словах кодами с суммированием единичных информационных разрядов в кольце вычетов по заданному модулю – модульными кодами с суммированием.

Модульные коды с суммированием. Введем следующие обозначения: m – число разрядов в информационном векторе; k – число разрядов в контрольном векторе; M – модуль. Построим модульные коды с суммированием.

Приведем последовательность действий для получения значений разрядов контрольных векторов модульных кодов с суммированием:

1. Установление значения модуля $M \in \{2, 3, \dots, m+1\}$.
2. Подсчет числа единичных информационных разрядов (веса r информационного вектора).
3. Определение наименьшего неотрицательного вычета веса r по модулю M – число $r(\text{mod}M)$.
4. Представление полученного числа в двоичном виде и запись его в разряды контрольного вектора.

В результате получаем коды с суммированием единичных информационных разрядов в кольце вычетов по модулю M (модульные коды с суммированием, или остаточные коды [1, 23]). Коды с суммированием по модулю $M = 4, 8, 12$ также называют кодами Боуза – Лина [24].

Обозначим модульные коды с суммированием как $SM(m,k)$ -коды. Число контрольных разрядов в данных кодах определяется величиной $k = \lceil \log_2 M \rceil$. В ряде работ [15, 19, 20] изучены характеристики обнаружения ошибок в информационных векторах $SM(m,k)$ -кодов с выделением ошибок по кратностям d и видам: монотонные – искажаются только нулевые или только единичные разряды; симметричные – искажается одинаковое число нулевых и единичных разрядов; асимметричные – искажаются и нулевые и единичные разряды, но неравное их количество.

В табл. 1 представлены все кодовые слова для модульных кодов с двумя контрольными разрядами при длине информационного вектора $m = 4$. Всего существуют два модульных кода при таких параметрах – $S3(4,2)$ и $S4(4,2)$. Информационные разряды в табл. 1 обозначены как x_1, x_2, x_3 и x_4 , контрольные разряды – y_1 и y_2 .

Таблица 1

Кодовые слова $S3(4,2)$ - и $S4(4,2)$ -кодов

Table 1

Codewords of $S3(4,2)$ - and $S4(4,2)$ -codes

№	x_1	x_2	x_3	x_4	r	$r(\text{mod}3)$	$r(\text{mod}4)$	y_1y_2	
								$S3(4,2)$	$S4(4,2)$
0	0	0	0	0	0	0	0	00	00
1	0	0	0	1	1	1	1	01	01
2	0	0	1	0	1	1	1	01	01
3	0	0	1	1	2	2	2	10	10
4	0	1	0	0	1	1	1	01	01
5	0	1	0	1	2	2	2	10	10
6	0	1	1	0	2	2	2	10	10
7	0	1	1	1	3	0	3	00	11
8	1	0	0	0	1	1	1	01	01
9	1	0	0	1	2	2	2	10	10
10	1	0	1	0	2	2	2	10	10
11	1	0	1	1	3	0	3	00	11
12	1	1	0	0	2	2	2	10	10
13	1	1	0	1	3	0	3	00	11
14	1	1	1	0	3	0	3	00	11
15	1	1	1	1	4	1	0	01	00

Характеристики обнаружения ошибок модульными кодами с суммированием. Одна из важнейших характеристик кодов с суммированием – показатель обнаружения ошибок. Рассмотрим в качестве такого показателя количество необнаруживаемых ошибок, которые можно классифицировать по кратности и видам. Ошибка не будет обнаружена в том случае, если она исказит кодовое слово таким образом, что будет принадлежать $SM(m,k)$ -коду. На рис. 1 приведены примеры искажений, возникающих в разрядах кодовых слов $S3(4,2)$ -кода. На рис. 1, а ошибка связана с искажениями только в информационном векторе при безошибочности контрольных разрядов, на рис. 1, б искажаются разряды как информационного, так и контрольного векторов.

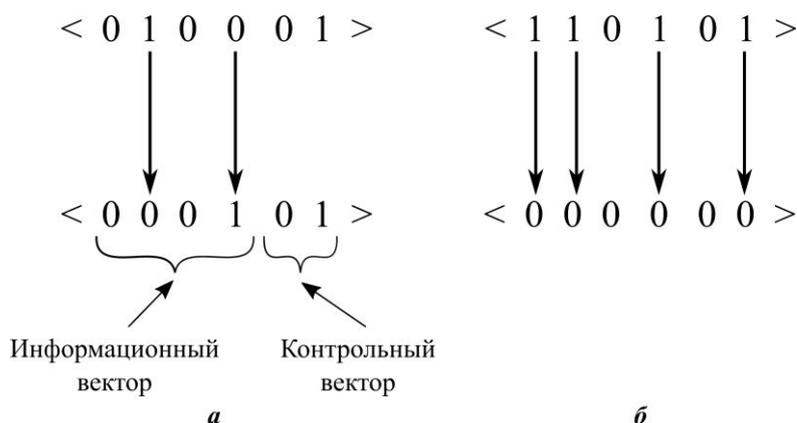


Рис. 1. Примеры необнаруживаемых ошибок в информационном векторе (а) и во всем кодовом слове (б)
 Fig. 1. Examples of undetectable errors in the data vector (a) and in the entire codeword (b)

Общее число возможных искажений в кодовых словах равно:

$$N_{m+k} = 2^{m+k} (2^{m+k} - 1).$$

Однако необнаруживаемыми среди них будут только те искажения, которые связаны с переходами кодовых слов, принадлежащих данному коду, друг в друга. Их число равно:

$$N_{m+k}^{UD} = 2^m (2^m - 1).$$

Данная величина определяет и общее число искажений в информационных векторах, среди которых необнаруживаемыми будет только часть – число N_m^{UD} [25].

В табл. 2 приведены рассчитанные данные общего числа необнаруживаемых ошибок в кодовых словах $SM(m,k)$ -кодов с модулями $M = 2 \dots 12$, а также общего числа необнаруживаемых ошибок, возникающих только в информационных векторах.

Для наглядности представления рассчитанных данных введем два показателя. Первый показатель – доля числа необнаруживаемых ошибок в информационных векторах от общего числа необнаруживаемых ошибок в кодовых словах $SM(m,k)$ -кодов:

$$\eta = \frac{N_m^{UD}}{N_{m+k}^{UD}} \cdot 100 \%$$

Таблица 2

Число необнаруживаемых ошибок в кодовых словах N_{m+k}^{UD} и в информационных векторах N_m^{UD} $SM(m,k)$ -кодов

Table 2

The number of undetectable errors in codewords N_{m+k}^{UD} and data vectors N_m^{UD} of $SM(m,k)$ -codes

m	N_{m+k}^{UD}	N_m^{UD}													
		$M=2$	$M=3$	$M=4$	$M=5$	$M=6$	$M=7$	$M=8$	$M=9$	$M=10$	$M=11$	$M=12$			
4	240	112	70	56	54	54	54	54	54	54	54	54	54	54	54
5	992	480	310	240	222	220	220	220	220	220	220	220	220	220	220
6	4032	1984	1302	992	884	862	860	860	860	860	860	860	860	860	860
7	16256	8064	5334	4032	3486	3332	3306	3304	3304	3304	3304	3304	3304	3304	3304
8	65280	32512	21590	16256	13734	12854	12646	12616	12616	12616	12616	12616	12616	12616	12616
9	261632	130560	86870	65280	54228	49740	48414	48144	48110	48108	48108	48108	48108	48108	48108
10	1047552	523264	348502	261632	214742	193422	186012	184112	183772	183734	183732	183732	183732	183732	183732
11	4192256	2095104	1396054	1047552	852654	756052	718014	706464	703846	703428	703386	703386	703386	703386	703386
12	16773120	8384512	5588310	4192256	3392820	2969254	2785068	2721312	2704108	2700612	2700108	2700108	2700108	2700108	2700108
13	67100672	33546240	22361430	16773120	13522158	11708060	10852868	10523968	10422308	10397608	10393058	10393058	10393058	10393058	10393058
14	268419072	134201344	89462102	67100672	53954966	46317182	42468298	40853696	40296776	40141166	40106768	40106768	40106768	40106768	40106768
15	1073709056	536838144	357881174	268419072	215459796	183707172	166790662	159156352	156272302	155369764	155139562	155139562	155139562	155139562	155139562
16	4294901760	2147418112	1431590230	1073709056	860876262	730111254	657113446	622051456	607746566	602827238	601417606	601417606	601417606	601417606	601417606

Второй показатель характеризует долю числа необнаруживаемых ошибок, возникающих в информационных и контрольных векторах, от числа необнаруживаемых ошибок, возникающих только в информационных векторах:

$$\chi = \frac{N_{m+k,all}^{UD}}{N_m^{UD}}.$$

На рис. 2 приведены графики зависимостей показателей η и χ от длины информационного вектора m для $SM(m,k)$ -кодов с модулями $M = 2 \dots 12$.

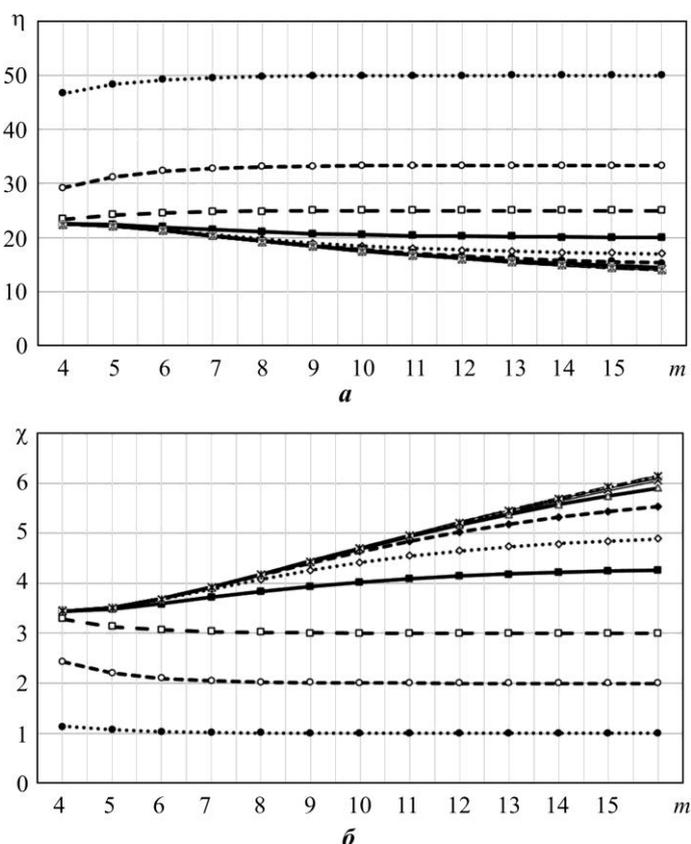


Рис. 2. Зависимости показателей η (а) и χ (б) от длины информационного вектора m : $\cdots\bullet\cdots$ $M = 2$; $-\circ-$ $M = 3$; $-\square-$ $M = 4$; $-\blacksquare-$ $M = 5$; $\cdots\diamond\cdots$ $M = 6$; $-\bullet-$ $M = 7$; $-\Delta-$ $M = 8$; $-\times-$ $M = 9$; $-\diamond-$ $M = 10$; $-\triangle-$ $M = 11$; $\cdots\text{ж}\cdots$ $M = 12$
 Fig. 2. Dependences of the exponents η (a) and χ (b) on the length of the information vector m : $\cdots\bullet\cdots$ $M = 2$; $-\circ-$ $M = 3$; $-\square-$ $M = 4$; $-\blacksquare-$ $M = 5$; $\cdots\diamond\cdots$ $M = 6$; $-\bullet-$ $M = 7$; $-\Delta-$ $M = 8$; $-\times-$ $M = 9$; $-\diamond-$ $M = 10$; $-\triangle-$ $M = 11$; $\cdots\text{ж}\cdots$ $M = 12$

Из рис. 2, а следует, что доля необнаруживаемых ошибок в информационных векторах от общего числа необнаруживаемых ошибок в кодовых словах $SM(m,k)$ -кодов с увеличением значения модуля уменьшается, а для каждого значения модуля существует предельное ее значение. Это говорит о том, что число необнаруживаемых ошибок, возникающих как в информационных, так в контрольных векторах кодовых слов $SM(m,k)$ -кодов, велико и гораздо больше числа необнаруживаемых ошибок, возникающих только в информационных векторах. Графики на рис. 2, б показывают, во сколько раз число $N_{m+k,all}^{UD}$ превышает число N_m^{UD} для различных $SM(m,k)$ -кодов. Полученные результаты можно использовать на практике при синтезе СВК.

Синтез СВК с учетом свойств модульных кодов с суммированием. Для синтеза СВК с применением $SM(m,k)$ -кодов по методу логического дополнения следует схемотехнически разделить выходы объекта диагностирования таким образом, чтобы ошибки одновременно могли возникать только в информационном либо только в контрольном векторах [26, 27]. В этом случае существенно сокращается число потенциально обнаруживаемых ошибок на выходах объекта диагностирования. Это можно сделать путем анализа структуры объекта диагностирования.

На множестве выходов объекта диагностирования определяются группы независимых друг от друга выходов.

Определение 1. Группа выходов $(f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_w})$, $\{i_1, i_2, \dots, i_w\} \in \{1, 2, \dots, n\}$, где $n = m + k$ – число выходов объекта, структурно независима от группы выходов $(f_{j_1}, f_{j_2}, \dots, f_{j_p})$, $\{j_1, j_2, \dots, j_p\} \in \{1, 2, \dots, n\} \setminus \{i_1, i_2, \dots, i_w\}$, если в структуре цифрового устройства не существует такого элемента, пути от которого ведут одновременно хотя бы к одному из выходов $(f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_w})$ и хотя бы к одному из выходов группы $(f_{j_1}, f_{j_2}, \dots, f_{j_p})$.

Если имеется группа выходов $(f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_w})$, которая структурно независима от группы выходов $(f_{j_1}, f_{j_2}, \dots, f_{j_p})$, то в качестве преобразуемых выходов могут быть выбраны выходы как первой, так и второй группы. Среди таких групп осуществляется поиск тех выходов, которые следует преобразовывать с учетом влияния на сложность технической реализации блока $G(x)$ и необходимости обеспечения контролепригодности тестера выбранного кода и элементов преобразования – двухвыходовых элементов сложения по модулю два (*XOR's*) [22].

Определение 2. Группа выходов $(f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_w})$, $\{i_1, i_2, \dots, i_w\} \in \{1, 2, \dots, n\}$, функционально независима от группы выходов $(f_{j_1}, f_{j_2}, \dots, f_{j_p})$, $\{j_1, j_2, \dots, j_p\} \in \{1, 2, \dots, n\} \setminus \{i_1, i_2, \dots, i_w\}$, если для любого элемента G_q с выходом y_q выполняется условие

$$\left(\frac{\partial f_{i_1}}{\partial y_q} \vee \frac{\partial f_{i_2}}{\partial y_q} \vee \dots \vee \frac{\partial f_{i_w}}{\partial y_q} \right) \left(\frac{\partial f_{j_1}}{\partial y_q} \vee \frac{\partial f_{j_2}}{\partial y_q} \vee \dots \vee \frac{\partial f_{j_p}}{\partial y_q} \right) = 0.$$

Выражение в первых скобках определяет условия искажения хотя бы одного выхода из группы $(f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_w})$, $\{i_1, i_2, \dots, i_w\} \in \{1, 2, \dots, n\}$, выражение во вторых скобках – условия искажения хотя бы одного выхода из группы $(f_{j_1}, f_{j_2}, \dots, f_{j_p})$, $\{j_1, j_2, \dots, j_p\} \in \{1, 2, \dots, n\} \setminus \{i_1, i_2, \dots, i_w\}$.

Для исключения возникновения обнаруживаемых ошибок в информационных векторах требуется учитывать свойства $SM(m,k)$ -кодов [15]:

- не обнаруживаются любые симметричные ошибки в информационных векторах;
- обнаруживаются любые монотонные ошибки, за исключением монотонных оши-

бок кратностью $d = jM$, $j = 1, 2, \dots, \left\lfloor \frac{m}{M} \right\rfloor$;

– обнаруживаются любые асимметричные ошибки, за исключением асимметричных ошибок кратностью $d = M + 2j$, $j = 1, 2, \dots, \left\lfloor \frac{m-M}{2} \right\rfloor$.

Таким образом, возможна организация СВК по $SM(m,k)$ -кодам двумя способами. При этом требуется анализ структуры объекта диагностирования. Первый способ состоит в модернизации структуры объекта диагностирования в контролепригодную структуру, на выходах которой исключены симметричные ошибки, монотонные ошибки кратностями $d \geq M$ и асимметричные ошибки кратностями $d \geq M + 2$. Второй способ состоит в организации подсхем контроля для групп выходов объекта диагностирования с перечисленными свойствами без преобразования его структуры [28].

Также отметим, что среди всех модульных кодов с суммированием проще использовать те коды, для которых модуль выбирается из множества $M \in \left\{ 2^1, 2^2, \dots, 2^{\lceil \log_2(m+1) \rceil^2}, 2^{\lceil \log_2(m+1) \rceil^1} \right\}$. В этом случае для $SM(m,k)$ -кода формируется полное множество контрольных векторов, что облегчает процедуру самопроверяемости тестеров данных кодов [15].

Экспериментальные результаты. В ходе исследований возможностей применения $SM(m,k)$ -кодов при синтезе СВК проведены эксперименты с контрольными комбинационными схемами из набора LGSynth'89 [29, 30]. Эксперименты состояли в оценке числа необнаруживаемых на выходах ошибок в СВК, организованных по $SM(m,k)$ -кодам с использованием структуры логического дополнения. При этом рассматривали только модульные коды, при построении которых использовали модули из множества $M \in \left\{ 2^1, 2^2, \dots, 2^{\lceil \log_2(m+1) \rceil^2}, 2^{\lceil \log_2(m+1) \rceil^1} \right\}$.

Схемы в LGSynth'89 представлены и в формате *.netblif, описывающем их структуры в базисе И–НЕ (с использованием 2-, 3- и 4-входовых элементов И–НЕ). Последовательно в схему вносили одиночные константные неисправности и подавали все входные комбинации. Затем фиксировали, сколько ошибок, транслируемых на выходы схемы, не обнаружилось. Данные расчетов приведены в табл. 3 и проиллюстрированы на рис. 3 в виде столбчатых диаграмм, на которых показаны значения коэффициентов, характеризующих долю необнаруживаемых монотонных ν , симметричных σ , асимметричных α ошибок и общего числа ζ необнаруживаемых ошибок на выходах схем от общего числа возникающих ошибок.

Как и ожидалось, эффективны модульные коды с наибольшим значением числа контрольных разрядов (k разрядов не преобразуются, а ошибки на них обнаруживаются в СВК). Для рассматриваемых схем $S2(m,1)$ -кодами не обнаруживалось менее 15 % ошибок на выходах, $S4(m,2)$ -кодами – менее 7 % ошибок на выходах, $S8(m,3)$ -кодами – менее 3 % ошибок на выходах. Для некоторых схем использование кода с меньшим числом контрольных разрядов никак не повлияло на характеристики обнаружения ошибок. Например, такой является схема см42а. Для нее из $S2(m,1)$ - и $S4(m,2)$ -кодов можно выбрать первый, так как он дает схему с меньшим числом разрядов блока контрольной логики и меньшим числом элементов преобразования. Для схемы f51m значения показателя ζ при использовании $S4(m,2)$ - и $S8(m,3)$ -кодов различаются сотыми долями. Это также может характеризовать выбор кода с меньшим числом контрольных разрядов.

Таблица 3

Результаты экспериментов по обнаружению ошибок на выходах контрольных схем с использованием $SM(m,k)$ -кодов

Table 3

Experimental results on error-detection at the outputs of benchmarks using $SM(m,k)$ -codes

Схема	Число выходов схемы	Число ошибок по кратностям d					Число ошибок по видам			Всего ошибок по видам	Показатели обнаружения ошибок, %			
		1	2	3	4	5	монотонные	симметричные	асимметричные		ν	σ	ζ	
$S2(m,1)$														
z4ml	4	0 4008	128 128	0 32	-	-	0 4008	128 128	0 32	128 4168	0	100	0	3,071
cm162a	5	0	37886	0	6877	0	40667	2816	1280	44763	2800	100	45,714	14,106
		248348	37886	23996	6877	224	311715	2816	2800	317331	2048	100	28,132	12,603
cm163a	5	0	132096	0	21824	0	141600	10272	2048	153920	7280	100	28,571	12,807
		987648	132096	79680	21824	64	1203760	10272	7280	1221312	2524	100	2,174	6,019
x2	7	0	2428	0	96	0	2156	320	48	19708	168	100	-	-
		16624	2428	544	96	16	19220	320	168	19708	783	100	-	-
f51m	8	0	781	0	2	-	691	91	1	13008	46	100	-	-
		12169	781	56	2	-	12871	91	46	13008	8	100	-	-
cm42a	10	0	8	-	-	-	0	8	0	278	0	100	-	2,878
		270	8	-	-	-	270	8	0	278	0	100	-	2,878
$S4(m,2)$														
z4ml	4	0 4008	64 128	0 32	-	-	0 4052	64 84	0 32	64 4168	0	76,19	0	1,536
cm162a	5	0	2592	16517	0	224	17413	1920	0	19333	2064	18,67	0	6,092
		248348	37886	23996	6877	224	304983	10284	0	317331	67456	5,709	28,366	0
cm163a	5	0	10240	57152	0	64	57344	10112	0	1221312	4160	0	37,5	0,934
		987648	132096	79680	21824	64	1181504	35648	0	19708	78	0,554	51,825	0
x2	7	0	80	80	24	0	106	378	208	19708	208	0	-	-
		16624	2428	544	96	16	19122	378	208	19708	72	0,008	100	-
f51m	8	0	71	0	1	-	1	71	0	13008	46	100	-	-
		12169	781	56	2	-	12825	137	46	13008	8	100	-	-
cm42a	10	0	8	-	-	-	0	8	0	278	0	100	-	2,878
		270	8	-	-	-	270	8	0	278	0	100	-	2,878
$S8(m,3)$														
x2	7	0	58	58	0	0	60	0	56	116	0	0	9,272	0,589
f51m	8	0	2428	544	96	16	18576	528	604	19708	65	33,505	0	0,5
		12169	781	56	2	-	12770	194	44	13008	6	85,714	-	2,158
cm42a	10	0	6	-	-	-	0	6	0	278	0	100	-	2,878
		270	8	-	-	-	271	7	0	278	0	100	-	2,878

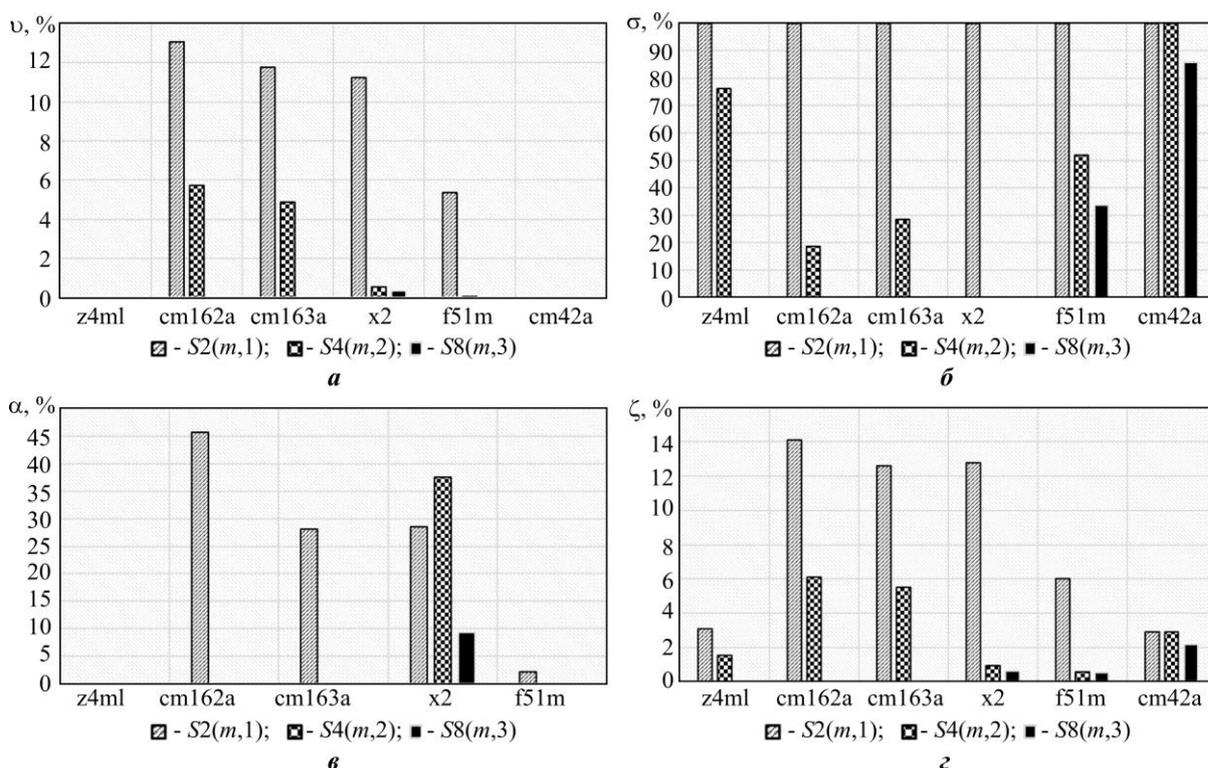


Рис. 3. Оценка доли необнаруживаемых ошибок на выходах схем от общего числа возникающих ошибок: *a* – монотонные ошибки v ; *б* – симметричные ошибки σ ; *в* – асимметричные ошибки α ; *г* – общее число ошибок ζ

Fig. 3. Estimation of the proportion of undetectable errors at the outputs of the circuits out of the total number of errors that occur: *a* – monotonic errors v ; *b* – symmetric errors σ ; *c* – asymmetric errors α ; *d* – the total number of errors ζ

Закключение. Учет характеристик обнаружения ошибок $SM(m,k)$ -кодами в кодовых словах по кратностям ошибок и их видам позволяет на практике синтезировать полностью самопроверяемые СВК с применением как традиционного метода вычисления контрольных разрядов, так и метода логического дополнения. В классе необнаруживаемых $SM(m,k)$ -кодами ошибок большее подмножество составляют ошибки, возникающие в информационных и контрольных разрядах. Таким образом, эффективно их исключить схемотехнически, выделив группы независимых друг от друга выходов объекта диагностирования. Так как ошибки в контрольных векторах обнаруживаются всегда, никаких приемов для их исключения не требуется. В информационном векторе добавляются исключения всех симметричных ошибок, монотонных ошибок кратностями $d \geq M$ и асимметричных ошибок кратностями $d \geq M + 2$. Это делают либо путем преобразования структуры объекта диагностирования, либо путем выбора контролепригодных групп выходов.

Необходимо отметить, что при синтезе СВК по методу логического дополнения выходы объекта диагностирования, которые формируют информационные разряды, преобразовывать необязательно. Это позволит использовать только k элементов преобразования в СВК и тем самым минимизировать показатели сложности ее технической реализации, а также упростить процесс обеспечения ее полной самопроверяемости.

Литература

1. **Согомонян Е. С., Слабаков Е. В.** Самопроверяемые устройства и отказоустойчивые системы. М.: Радио и связь, 1989. 208 с.
2. Рабочее диагностирование безопасных информационно-управляющих систем / **А. В. Дрозд, В. С. Харченко, С. Г. Антощук и др.**; под ред. А. В. Дрозда, В. С. Харченко. Харьков: Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», 2012. 614 с.
3. **Сапожников В. В.** Синтез систем управления движением поездов на железнодорожных станциях с исключением опасных отказов. М.: Наука, 2021. 229 с.
4. **Mitra S., McCluskey E. J.** Which concurrent error detection scheme to choose? // Proceedings of International Test Conference 2000 (IEEE Cat. No. 00CH37159). Atlantic City, NJ: IEEE, 2000. P. 985–994. doi: <https://doi.org/10.1109/TEST.2000.894311>
5. **Saposhnikov Vl. V., Dmitriev A., Goessel M., Saposhnikov V. V.** Self-dual parity checking – A new method for on-line testing // Proceedings of 14th VLSI Test Symposium. Princeton, NJ: IEEE, 1996. P. 162–168. doi: <https://doi.org/10.1109/VTEST.1996.510852>
6. **Аксёнова Г. П.** Метод синтеза схем встроенного контроля для автоматов с памятью // Автомат. и телемех. 1973. № 2. С. 109–116.
7. **Гессель М., Мошанин В. И., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В.** Обнаружение неисправностей в самопроверяемых комбинационных схемах с использованием свойств самодвойственных функций // Автомат. и телемех. 1997. № 12. С. 193–200.
8. **Гессель М., Морозов А. А., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В.** Построение самопроверяемых комбинационных схем на основе свойств самодвойственных функций // Автомат. и телемех. 2000. № 2. С. 151–163.
9. **Гессель М., Дмитриев А. В., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В.** Обнаружение неисправностей в комбинационных схемах с помощью самодвойственного контроля // Автомат. и телемех. 2000. № 7. С. 140–148.
10. **Göessel M., Ocheretny V., Sogomyan E., Marienfeld D.** New methods of concurrent checking. 1st ed. Dordrecht: Springer Netherlands, 2008. 184 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-1-4020-8420-1>
11. **Гессель М., Морозов А. В., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В.** Логическое дополнение – новый метод контроля комбинационных схем // Автомат. и телемех. 2003. № 1. С. 167–176.
12. **Гессель М., Морозов А. В., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В.** Контроль комбинационных схем методом логического дополнения // Автомат. и телемех. 2005. № 8. С. 161–172.
13. Constraint don't cares for optimizing designs for concurrent checking by 1-out-of-3 codes / **D. K. Das, S. S. Roy, M. Gössel et al.** // Proceedings of the 10th International Workshops on Boolean Problems. Freiberg: IWSBP, 2012. P. 33–40.
14. **Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В.** Коды Хэмминга в системах функционального контроля логических устройств. СПб.: Наука, 2018. 151 с.
15. **Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В.** Коды с суммированием для систем технического диагностирования. Т. 1: Классические коды Бергера и их модификации. М.: Наука, 2020. 383 с.
16. **Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В.** Коды с суммированием для систем технического диагностирования. Т. 2: Взвешенные коды с суммированием. М.: Наука, 2021. 455 с.
17. **Матросова А. Ю., Чернышов С. В., Ким О. Х., Николаева Е. А.** Построение последовательности, обнаруживающей робастно тестируемые неисправности задержек путей в схемах с памятью // Автомат. и телемех. 2021. № 11. С. 148–168. doi: <https://doi.org/10.31857/S0005231021110106>
18. **Багхдади А. А. А., Хаханов В. И., Литвинова Е. И.** Методы анализа и диагностирования цифровых устройств (аналитический обзор) // АСУ и приборы автоматизации. 2014. Вып. 166. С. 59–74.
19. **Sapozhnikov V., Sapozhnikov Vl., Efanov D.** Modular sum codes in building testable discrete systems // 2015 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). Batumi: IEEE, 2015. P. 181–187. doi: <https://doi.org/10.1109/EWDTS.2015.7493133>
20. **Ефанов Д. В., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В.** Применение модульных кодов с суммированием для построения систем функционального контроля комбинационных логических схем // Автомат. и телемех. 2015. № 10. С. 152–169.
21. **Сапожников В. В., Сапожников Вл. В.** Самопроверяемые дискретные устройства. СПб.: Энергоатомиздат, 1992. 224 с.
22. **Ефанов Д. В., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В.** Отказоустойчивые структуры цифровых устройств на основе логического дополнения // Автомат. и телемех. 2021. № 8. С. 140–158. doi: <https://doi.org/10.31857/S0005231021080079>

23. **Слабаков Е. В.** Построение полностью самопроверяемых комбинационных устройств с использованием остаточных кодов // Автомат. и телемех. 1979. № 10. С. 133–141.
24. **Piestrak S. J.** Design of self-testing checkers for unidirectional error detecting codes. Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 1995. 111 p.
25. **Ефанов Д. В., Осадчий Г. В., Зуева М. В.** Особенности обнаружения ошибок кодами с суммированием единичных информационных разрядов в кольце вычетов по заданному модулю в схемах встроенного контроля, синтезированных на основе метода логического дополнения // Автоматика на транспорте. 2021. Т. 7. № 2. С. 284–314. doi: <https://doi.org/10.20295/2412-9186-2021-7-2-284-314>
26. **Efanov D. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V.** The self-checking concurrent error-detection systems synthesis based on the Boolean complement to the Bose-Lin codes with the modulo value $M = 4$ // Электрон. модел. 2021. Т. 43. № 1. С. 28–45. doi: <https://doi.org/10.15407/emodel.43.01.028>
27. **Ефанов Д. В., Зуева М. В.** Логическое дополнение до модульных кодов с суммированием для синтеза схем встроенного контроля комбинационных устройств автоматики и вычислительной техники // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2021. № 1. С. 52–60. doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2021-1-52-60>
28. **Efanov D. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V.** Organization of a fully self-checking structure of a combinational device based on searching for groups of symmetrically independent outputs // Aut. Control Comp. Sci. 2020. Vol. 54. Iss. 4. P. 279–290. doi: <https://doi.org/10.3103/S0146411620040045>
29. Collection of digital design benchmarks // Digital Design & Dependability Research Group: [web]. URL: <https://ddd.fit.cvut.cz/www/prj/Benchmarks/> (дата обращения: 07.02.2022).
30. Sequential circuit design using synthesis and optimization / **E. M. Sentovich, K. J. Singh, C. Moon et al.** // Proceedings of 1992 IEEE International Conference on Computer Design: VLSI in Computers & Processors. Cambridge, MA: IEEE, 1992. P. 328–333. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCD.1992.276282>

Статья поступила в редакцию 06.12.2021 г.; одобрена после рецензирования 06.12.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторах

Ефанов Дмитрий Викторович – доктор технических наук, доцент, профессор кафедры автоматизации, телемеханики и связи на железнодорожном транспорте Российского университета транспорта (Россия, 127994, г. Москва, ул. Образцова, 9, стр. 9), TrES-4b@yandex.ru

Зуева Марина Владимировна – программист-аналитик ООО «ИБС Санкт-Петербург» (Россия, 190000, г. Санкт-Петербург, ул. Английская набережная, 70), marina-seo-media@yandex.ru

References

1. Sogomonyan E. S., Slabakov E. V. *Self-checking devices and fault-tolerant systems*. Moscow, Radio i Svyaz' Publ., 1989. 208 p. (In Russian).
2. Drozd A. V. (auth., ed.), Kharchenko V. S. (auth., ed.), Antoshchuk S. G., Drozd Yu. V., Drozd M. A., Sulima Yu. Yu. *Objects and methods of online testing for safe instrumentation and control systems*. Khar'kov, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", 2012. 614 p. (In Russian).
3. Sapozhnikov V. V. *Synthesis of train control systems at railway stations with exclusion of dangerous failures*. Moscow, Nauka Publ., 2021. 229 p. (In Russian).
4. Mitra S., McCluskey E. J. Which concurrent error detection scheme to choose? *Proceedings of International Test Conference, 2000 (IEEE Cat. No. 00CH37159)*. Atlantic City, NJ, IEEE, 2000, pp. 985–994. doi: <https://doi.org/10.1109/TEST.2000.894311>
5. Saposhnikov V. V., Dmitriev A., Goessel M., Saposhnikov V. V. Self-dual parity checking – A new method for on-line testing. *Proceedings of 14th VLSI Test Symposium*. Princeton, NJ, IEEE, 1996, pp. 162–168. doi: <https://doi.org/10.1109/VTEST.1996.510852>
6. Aksjonova G. P. Method of synthesizing built-in monitoring arrangements for automata with memory. *Autom. Remote Control*, 1973, vol. 34, no. 2, pp. 267–273.

7. Goessel M., Moshanin A. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V. Fault detection in self-test combination circuits using the properties of self-dual functions. *Avtomat. i telemekh. = Autom. Remote Control*, 1997, no. 12, pp. 193–200. (In Russian).
8. Goessel M., Morozov A. A., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V. Design of self-testable combinational circuits using the properties of self-dual functions. *Autom. Remote Control*, 2000, vol. 61, no. 2, pp. 318–329.
9. Goessel M., Dmitriev A. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V. Malfunctioning detection in combinational circuits via self-dual duplication. *Autom. Remote Control*, 2000, vol. 61, no. 7, pp. 1192–1200.
10. Göessel M., Ocheretny V., Sogomonyan E., Marienfeld D. *New methods of concurrent checking*. 1st ed. Dordrecht, Springer Netherlands, 2008. 184 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-1-4020-8420-1>
11. Gessel M., Morozov A. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V. Logic complement, a new method of checking the combinational circuits. *Autom. Remote Control*, 2003, vol. 64, iss. 1, pp. 153–161. doi: <https://doi.org/10.1023/A:1021884727370>
12. Goessel M., Morozov A. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V. Checking combinational circuits by the method of logic complement. *Autom. Remote Control*, 2005, vol. 66, iss. 8, pp. 1336–1346. doi: <https://doi.org/10.1007/s10513-005-0174-2>
13. Das D. K., Roy S., Dmitriev A., Morozov A., Gössel M. Constraint don't cares for optimizing designs for concurrent checking by 1-out-of-3 codes. *Proceedings of the 10th International Workshops on Boolean Problems*. Freiberg, IWSBP, 2012, pp. 33–40.
14. Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V., Efanov D. V. *Hamming codes in concurrent error detection systems of logic devices*. St. Petersburg, Nauka Publ., 2018. 151 p. (In Russian).
15. Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V., Efanov D. V. *Sum codes for technical diagnostics systems, vol. 1: Classical Berger codes and their modifications*. Moscow, Nauka Publ., 2020. 383 p. (In Russian).
16. Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V., Efanov D. V. *Sum codes for technical diagnostics systems, vol. 2: Weight-based sum codes*. Moscow, Nauka Publ., 2021. 455 p. (In Russian).
17. Matrosova A. Yu., Chernyshov S. V., Kim O. Kh., Nikolaeva E. A. Deriving sequences detecting RbusTestable path delay faults (PDFs) for sequential circuits. *Avtomat. i telemekh. = Autom. Remote Control*, 2021, no. 11, pp. 148–168. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31857/S0005231021110106>
18. Baghdadi A. A. A., Hahanov V. I., Litvinova E. I. Methods of analysis and diagnostics of digital devices (analytical review). *ASU i pribory avtomatiki = Management Information Systems and Devices*, 2014, iss. 166, pp. 59–74. (In Russian).
19. Sapozhnikov V., Sapozhnikov V. V., Efanov D. Modular sum codes in building testable discrete systems. *2015 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS)*. Batumi, IEEE, 2015, pp. 181–187, doi: <https://doi.org/10.1109/EWDTS.2015.7493133>
20. Efanov D. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V. Applications of modular summation codes to concurrent error detection systems for combinational Boolean circuits. *Autom. Remote Control*, 2015, vol. 76, iss. 10, pp. 1834–1848. doi: <https://doi.org/10.1134/S0005117915100112>
21. Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V. *Self-checking discrete devices*. St. Petersburg, Energoatomizdat Publ., 1992. 224 p. (In Russian).
22. Efanov D. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V. Boolean-complement based fault-tolerant electronic device architectures. *Autom. Remote Control*, 2021, vol. 82, iss. 8, pp. 1403–1417. doi: <https://doi.org/10.1134/S0005117921080075>
23. Slabakov E. V. Design of completely self-checking combinational devices with the use of residual codes. *Autom. Remote Control*, 1980, vol. 40, iss. 10, pp. 1512–1519.
24. Piestrak S. J. *Design of self-testing checkers for unidirectional error detecting codes*. Wrocław, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 1995. 111 p.
25. Efanov D. V., Osadchiy G. V., Zueva M. V. The characteristics of error detection by codes with the summation of single information bits in the ring of residues, according to a given modulus are analyzed, which are manifested in the synthesis of built-in control circuits using the Boolean complement method. *Avtomatika na transpore = Automation on Transport*, 2021, vol. 7, no. 2, pp. 284–314. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.20295/2412-9186-2021-7-2-284-314>
26. Efanov D. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V. The self-checking concurrent error-detection systems synthesis based on the Boolean complement to the Bose-Lin codes with the modulo value $M = 4$. *Elektron. model. = Electronic Modeling*, 2021, vol. 43, iss. 1, pp. 28–45. doi: <https://doi.org/10.15407/emodel.43.01.028>
27. Efanov D. V., Zueva M. V. Boolean complement to modular sum codes for the concurrent error-detection systems synthesis for combinational devices of automation and computer technology. *Problemy*

razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = *Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2021, no. 1, pp. 52–60. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2021-1-52-60>

28. Efanov D. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V. Organization of a fully self-checking structure of a combinational device based on searching for groups of symmetrically independent outputs. *Aut. Control Comp. Sci.*, 2020, vol. 54, iss. 4, pp. 279–290. doi: <https://doi.org/10.3103/S0146411620040045>

29. Collection of digital design benchmarks. *Digital Design & Dependability Research Group*. Available at: <https://ddd.fit.cvut.cz/www/prj/Benchmarks/> (accessed: 07.02.2022).

30. Sentovich E. M., Singh K. J., Moon C., Savoj H., Brayton R. K., Sangiovanni-Vincentelli A. Sequential circuit design using synthesis and optimization. *Proceedings of 1992 IEEE International Conference on Computer Design: VLSI in Computers & Processors*. Cambridge, MA, IEEE, 1992, pp. 328–333. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCD.1992.276282>

The article was submitted 06.12.2021; approved after reviewing 06.12.2021;
accepted for publication 22.02.2022.

Information about the authors

Dmitry V. Efanov – Dr. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., Prof. of the Automation, Remote Control and Communications on Railway Transport Department, Russian University of Transport (Russia, 127994, Moscow, Obraztsov st., 9, bld. 9), TrES-4b@yandex.ru

Marina V. Zueva – Programmer-Analyst, “IBS Saint Petersburg” LLC (Russia, 190000, Saint Petersburg, Angliiskaia naberezhnaia st., 70), marina-seo-media@yandex.ru

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 «Урал-Пресс Округ»: www.delpress.ru
- ООО «ИВИС»: www.ivis.ru

Skew improvement method for digital delay lines

H. T. Kostanyan

*National Polytechnic University of Armenia, Yerevan, Armenia
“Synopsys Armenia” CJSC, Yerevan, Armenia*

hakobk@synopsys.com

Abstract. Nowadays, the clock skew problem became critical in integrated circuits operating in nonstandard conditions which means external conditions (voltage, temperature drifts) could be changed after calibration process. Data transfer speed reaches dozens of gigahertz, and even a minor skew of clock signal could bring to data loss. Therefore, design of delay lines with high robustness against process, temperature and voltage changes is important. In this work, the digital delay line (DDL) has been proposed that controls the current flowing through delay cells by changing gate-source voltages of transistors. Sensor cell was added to sense the delay variation of single inverter. XOR device detects the delay change of circuit by comparing input and output signal differences. Low pass filter and amplifier pair controls the current used for biasing voltage generation for delay cells. The simulation results of proposed DDL circuit have shown up to 56.04 % delay range improvement during temperature and voltage drifts, with 4.5 sigma Monte Carlo process variation coverage. The area of DDL circuit is increased by around 23.1 % due to added feedback loop.

Keywords: clock skew, digital delay line, temperature drift, voltage drift, IC performance

For citation: Kostanyan H. T. Skew improvement method for digital delay lines. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 233–239. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-233-239>

Научная статья

Метод выравнивания отклонения сигнала для цифровых линий задержки

А. Т. Костанян

*Национальный политехнический университет Армении, г. Ереван,
Армения*

ЗАО «Синописис Армения», г. Ереван, Армения

hakobk@synopsys.com

Аннотация. В настоящее время проблема отклонения тактового сигнала критична в ИС, работающих в нестандартных условиях. Это означает, что внешние условия (дрейф напряжения, температуры) могут быть изменены после калибровки. Скорость передачи данных достигает десятков гигагерц, и даже незначительное отклонение тактового сигнала может привести к потере данных. Поэтому конструкция линий задержки должна обеспечивать высокую устойчивость к изменениям процесса, температуры и напряжения. В работе предложена цифровая линия задержки, которая управляет током, протекающим через ячейки задержки, в результате изменения напряжения затвор-исток транзисторов. Для определения изменения задержки одиночного инвертора добавлена ячейка датчика. Показано, что устройство Исключающее ИЛИ обнаруживает изменение задержки схемы, сравнивая разности входного и выходного сигналов. Пара фильтр нижних частот – усилитель управляет током, который используется для генерации напряжения для ячеек задержки. Моделирование предложенной цифровой линии задержки схемы показало улучшение диапазона отклонения до 56,04 % при дрейфах температуры и напряжения с охватом вариаций процесса Монте-Карло 4,5 сигма. Площадь схемы цифровой линии задержки увеличена примерно на 23,1 % за счет добавления петли обратной связи.

Ключевые слова: отклонение тактового сигнала, цифровая линия задержки, температурный дрейф, дрейф напряжения, производительность ИС

Для цитирования: Костанян А. Т. Метод выравнивания отклонения сигнала для цифровых линий задержки // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 233–239. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-233-239>

Introduction. In recent years, IC performance reached up to dozens of gigahertz [1]. High performance is required to transmit, receive, and process big data during minimum possible timeframes with SerDes applications where a single line is used for parallel data transfers (transmission and reception) [2]. In parallel configuration, voltage for processor units and IC cores is reduced up to 0.75 V. In this situation every factor like a temperature shift, intrinsic noise, voltage spikes on the supply or others becomes a source of IC behavior changes [3] such as functionality, linearity, sensitivity or open loop gain of analog sensitive sections, delay or transition times of digital sections resulting in data transfer or recovery errors etc. [4]. Due to the risk of such changes clock skew problem has risen to a very high level of concern. Even a minor skew of clock signal could lead to data loss. This brings a challenge to design

data sampling, deskew and calibration methods which are less dependent on above mentioned impact factors.

In modern serial links, delay locked loops (DLL) and phase locked loops (PLL) are widely used to overcome the skew problem and synchronize the phase of a system [5]. The principle of operation of those systems is to match output clock with the reference clock signal by means of feedback loop [6]. Output clock signal could also be multiplied or shifted by corresponding phase regarding reference one. Such circuits in general are occupying big die area and consuming high power.

Another deskew method is simpler and contains only digital delay line (DDL). Serially connected delay cells are controlled by digital code [7, 8], as shown on fig. 1. Depending on clock skew and external conditions, after calibration process clock signal is centered regarding the data.

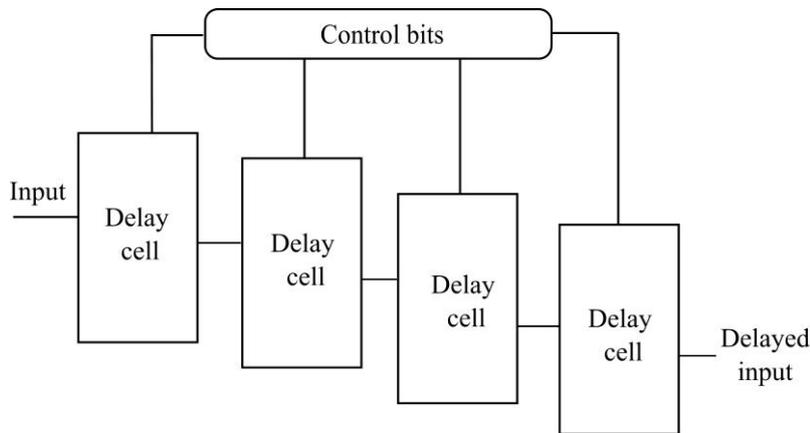


Fig. 1. Controllable delay cells [7, 8]

Considering that circuits could operate in nonstandard conditions, which means external conditions (voltage, temperature drifts) could be changed after calibration, this method loses its effectiveness. During temperature change from low to high transistor's threshold value decreases, which in turn brings higher current value in saturation mode. Delay of cells will decrease as the current becomes higher. Same results will be reached during supply value shift from low to high.

To test how the circuit functionality depends on external conditions a DLL circuit was designed by Synopsys Armenia Education Department (SAED) using 14nm FinFET technology [9]. HSPICE [10] simulations results after calibration of the circuit with account for process, voltage, temperature (PVT) variations are presented in table 1.

Table 1

PVT simulation results

Parameter	Min	Typical	Max
Max delay_step, UI	0.09	0.12	0.13
Min delay_step, UI	0.029	0.03	0.06
Delay_range, UI	2.06	2.27	2.5

The IC's operating conditions' changes after circuit calibration have been tested: voltage and temperature drifts were applied to the circuit for the fixed code. ± 25 , ± 50 and ± 100 °C temperature drifts were applied to typical operating temperature (25 °C). Supply voltage value was drifted by $0.8 \text{ V} \pm 30 \text{ mV}$. Results are presented in table 2.

Table 2

PVT simulation results with temperature and voltage drifts

Condition change		Parameter	Min	Max
Temperature drift	$\pm 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	Max delay_step, UI	0.089	0.132
		Min delay_step, UI	0.029	0.061
		Delay_range, UI	2.05	2.52
	$\pm 50\text{ }^{\circ}\text{C}$	Max delay_step, UI	0.087	0.133
		Min delay_step, UI	0.028	0.063
		Delay_range, UI	2.0	2.55
	$\pm 100\text{ }^{\circ}\text{C}$	Max delay_step, UI	0.085	0.136
		Min delay_step, UI	0.026	0.067
		Delay_range, UI	1.91	2.59
Positive voltage drift		Max delay_step, UI	0.088	0.128
		Min delay_step, UI	0.027	0.058
		Delay_range, UI	1.68	2.67
Negative voltage drift		Max delay_step, UI	0.093	0.135
		Min delay_step, UI	0.033	0.065
		Delay_range, UI	1.66	2.74

As shown in the table above, delay_step parameter values changed only a little. Since the delay cells have similar architecture, maximum and minimum values of delay changed similarly for all devices and the step remained the same. As the sum of all delay cells changed delay_range parameter was most affected with 0.61 UI change after negative voltage drift. Difference between maximum and minimum values of delay_range changed from 0.44 to 1.08 UI. Hence, circuit's functionality was affected during temperature and voltage changes.

Proposed DDL circuit. To solve the skew problem several modifications have been done in existing deskew calibration mechanisms. To sense the delay change, additional delay cell was added to the chain as a replica. This cell works as sensor helping to detect delay changes during conditions changes. To overcome delay variation an updated DDL circuit has been designed (fig. 2).

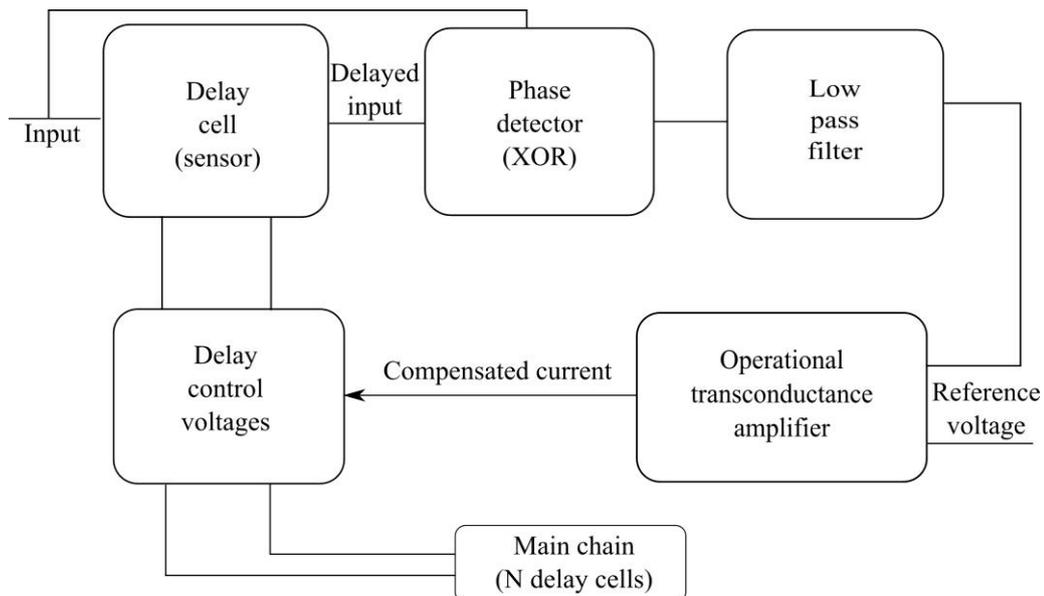


Fig. 2. Proposed circuit

Input and output of delay cell are connected to XOR cell which acts as phase detector between input and output signals. Low pass filter (LPF) works as integrator to detect delay changes during voltage / temperature drifts (fig. 3). The output of LPF is connected to operational transconductance amplifier (OTA) (fig. 4) that compensates delay change with decreasing / increasing current coming from current mirrors; LPF – OTA pair generates voltages for delay cells (fig. 5).

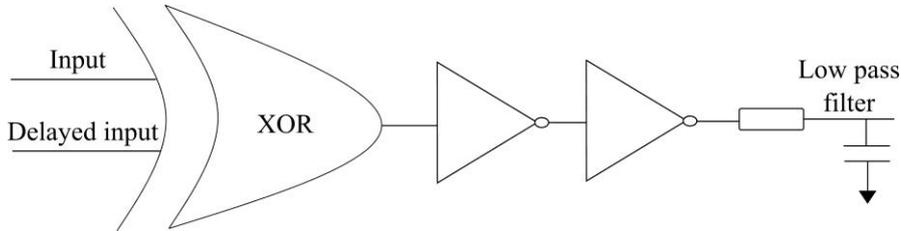


Fig. 3. XOR-LPF pair

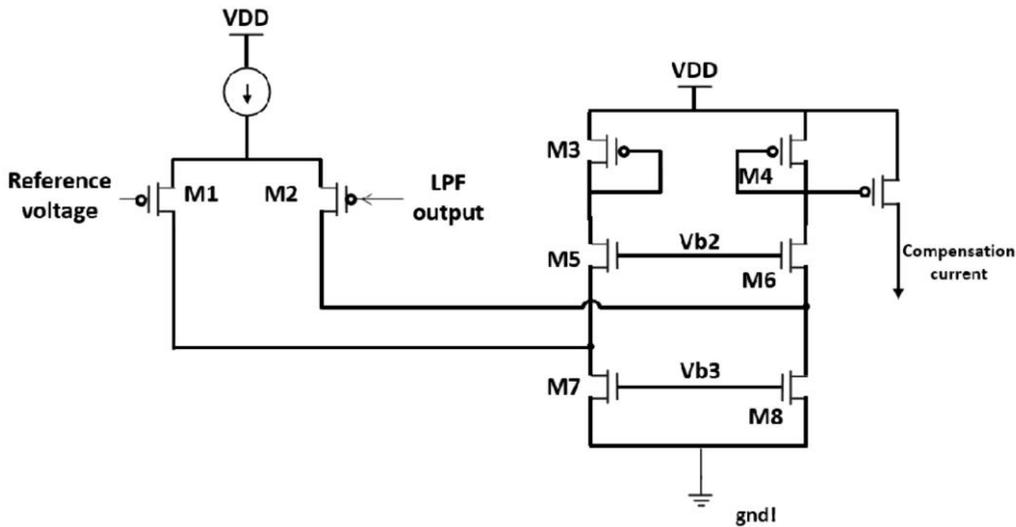


Fig. 4. OTA schematic

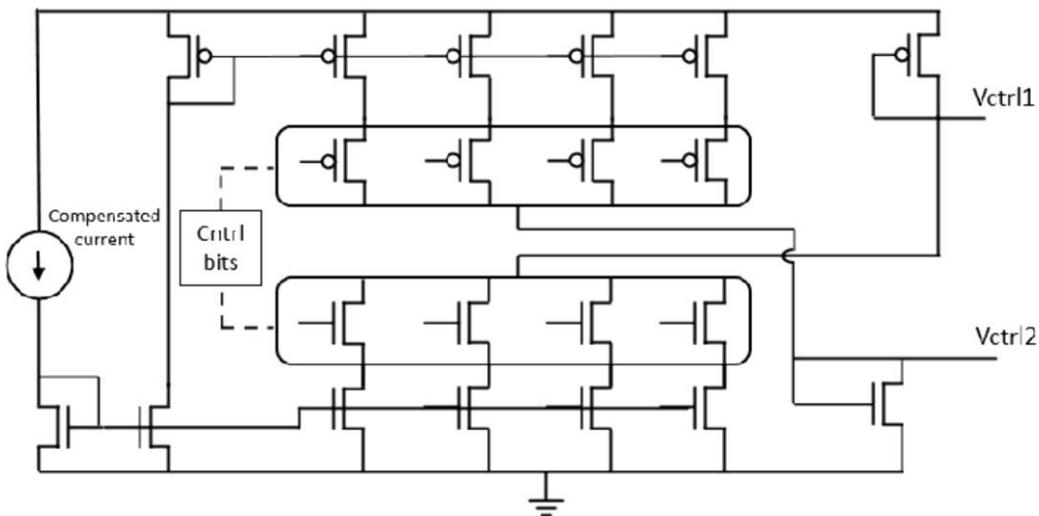


Fig. 5. Control voltage generator circuit

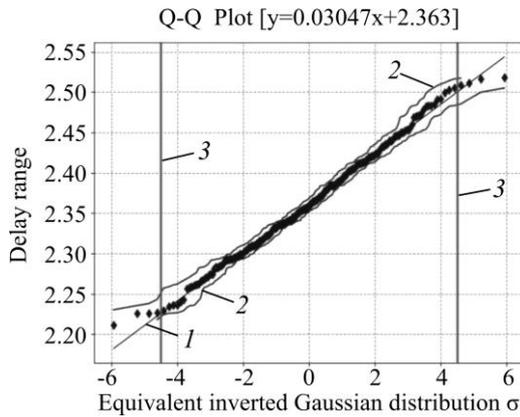


Fig. 6. MC simulation results: 1 – Gaussian fit; 2 – confidence interval; 3 – target sigma; \blacklozenge – data

done. PVT simulation results for OTA are presented below:

Gain.....61 dB
 PSRR..... ≤ -32 dB
 Phase margin.....57 degree
 Gain margin14.4 dB

Monte Carlo (MC) simulation results for worst corner are presented in fig. 6. Comparison with existing solution is presented in table 3.

Table 3

Delay range values obtained by various methods

Condition change	Delay range					
	[6]		[7]		Proposed solution	
	Min	Max	Min	Max	Min	Max
Nominal	2.06	2.5	2.01	2.8	2.28	2.58
Max thermal drift, UI	1.91	2.59	1.83	2.61	2.2	2.69
Positive voltage drift, UI	1.68	2.67	1.70	2.66	2.17	2.63
Negative voltage drift, UI	1.66	2.74	1.68	2.73	2.11	2.58

Conclusion. The proposed DDL circuit controls the current flowing through delay cells by changing gate-source voltages of transistors. Sensor cell was added to sense the delay variation of single inverter. XOR device detects the delay change of circuit by comparing input and output signal differences. LPF and amplifier pair controls the current which is used for biasing voltage generation for delay cells. The simulation of proposed DDL circuit has shown up to 56.04 % delay range improvement during temperature and voltage drifts (worst case: from 1.08 to 0.47 UI), with 4.5 sigma Monte Carlo process variation coverage. The area of DDL circuit had to be increased by around 23.1 % due to added feedback loop.

References

1. Yousry R., Chen E., Ying Y.-M., Abdullatif M., Elbadry M., ElShater A., Liu T.-B., Lee J., Ramachandran D., Wang K., Weng C.-H., Wu M.-L., Ali T. 11.1 A 1.7pJ/b 112Gb/s XSR transceiver for intra-package communication in 7nm FinFET technology. *2021 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*. San Francisco, CA, IEEE, 2021, pp. 180–182. doi: <https://doi.org/10.1109/ISSCC42613.2021.9365752>
2. Li L. IC challenges in 5G. *2015 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*. Xiamen, IEEE, 2015, pp. 1–4. doi: <https://doi.org/10.1109/ASSCC.2015.7387430>

3. Abouda K., Besse P., Clairet M., El Sherif A., Hemon E., Lopez D., Moore D., Turpin P. How System Basis Chips rise to the power and reliability challenges for future-proof electrification and autonomous vehicle electronic control unit designs. *2021 33rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*. Nagoya, IEEE, 2021, pp. 17–22. doi: <https://doi.org/10.23919/ISPSD50666.2021.9452239>
4. Keow A. C., Negara M. A. Methodology to investigate the root cause of threshold voltage drift of transistor devices using capacitance voltage measurements. *2019 IEEE 26th International Symposium on Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*. Hangzhou, IEEE, 2019, pp. 1–4. doi: <https://doi.org/10.1109/IPFA47161.2019.8984913>
5. Razavi B. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. 2nd ed. New York, McGraw-Hill, 2015. 782 p.
6. Yang C.-Y., Li M.-S., Chuang A.-J. A wide-range folded-tuned dual-DLL-based clock-deskewing circuit for core-to-core links. *IEEE Transactions on Very Large-Scale Integration (VLSI) Systems*, 2021, vol. 29, iss. 5, pp. 883–894. doi: <https://doi.org/10.1109/TVLSI.2021.3056506>
7. Sourikopoulos I., Frappé A., Cathelin A., Clavier L., Kaiser A. A digital delay line with coarse/fine tuning through gate/body biasing in 28nm FDSOI. *ESSCIRC Conference 2016: 42nd European Solid-State Circuits Conference*. Lausanne, IEEE, 2016, pp. 145–148. doi: <https://doi.org/10.1109/ESSCIRC.2016.7598263>
8. Antonov Y., Stadius K., Kosunen M., Ryyanen J. Open-loop all-digital delay line with on-chip calibration via self-equalizing delays. *2017 European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*. Catania, IEEE, 2017, pp. 1–4. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCTD.2017.8093344>
9. Melikyan V., Martirosyan M., Melikyan A., Piliposyan G. 14nm Educational Design Kit: capabilities, deployment and future. *Proceedings of the 7th Small Systems Simulation Symposium, 2018, February 12–14, Niš, Serbia*. Niš, Faculty of Electronic Engineering, 2018, pp. 37–41.
10. *HSPICE Reference Manual*. Synopsys Inc., 2017. 846 p.

The article was submitted 27.12.2021; approved after reviewing 27.12.2021;
accepted for publication 22.02.2022.

Information about the author

Hakob T. Kostanyan – student of National Polytechnic University of Armenia (Armenia, 0009, Yerevan, Teryan 105), Analog and Mixed Signal Circuit Design Engineer, Engr. II “Synopsys Armenia” CJSC (Armenia, 0026, Yerevan, A. Aharonyan st., 26), hakobk@synopsys.com

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

С тематическими указателями статей за 1996 – 2021 гг., аннотациями и содержанием последних номеров на русском и английском языках можно ознакомиться на сайте:

<http://ivuz-e.ru>

Научная статья
УДК 531.768-181.4.019.3
doi:10.24151/1561-5405-2022-27-2-240-247

**Анализ усталости и оценка числа циклов воздействия
до выхода из строя чувствительного элемента
микромеханического емкостного акселерометра**

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

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

yekoaoaung64675@gmail.com

Аннотация. Обеспечение надежности функционирования МЭМС-устройств является важнейшей задачей, стоящей перед разработчиками. Ввиду разнообразия конструкций и используемых материалов в МЭМС-устройствах возможно возникновение различных механизмов отказа. Большинство подобных устройств содержит подвижные части конструкции. Усталостные свойства используемых конструктивных материалов и их старение при длительной повторяющейся циклической нагрузке могут привести к отказу, что непосредственно влияет на надежность устройства. В работе проанализированы усталостные свойства и надежность работы чувствительного элемента микромеханического акселерометра (ЧЭ ММА) сэндвич-конструкции емкостного типа, выполненного из кремния. Рассчитаны число циклов периодического воздействия для наступления отказа и интенсивность отказов ЧЭ ММА. Учтена кристаллографическая ориентация плоскости поверхности кремния – материала ЧЭ ММА. Результаты моделирования показали, что ЧЭ ММА, изготовленный из кремниевого материала, может быть достаточно прочным для приложений общего назначения.

Ключевые слова: чувствительный элемент, микромеханический акселерометр, усталость, надежность, интенсивность отказов

Для цитирования: Йе Ко Ко Аунг, Симонов Б. М., Тимошенко С. П. Анализ усталости и оценка числа циклов воздействия до выхода из строя чувствительного элемента микромеханического емкостного акселерометра // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 240–247. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-240-247>

Original article

Fatigue analysis and estimation of the number of exposure cycles before failure of the sensitive element of the micromechanical capacitive accelerometer

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

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

yekokoang64675@gmail.com

Abstract. Ensuring the reliability of MEMS devices operation is the most important task solved by the developers. Due to the variety of designs and materials used in MEMS devices, different failure mechanisms can occur in them, and the reliability of MEMS under different failure mechanisms should be analyzed separately. There are moving parts in the structure of most of these devices. The fatigue properties of the structural materials used and their aging under prolonged repetitive cyclic loading can lead to failure, which directly affects the reliability of the device. In this work, the fatigue properties and reliability of the sensitive element (SE) of a micromechanical accelerometer (MMA) sandwich structure of a capacitive type made of silicon under the conditions of the mechanism of fatigue failure of the material are analyzed. The number of cycles of periodic action required for the occurrence of a failure and the SE failure rate have been calculated. The crystallographic orientation of the plane of the silicon surface, the SE material, was considered. Simulation results have shown that the fatigue life of SE MMA accelerometers made from silicon material can be reasonably good for general purpose applications. That is, silicon can be a good material for a SE MMA structure in terms of material fatigue.

Keywords: sensitive element, micromechanical accelerometer, fatigue, reliability, failure rate

For citation: Ye Ko Ko Aung, Simonov B. M., Timoshenkov S. P. Fatigue analysis and estimation of the number of exposure cycles before failure of the sensitive element of the micromechanical capacitive accelerometer. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 240–247. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-240-247>

Введение. Обеспечение надежности МЭМС-устройств – важная задача, стоящая перед разработчиками. Ввиду сложности и специфичности конструкций и технологий изготовления МЭМС-устройства потенциально уязвимы для различных механизмов неисправности как в процессе изготовления, так и при эксплуатации. Для надежной работы и стабильности параметров микромеханических акселерометров (ММА) необходимо учитывать различные виды паразитных воздействий на этапе проектирования структуры чувствительного элемента (ЧЭ) и конструкции датчика в целом, а также на этапах их жизненного цикла. Учет реальных условий эксплуатации датчиков является одной из основных проблем разработчиков [1]. Надежность МЭМС-устройств в условиях ударных воздействий на них рассмотрена, например, в работе [2]. Большинство МЭМС-устройств содержит подвижные элементы конструкции для выполнения специфических функций. Длительное циклическое движение конструктивов приводит к по-

явлению усталости и старению материалов. Структура изделия может претерпевать изменения даже при воздействии механического напряжения, значительно меньшего предельной прочности материала.

Усталостное поведение пластичного материала, такого как металл, хорошо изучено и моделируется с помощью кривой зависимости напряжения от срока службы (числа циклов до разрушения) – $S-N$ -кривой [3]. Характер кривой показывает, что длительная циклическая нагрузка приводит к уменьшению механического напряжения, необходимого для разрушения материала. Таким образом, материал будет трескаться при меньшем напряжении, чем его первоначальная (заложенная разработчиками конструкции) прочность. Если материал конструкции подвергать воздействию более высокого напряжения, то число циклов до разрушения будет уменьшаться. Если амплитуда циклической нагрузки известна, можно определить усталостную долговечность по $S-N$ -кривой. В работе [4] влияние фактора усталости оценено как 80–90 % от всех факторов, приводящих к механическим повреждениям в инженерных сооружениях. Усталостные свойства кремния проанализированы в работе [5] с использованием образца с микронными размерами. В работе [6] исследован механизм усталости монокристаллического и поликристаллического кремния. Отметим, что модель усталостного поведения для материалов, используемых в МЭМС-устройствах, в том числе кремния, до конца не изучена.

В настоящей работе анализируются усталостные свойства и надежность изготовленного из кремния ЧЭ ММА емкостного типа при воздействии на конструкцию механизма усталостного разрушения. Расчетные значения параметров, определяющих надежность ЧЭ ММА, получены с помощью программы ANSYS.

Анализ усталостного поведения ЧЭ ММА. Усталостное поведение ЧЭ ММА, изготовленного из кремния, будем оценивать с применением существующих моделей [7]. В работе [8] для исследования долговременного механического усталостного поведения поликремниевого материала для МЭМС-устройств при циклическом воздействии использованы растяжимые образцы из кремния толщиной 3,5 мкм и шириной 50 мкм. На основе экспериментальных данных построена $S-N$ -кривая. Полученное значение прочности на растяжение равно 1,1 ГПа. У первичных образцов (до начала циклического воздействия) прочность снижается примерно на 35 % до усталостной прочности 0,70 ГПа после 10^9 циклов воздействия. При испытаниях частоту воздействия варьировали от 20 до 6000 Гц. В результате влияние частоты на усталостное поведение исследуемых образцов в указанном диапазоне частот не обнаружено. Установлено, что число циклов воздействия, необходимое для выхода изделия из строя, не зависит от частоты циклического воздействия образцов.

Среднее время до отказа $MTTF$ устройства рассчитывается по формуле [8]

$$MTTF = N_f T_f = \frac{N_f}{f_0}, \quad (1)$$

где N_f – число циклов воздействия, необходимое для выхода изделия из строя; $f_0 = 1/T_f$ – частота воздействия; T_f – период времени циклического воздействия.

Параметр $MTTF$ зависит от частоты циклической нагрузки. Образцы, испытывающие циклическую нагрузку с более высокой частотой, выйдут из строя через более короткое время.

Следует отметить, что в работе [7] не приведен предел выносливости образцов (напряжения, ниже которого отказ никогда не произойдет). Даже очень небольшое механическое напряжение при циклическом воздействии вызовет усталость исследуемого материала, что важно для МЭМС-устройств. Если индуцированное механическое напряжение при нормальной работе очень мало, конструкционный материал проявляет усталостные свойства. В этом случае усталостная долговечность в конструктивах изделия будет намного больше, чем при высоких механических напряжениях. На рис. 1 показана $S-N$ -кривая на основе экспериментальных данных для поликремниевого материала [8]. Число циклов воздействия до выхода из строя испытываемого изделия (разрушения поликремниевого образца), или надежность устройства, при циклической нагрузке можно рассчитать по следующей эмпирической формуле [8]:

$$N_f = \left(\frac{\sigma_f}{\sigma_c} \right)^{1/m}, \quad (2)$$

где σ_f – приложенное максимальное механическое напряжение при циклическом воздействии (при определении усталостной прочности); $\sigma_c = 1,10$ ГПа – среднее механическое напряжение в образце поликремния; $m = 0,02$ – постоянная, полученная методом наименьших квадратов с использованием экспериментальных данных.

С помощью программы ANSYS получим распределения механических напряжений в ММА сэндвич-конструкции, возникающих в конструктивах ЧЭ в ответ на заданное циклическое входное воздействие (ускорение) с частотой f_0 . Максимальное механическое напряжение, как правило, возникает в складчатых пружинах ЧЭ ММА, имеющих максимальные деформации при функционировании устройства. Таким образом, следует рассчитать среднее время до отказа $MTTF$ устройства, или срок службы одной складчатой пружины, при циклическом воздействии по уравнению (1). При максимальном значении механического напряжения можно рассчитать число циклов N_f воздействия для разрушения складчатой пружины, используя уравнение (2), т.е. рассматривая усталость поликремниевого материала.

Инерционная масса в устройстве присоединена к рамке с помощью четырех складчатых пружин, которые могут быть описаны посредством последовательной модели надежности. Тогда общее среднее время до отказа устройства составит $MTTF_{cp} = N_f / 4f_0$. Основываясь на ожидаемых данных о сроке службы, полученных в работе [8], можно оценить надежность устройства ЧЭ ММА, используя рассчитанное значения параметра $MTTF$ складчатой пружины. Интенсивность отказов $\lambda_{п}$ одной складчатой пружины равна: $\lambda_{п} = 1/MTTF$.

Расчет параметров для складчатой пружины при циклическом воздействии. В выполненных симуляционных тестах в программе ANSYS на ЧЭ ММА воздействовали ускорением, изменяющимся по синусоидальному закону в направлениях осей чув-

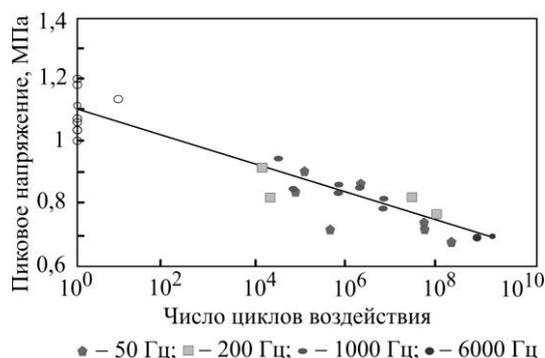


Рис. 1. $S-N$ -кривая для поликремниевого материала при разной частоте воздействия [7]
Fig. 1. The $S-N$ -curve for polysilicon material at different frequency of exposure [7]

ствительности X , Y и Z в качестве циклической нагрузки. Частота воздействующего ускорения равна 1 кГц, его амплитуда составляет 500 g. При этом учтены кристаллографические ориентации поверхности монокристаллического кремния (100) (110) и (111), из которого изготовлен ЧЭ ММА. Результат расчета максимального механического напряжения в ЧЭ ММА из монокристаллического кремния с кристаллографической ориентацией поверхности (100) показан на рис. 2.

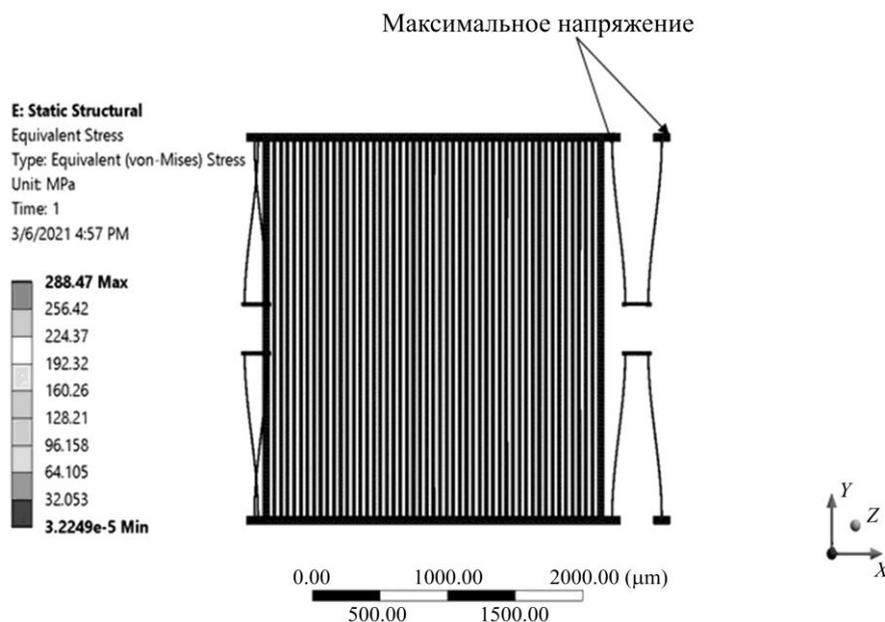


Рис. 2. Результат расчета максимального механического напряжения в ЧЭ ММА из кремния с кристаллографической ориентацией поверхности (100)

Fig. 2. The calculation result of the maximum mechanical stress in the sensitive element of MMA with crystallographic orientation of the surface (100)

Из контурных графиков пространственного распределения механических напряжений, полученных при моделировании в программе ANSYS, видно, что максимальное напряжение возникает на конце каждой складчатой пружины, либо на конце анкера, либо в месте соединения пружины с подвижной массой в ответ на входное воздействие ускорения по оси X . Такой результат указывает на то, что эти места на складчатых пружинах наиболее уязвимы для усталостного разрушения из-за воздействия циклической нагрузки. Также можно констатировать, что балки имеют самую низкую надежность по сравнению с другими конструктивами (инерционной массой, электродами «пальцами» и т. д.) при усталости ЧЭ ММА. Сроки службы таких конструктивов, как анкер, верхние и нижние неподвижные электроды и других, не являются определяющими, и их при анализе усталостных свойств ЧЭ ММА можно не рассматривать.

Симуляция испытаний на усталость с циклической нагрузкой 500 g по направлениям X , Y и Z с частотой воздействия 1 кГц позволила получить значения механических напряжений, возникающих в ЧЭ ММА, расчетное число циклов воздействующего сигнала до наступления отказа для одной складчатой пружины в ЧЭ ММА, интенсивность отказов складчатой пружины, определяющую интенсивность отказов ЧЭ ММА в целом, срок службы (параметр $MTTF$) (таблица).

Расчетные значения параметров для складчатой пружины при циклическом воздействии на нее по направлениям X, Y, Z ускорения $500 g$
 Calculated values of parameters for a folded spring under cyclic action on it in the X, Y and Z directions of acceleration $500 g$

Кристаллографическая ориентация поверхности кремния	Максимальное напряжение σ_f , МПа	Количество циклов до отказа N_f	Срок службы $MTTF$, с	Интенсивность отказов λ , c^{-1}
Ось X				
(100)	288,47	$1,16 \cdot 10^{29}$	$1,16 \cdot 10^{26}$	$8,62 \cdot 10^{-27}$
(110)	291,53	$6,84 \cdot 10^{28}$	$6,84 \cdot 10^{25}$	$1,46 \cdot 10^{-26}$
(111)	290,64	$7,97 \cdot 10^{28}$	$7,97 \cdot 10^{25}$	$1,25 \cdot 10^{-26}$
Ось Y				
(100)	50,97	$5,02 \cdot 10^{66}$	$5,02 \cdot 10^{63}$	$1,99 \cdot 10^{-64}$
(110)	51,26	$3,8 \cdot 10^{66}$	$3,8 \cdot 10^{63}$	$2,63 \cdot 10^{-64}$
(111)	51,00	$4,9 \cdot 10^{66}$	$4,9 \cdot 10^{63}$	$2,04 \cdot 10^{-64}$
Ось Z				
(100)	127,22	$6,9 \cdot 10^{46}$	$6,9 \cdot 10^{43}$	$1,44 \cdot 10^{-44}$
(110)	127,78	$5,57 \cdot 10^{46}$	$5,57 \cdot 10^{43}$	$1,79 \cdot 10^{-44}$
(111)	127,32	$6,68 \cdot 10^{46}$	$6,68 \cdot 10^{43}$	$1,49 \cdot 10^{-44}$

Заключение. Полученные результаты моделирования показывают, что максимальное число циклов до отказа при действии ускорения $500 g$ по оси чувствительности X выдерживает складчатая пружина ЧЭ ММА из монокристаллического кремния с кристаллографической ориентацией поверхности (100). Это, по-видимому, связано с тем, что возникающее в данном случае механическое напряжение меньше, чем напряжение в складчатых пружинах из кремния с кристаллографическими ориентациями поверхности (110), (111). Также важно отметить, что ось X является рабочей, и поэтому максимальные отклонения подвижного электрода и деформации складчатых пружин ЧЭ ММА имеют место именно при воздействии ускорения по рабочей оси. При ускорении вдоль осей Y и Z число циклов до отказа при действии ускорения $500 g$ также максимально для кристаллографической ориентации поверхности кремния (100).

Таким образом, усталостная долговечность ЧЭ ММА, изготовленных из кремния с кристаллографической ориентацией поверхности (100), может быть достаточно высокой и вполне приемлемой для применений общего назначения.

Литература

1. *Йе Ко Ко Аунг, Симонов Б. М., Тимошенко С. П.* Исследование функционирования чувствительного элемента микромеханического акселерометра сэндвич-конструкции емкостного типа в условиях паразитных воздействий по нерабочим осям и случайной вибрации // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 1. С. 68–79. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-1-68-79>
2. *Walraven J. A.* Failure mechanisms in MEMS // Proceedings of IEEE International Test Conference (ITC 2003). Charlotte, NC: IEEE, 2003. P. 828–833. doi: <https://doi.org/10.1109/TEST.2003.1270915>
3. *Muhlstein C. L., Howe R. T., Ritchie R. O.* Fatigue of polycrystalline silicon for microelectromechanical system applications: crack growth and stability under resonant loading conditions // Mechanics of Materials. 2004. Vol. 36. Iss. 1-2. P. 13–33. doi: [https://doi.org/10.1016/S0167-6636\(03\)00028-0](https://doi.org/10.1016/S0167-6636(03)00028-0)
4. MEMS reliability assurance guidelines for space applications / ed. *B. Stark*. Pasadena, CA: Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, 1999. 285 p.
5. *Connally J. A., Brown S. B.* Slow crack growth in single-crystal silicon // Science. 1992. Vol. 256. No. 5063. P. 1537–1539. doi: <https://doi.org/10.1126/science.256.5063.1537>

6. **Tabib-Azar M., Wong K., Ko W.** Aging phenomena in heavily doped ($p+$) micromachined silicon cantilever beams // *Sensors and Actuators A: Physical*. 1992. Vol. 33. Iss. 3. P. 199–206. doi: [https://doi.org/10.1016/0924-4247\(92\)80167-2](https://doi.org/10.1016/0924-4247(92)80167-2)

7. **Petersen K. E.** Silicon as a mechanical material // *Proceedings of the IEEE*. 1982. Vol. 70. No. 5. P. 420–457. doi: <https://doi.org/10.1109/PROC.1982.12331>

8. **Bagdahn J., Sharpe Jr. W. N.** Fatigue of polycrystalline silicon under long-term cyclic loading // *Sensors and Actuators A: Physical*. 2003. Vol. 103. Iss. 1-2. P. 9–15. doi: [https://doi.org/10.1016/S0924-4247\(02\)00328-X](https://doi.org/10.1016/S0924-4247(02)00328-X)

Статья поступила в редакцию 05.07.2021 г.; одобрена после рецензирования 05.07.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторах

Йе Ко Ко Аунг – аспирант Института нано- и микросистемной техники Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), yekokoauing64675@gmail.com

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

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

References

1. Ye Ko Ko Aung, Simonov B. M., Timoshenko S. P. Study of the functioning of the sensitive element of a micromechanical capacitive accelerometer with a sandwich structure under the conditions of parasitic influences along non-working axes and random vibration. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 1, pp. 68–79. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-1-68-79>

2. Walraven J. A. Failure mechanisms in MEMS. *Proceedings of IEEE International Test Conference (ITC 2003)*. Charlotte, NC, IEEE, 2003, pp. 828–833. doi: <https://doi.org/10.1109/TEST.2003.1270915>

3. Muhlstein C. L., Howe R. T., Ritchie R. O. Fatigue of polycrystalline silicon for microelectromechanical system applications: crack growth and stability under resonant loading conditions. *Mechanics of Materials*, 2004, vol. 36, iss. 1-2, pp. 13–33. doi: [https://doi.org/10.1016/S0167-6636\(03\)00028-0](https://doi.org/10.1016/S0167-6636(03)00028-0)

4. Stark B. (ed.) *MEMS reliability assurance guidelines for space applications*. Pasadena, CA, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, 1999. 285 p.

5. Connally J. A., Brown S. B. Slow crack growth in single-crystal silicon. *Science*, 1992, vol. 256, no. 5063, pp. 1537–1539. doi: <https://doi.org/10.1126/science.256.5063.1537>

6. Tabib-Azar M., Wong K., Ko W. Aging phenomena in heavily doped ($p+$) micromachined silicon cantilever beams. *Sensors and Actuators A: Physical*, 1992, vol. 33, iss. 3, pp. 199–206. doi: [https://doi.org/10.1016/0924-4247\(92\)80167-2](https://doi.org/10.1016/0924-4247(92)80167-2)

7. Petersen K. E. Silicon as a mechanical material. *Proceedings of the IEEE*, 1982, vol. 70, no. 5, pp. 420–457. doi: <https://doi.org/10.1109/PROC.1982.12331>

8. Bagdahn J., Sharpe Jr. W. N. Fatigue of polycrystalline silicon under long-term cyclic loading. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2003, vol. 103, iss. 1-2, pp. 9–15. doi: [https://doi.org/10.1016/S0924-4247\(02\)00328-X](https://doi.org/10.1016/S0924-4247(02)00328-X)

The article was submitted 05.07.2021; approved after reviewing 05.07.2021; accepted for publication 22.02.2022.

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), yekokoang64675@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., Director of the Institute of Nano- and Microsystem Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), spt@mail.ru

Уважаемые авторы и читатели!

Вышел в свет журнал



RUSSIAN MICROELECTRONICS
Vol. 50, No. 7, 2021. - ISSN PRINT: 1063-7397,
ISSN ONLINE: 1608-3415,
в котором опубликованы избранные статьи
журнала «Известия вузов. Электроника».

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

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА INTEGRATED RADIOELECTRONIC DEVICES

Научная статья

УДК [621.3.087.92:51-74]:001.891.573

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-2-248-258

Математическое моделирование контура фазовой автоподстройки частоты для реализации АЦП

Р. В. Магеррамов

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

rafaelmag4@gmail.com

Аннотация. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) на основе контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) характеризуется промежуточным преобразованием напряжения в длительность импульсов и невысокими требованиями к пассивным элементам схемы. Компенсация погрешностей номиналов пассивных элементов схемы, устойчивость к изменениям температуры являются преимуществами АЦП на основе контура ФАПЧ по отношению к известным аналогам. Несмотря на невысокие требования к погрешностям номиналов пассивных элементов, при проектировании АЦП на основе контура ФАПЧ необходимо учитывать колебательные свойства контура ФАПЧ. В работе показано, что расчет параметров элементов схемы следует проводить таким образом, чтобы воздействия измеряемого напряжения и отклонения номиналов пассивных элементов схемы не приводили к выходу из балансного состояния и возникновению паразитного колебательного контура ФАПЧ. Рассмотрена реализация математической модели ФАПЧ для построения АЦП на основе передаточной функции колебательного контура 2-го порядка с использованием коэффициентов передачи блоков ФАПЧ. Данный подход позволяет оценить колебательные свойства, рассчитать номиналы пассивных элементов схемы для стабильной работы колебательного контура ФАПЧ, а также оценить диапазон компенсации отрицательной обратной связи.

Ключевые слова: АЦП, контур ФАПЧ, математическая модель, передаточные функции

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 19-37-90085).

Для цитирования: Магеррамов Р. В. Математическое моделирование контура фазовой автоподстройки частоты для реализации АЦП // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 248–258. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-248-258>

© Р. В. Магеррамов, 2022

Original article

Mathematical model of the phase-locked loop circuit for the ADC implementation

R. V. Magerramov

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

rafaelmag4@gmail.com

Abstract. An analog-to-digital converter (ADC) based on a phase-locked loop (PLL) is characterized by the intermediate conversion of voltage into pulse duration and does not have high requirements for passive circuit elements. Compensation of errors in the nominal values of passive circuit elements and resistance to temperature changes are some of an ADC based on a PLL circuit's advantages over known analogs. Despite the low requirements for errors in the nominal values of passive elements, when designing an ADC based on a PLL loop it is necessary to consider the oscillatory properties of the PLL loop. In this work, it was demonstrated that the circuit elements' parameters calculation must be carried out in such a way that the effects of the measured voltage and the ratings of the passive circuit elements do not lead to an exit from the balanced state and the appearance of a parasitic oscillatory PLL circuit. The implementation of a mathematical model of PLL for ADC based on the transfer function of the 2nd order oscillatory circuit using the transfer coefficients of the PLL circuit blocks has been presented. It was demonstrated that this approach allows evaluating the oscillatory properties and calculating the ratings of the passive circuit elements for stable operation of the oscillatory PLL circuit, as well as assessing the range of compensation for negative feedback.

Keywords: ADC, PLL circuit, mathematical model, transfer function

Funding: the work has been supported by the Russian Foundation for Basic Research (project No. 19-37-90085).

For citation: Magerramov R. V. Mathematical model of the phase-locked loop circuit for the ADC implementation. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 248–258. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-248-258>

Введение. Контур фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) используется для реализации стабильных синтезаторов частот и имеет в своем составе четыре основных блока: частотно-фазовый детектор (ЧФД), фильтр нижних частот (ФНЧ), генератор, управляемый напряжением (ГУН), и делитель частоты в петле отрицательной обратной связи. Для реализации преобразователя напряжения в длительность импульсов используется активный ФНЧ. Неинвертирующий вход операционного усилителя (ОУ), входящего в состав ФНЧ, является входом для измеряемого напряжения. Сравнение входного измеряемого напряжения происходит с прямоугольным выходным сигналом ЧФД, скважность которого варьируется в диапазоне периода опорного сигнала контура ФАПЧ. Применение схемы активного ФНЧ позволяет реализовать аналого-цифровой преобразователь (АЦП) на основе контура ФАПЧ, точность которого определяется напряжением смещения ОУ [1–5]. При интегральном исполнении данного АЦП необходимо учитывать такие параметры контура ФАПЧ, как время захвата частоты опорного

сигнала, диапазон измеряемого напряжения, поступающего на неинвертирующий вход ОУ, влияние входного диапазона напряжения и выходного диапазона частоты ГУН. Для анализа данных параметров при разработке АЦП необходимо использовать параметрическое моделирование всей схемы, требующее большого количества вычислительных ресурсов и больших затрат времени.

В настоящей работе для оценки характеристик контура ФАПЧ, влияющих на точность преобразования АЦП, предлагается использовать математическую модель на основе передаточных функций блоков контура ФАПЧ.

Методика расчета пассивных элементов АЦП на основе контура ФАПЧ. Контур ФАПЧ – система автоматического регулирования с отрицательной обратной связью. Система стремится уравнять частоту и фазу выходного сигнала относительно входного или сделать их различающимися на заданную величину. В рассматриваемом АЦП контур ФАПЧ является преобразователем напряжения в длительность импульсов, который реализуется за счет использования активного ФНЧ и дополнительного входа для измеряемого напряжения (рис. 1). Контур ФАПЧ сравнивает частоты входного сигнала F_1 и выходного сигнала F_0 , длительность импульса сигнала T_X является эквивалентом входного напряжения U_X на входе ФНЧ. При этом ЧФД формирует фазовый сдвиг выходного сигнала F_0 относительно опорного сигнала F_1 , который определяется выражением

$$T_X = \frac{U_X T_1}{U_{DD}}, \quad (1)$$

где U_X – измеряемое напряжение; T_1 – период сигнала F_1 ; U_{DD} – напряжение питания ФНЧ.

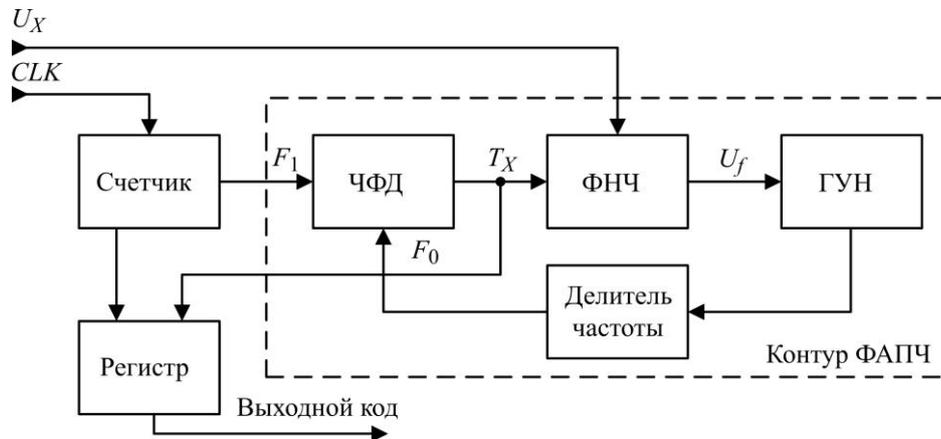


Рис. 1. Блок-схема АЦП на основе контура ФАПЧ
Fig. 1. ADC based on PLL block diagram

В АЦП на основе контура ФАПЧ петлевой фильтр является пропорционально-интегрирующим звеном (рис. 2, а), на неинвертирующий вход которого поступает измеряемое напряжение U_X . Выходной сигнал T_X с ЧФД поступает на инвертирующий вход, образующий отрицательную обратную связь ОУ. Формула расчета коэффициента усиления K_{OU} является эквивалентом передаточной функции ОУ (знак минус перед дробью указывает на инвертирующее включение ОУ):

$$K_{OU} = -\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{Z_X}{R_1}, \quad (2)$$

где $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение ОУ; $U_{\text{вх}}$ – входное напряжение ОУ; Z_X – сопротивление отрицательной обратной связи ОУ; R_1 – входное сопротивление.

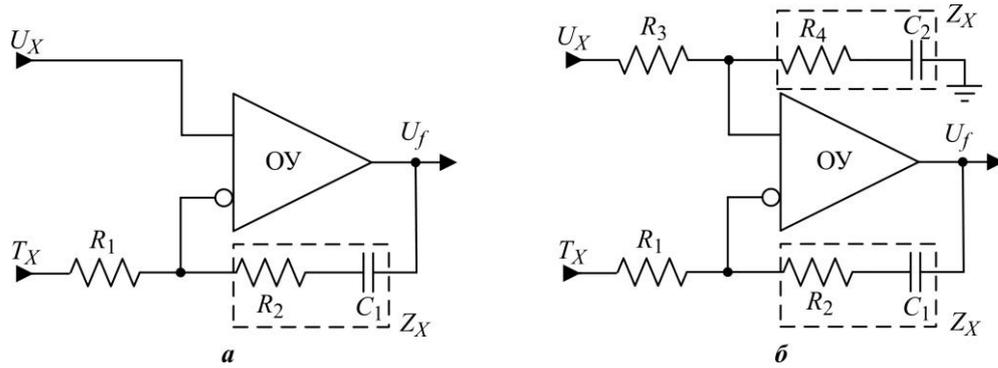


Рис. 2. Схема пропорционально-интегрирующего фильтра: а – полная; б – упрощенная при постоянном уровне напряжения на входе U_X
 Fig. 2. The proportional-integrating filter circuit: a – complete; b – simplified at a constant voltage level at the input U_X

Выражение (2) актуально при нулевом потенциале напряжения на неинвертирующем входе ОУ (рис. 2, б). Для определения выходного напряжения ФНЧ необходимо приравнять токи, протекающие через резистор R_1 , и сопротивление отрицательной обратной связи ОУ Z_X , пренебрегая входными токами ОУ, так как ОУ реализован в КМОП-базисе:

$$\frac{U_{T_X} - U_X}{R_1} = \frac{U_X - U_f}{Z_X}.$$

Выходное напряжение U_f ОУ зависит от напряжений U_X , U_{T_X} и сопротивлений R_1 , Z_X :

$$U_f = \frac{U_X (R_1 + Z_X) - U_{T_X} Z_X}{R_1}.$$

Однако при рассмотрении схемы активного фильтра обратная связь ОУ имеет как резистивное постоянное сопротивление R_2 , так и емкостное X_{C_1} :

$$Z_X = R_2 + X_{C_1} = R_2 + \frac{1}{sC_1}.$$

Емкостное сопротивление определяется выражением

$$X_{C_1} = \frac{1}{sC_1} = \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1}{j2\pi F_{T_X} C_1},$$

где s – комплексная переменная; $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; ω – круговая частота; F_{T_X} – частота сигнала T_X .

В результате вычислений получено выражение выходного напряжения активного ФНЧ с учетом измеряемого напряжения U_X , на основе которого реализована математическая модель активного ФНЧ с учетом коэффициента усиления ОУ и изменения постоянной составляющей выходного сигнала U_f напряжением U_X (см. рис. 2):

$$U_f = \frac{U_X (R_1 + Z_X) - U_{T_X} Z_X}{R_1} = \frac{U_X (R_1 + Z_X)}{R_1} - U_{T_X} \frac{Z_X}{R_1} = \frac{U_X (R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1})}{R_1} - U_{T_X} \frac{R_1 + \frac{1}{sC_1}}{R_1}.$$

При этом передаточная функция активного ФНЧ не зависит от изменения постоянной составляющей вследствие изменения напряжения U_X на неинвертирующем входе ОУ:

$$K_{\text{ФНЧ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_f}{U_{T_X}} = -\frac{Z_X}{R_1} = -\frac{R_2 + \frac{1}{sC_1}}{R_1} = -\frac{1 + sR_2C_1}{sR_1C_1}.$$

В отличие от стандартной реализации контура ФАПЧ в качестве генератора сетки стабильных частот, где расчет колебательного контура начинается с определения коэффициента демпфирования и натуральной частоты, при проектировании АЦП на основе контура ФАПЧ расчет пассивных элементов начинается с определения опорной частоты F_1 и параметров ФНЧ. Опорная частота F_1 определяется исходя из максимальной частоты цифровой части технологического базиса, в котором реализуется АЦП. Значения начальных параметров АЦП на основе контура ФАПЧ следующие:

Технологический базис	КМОП 250 нм
Напряжение питания U_{DD}	3,3 В
Тактовая частота цифровой части F_{CLK}	327,68 МГц
Количество разрядов АЦП N_{bit}	16
Входное сопротивление АЦП R_1	300 кОм

Опорная частота определяется выражением

$$F_1 = \frac{F_{CLK}}{2^{N_{bit}}}. \quad (3)$$

Подставив численные значения в формулу (3), получим $F_1 = 5$ кГц.

Далее определяются элементы ФНЧ, который имеет два входных каскада: каскад для выхода ЧФД T_X (R_1, R_2, C_1) и каскад для измеряемого напряжения U_X (R_3, R_4, C_2) (см. рис. 2, а). Согласно выражению (1) $R_1 = R_3, R_2 = R_4, C_1 = C_2$. Резистор R_3 является входным сопротивлением АЦП, номинал которого зависит от параметров выходного сигнала датчиков.

В контуре ФАПЧ ФНЧ представляет собой пропорциональный интегратор, расчет $C_1 = C_2$ проводится относительно постоянной времени интегрирования:

$$T_{\text{и}} = \frac{1}{F_1} = R_1C_1. \quad (4)$$

На основе выражения (4) рассчитывается номинал конденсатора C_1 :

$$C_1 = \frac{T_{\text{и}}}{R_1}.$$

При $T_{\text{и}} = 0,2$ мс, $R_1 = 300$ кОм номинал конденсатора $C_1 = 667$ пФ.

После определения номиналов ФНЧ проектируется ГУН и оценивается влияние диапазона входного напряжения и диапазона выходной частоты на характеристики колебательного контура 2-го порядка. Отношение резисторов R_2 к R_1 определяет диапазон напряжения выходного сигнала U_f .

Передаточные функции блоков контура ФАПЧ. Передаточная функция – отношение выходного к входному воздействию на динамическую систему. Передаточная функция не отражает изменения постоянной составляющей, а описывает изменение амплитудных и частотных свойств сигнала. В выражении передаточной функции ФНЧ,

входящего в состав контура ФАПЧ, необходимо учитывать влияние измеряемого напряжения U_x , которое определяет скважность выходного сигнала ЧФД U_{Tx} . Анализ передаточной функции ФНЧ, входящего в состав контура ФАПЧ, проводился в программной среде моделирования технических систем MatLab Simulink.

Для математического моделирования колебательного контура используется передаточная функция. Применение преобразования Лапласа для закрытой петли контура ФАПЧ позволяет получить выражение с произведениями передаточных функций блоков контура ФАПЧ для дальнейшего моделирования в фазовом домене [6]:

$$H(s) = \frac{\theta F_1}{\theta F_0} = \frac{K_{\text{ЧФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}(s) K_d}{1 + K_{\text{ЧФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}(s) K_d},$$

где θ – фаза сигнала; $K_{\text{ЧФД}}$, $K_{\text{ФНЧ}}$, $K_{\text{ГУН}}$ – соответственно передаточные функции ЧФД, ФНЧ, ГУН; K_d – петлевой делитель частоты.

Математическая модель АЦП на основе контура ФАПЧ состоит из передаточных функций ЧФД, ФНЧ, ГУН и петлевого делителя частоты:

$$K_{\text{ЧФД}} = \frac{U_{DD}}{2\pi},$$

$$K_{\text{ФНЧ}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_f}{U_{Tx}} = -\frac{Z_x}{R_1} = -\frac{R_2 + \frac{1}{sC_1}}{R_1} = -\frac{1 + sR_2C_1}{sR_1C_1},$$

$$K_{\text{ГУН}} = 2\pi \left(\frac{F_{\text{max}} - F_{\text{min}}}{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}} \right),$$

$$K_d = \frac{1}{N},$$

где F_{max} , F_{min} – максимальное и минимальное значения выходного частотного диапазона ГУН; U_{max} , U_{min} – максимальное и минимальное значения входного управляющего напряжения ГУН; N – коэффициент деления петлевого счетчика.

Передаточный коэффициент ГУН – функция, зависящая от времени, так как фаза выходного сигнала ГУН является интегралом частоты по времени, в котором частота определяется произведением передаточного коэффициента и управляющего напряжения ГУН:

$$K_{\text{ГУН}}(s) = \frac{K_{\text{ГУН}}}{s} = \frac{2\pi \left(\frac{F_{\text{max}} - F_{\text{min}}}{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}} \right)}{s},$$

$$\varphi(t) = 2\pi \oint K_{\text{ГУН}} U_i(t) dt,$$

где U_i – управляющие напряжения ГУН.

В контуре ФАПЧ ГУН реализован на основе схемы релаксационного 555 таймера в технологическом базисе 250 нм. Данный тип ГУН имеет гибкую настройку диапазона входного напряжения и выходной частоты после производства микросхемы за счет использования внешних компонентов [7]. Приведем значения параметров релаксационного ГУН:

Технологический базис	КМОП 250 нм
Напряжение питания U_{DD}	3,3 В
Входной диапазон напряжения	1,15–2,15 В
Выходной диапазон частоты	10–150 кГц
Передаточный коэффициент $K_{ГУН}$	87 965 рад/с·В

Контур ФАПЧ является колебательной системой 2-го порядка, передаточная функция которой определяется выражением

$$G(s) = \frac{k w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2}, \quad (5)$$

где ξ – коэффициент демпфирования (затухания); w_n – натуральная (недемпфированная) частота контура ФАПЧ; k – коэффициент усиления системы [8].

Коэффициент демпфирования (затухания) является одним из основных параметров, описывающих процесс затухания колебательного контура после воздействия входного импульса (возмущения) [9, 10]. Расчет передаточной функции колебательного контура проводится в установившемся режиме, при котором переходной процесс поиска и захвата частоты входного сигнала F_1 закончился:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}} K_d}{s + K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}} K_d} = \frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}}{sN} \left/ \left(1 + \frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}}{sN} \right) \right. = \\ &= \frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}}{sN + K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}} = \frac{KK_{\text{ФНЧ}}(s)}{sN + KK_{\text{ФНЧ}}(s)} = \\ &= K \left(\frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} \right) \left/ \left(s + \frac{K}{N} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} \right) \right) \right. = \frac{K + K\tau_2 s}{\tau_1 s} \left/ \left(s + \frac{\frac{K}{N} + \frac{K}{N}\tau_2 s}{\tau_1 s} \right) \right. = \\ &= K + K\tau_2 s \left/ \left(s^2 \tau_1 + \frac{K}{N} + \frac{K}{N}\tau_2 s \right) \right. = \\ &= \frac{K(1 + \tau_2 s)}{K \left(\left(\frac{\tau_1}{K} \right) s^2 + \left(\frac{\tau_2}{N} \right) s + \frac{1}{N} \right)} = \frac{1 + \tau_2 s}{\left(\frac{\tau_1}{K} \right) s^2 + \left(\frac{\tau_2}{N} \right) s + \frac{1}{N}}, \end{aligned} \quad (6)$$

где K – произведение передаточных коэффициентов $K_{\text{чФД}}$ и $K_{\text{ГУН}}$; $\tau_1 = R_1 C_1$; $\tau_2 = R_2 C_1$.

Числитель, не равный единице, в выражении (6) указывает на наличие активного ФНЧ. Расширение суммы числителя на два отдельных полинома позволяет получить сумму передаточных функций колебательного контура 2-го порядка [11]:

$$H(s) = H_1(s) + H_2(s) = \frac{1}{\left(\frac{\tau_1}{K} \right) s^2 + \left(\frac{\tau_2}{N} \right) s + \frac{1}{N}} + \frac{\tau_2 s}{\left(\frac{\tau_1}{K} \right) s^2 + \left(\frac{\tau_2}{N} \right) s + \frac{1}{N}}. \quad (7)$$

На основе выражений (5) и (7) получены формулы для расчета натуральной частоты и коэффициента демпфирования контура ФАПЧ:

$$w_n = \sqrt{\frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ГУН}}}{N \tau_1}} = \sqrt{\frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ГУН}}}{N R_1 C_1}}, \quad \xi = \frac{w_n \tau_2}{2} = \frac{w_n R_2 C_1}{2}.$$

В результате вычислений получены значения параметров разработанной математической модели АЦП на основе контура ФАПЧ:

Коэффициент демпфирования ξ 0,8814
 Натуральная частота ω_n 10 921 рад/с
 Время захвата частоты 0,8 мс
 Период опорного сигнала F_1 0,2 мс

На основе значений натуральной частоты и коэффициента демпфирования определены выходные характеристики контура ФАПЧ для реализации АЦП (рис. 3).

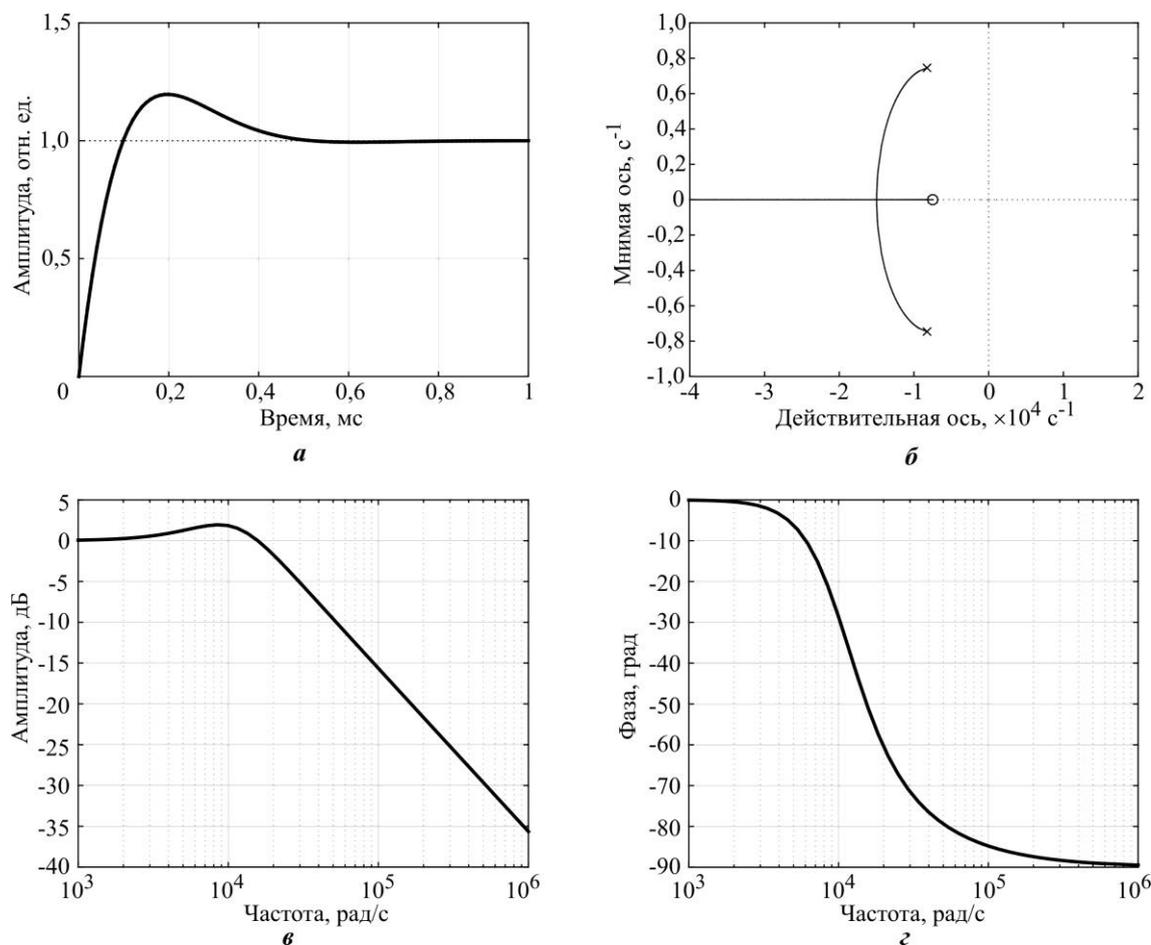


Рис. 3. Выходные характеристики математической модели контура ФАПЧ для реализации АЦП: а – реакция на ступенчатый сигнал с переходом в балансное состояние в течение 0,8 мс; б – расположение корней передаточной функции относительно действительной оси; в – АЧХ; г – ФЧХ

Fig. 3. Output characteristics of the mathematical model of the PLL circuit: а – response to a step signal with a transition to a balanced state at 0.8 ms; б – the location of the transfer function roots relative to the real axis; в – frequency response; г – phase response

Влияние погрешностей пассивных элементов схемы на характеристики преобразования АЦП. Для определения компенсационных свойств контура ФАПЧ в математическую модель вводится коэффициент δ , описывающий значения погрешности номиналов пассивных компонентов схемы. При $\delta = 1$ отклонение номиналов составляет 0 %, при $\delta = 0,9$ отклонение номиналов составляет -10 %, при $\delta = 1,1$ отклонение номиналов составляет +10 %. Номиналы пассивных элементов контура ФАПЧ исследуются в диа-

пазоне $\pm 10\%$. В результате исследования компенсационных свойств контура ФАПЧ на основе математической модели выявлено, что отрицательная обратная связь контура ФАПЧ компенсирует 10%-ную погрешность номиналов пассивных элементов схемы. При этом время захвата частоты остается неизменным и равно 0,8 мс (рис. 4, а). Отклонение номиналов пассивных элементов схемы в диапазоне $\pm 10\%$ не влияет на точность преобразования АЦП на основе контура ФАПЧ:

$$H(s) = \frac{1 + R_2 C_1 s \delta^2}{\left(\frac{R_1 C_1 \delta^2}{K}\right) s^2 + \left(\frac{R_2 C_1 \delta^2}{N}\right) s + \frac{1}{N}}$$

АЧХ и ФЧХ (рис. 4, б) колебательного контура ФАПЧ отражают полосу пропускания и отклонение фазы от нулевого значения при увеличении частоты.

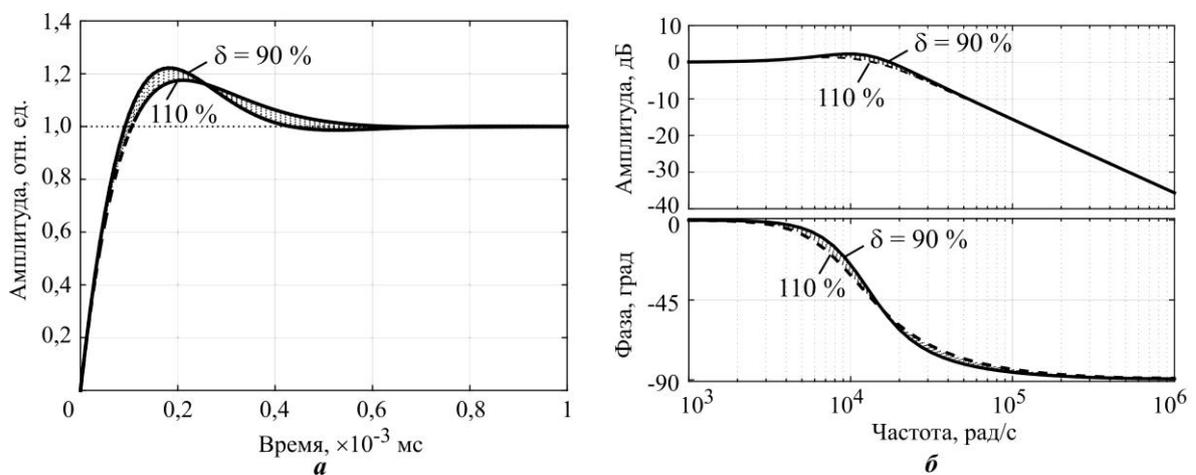


Рис. 4. Выходные характеристики математической модели контура ФАПЧ для реализации АЦП при отклонении номиналов пассивных элементов ФНЧ на $\pm 10\%$: а – реакция на ступенчатый сигнал; б – АЧХ и ФЧХ

Fig. 4. Output characteristics of the mathematical model of the PLL circuit with a deviation of the nominal values of the passive LPF elements by $\pm 10\%$: а – response to a step signal (the transition time to the balanced state remains unchanged 0.8 ms); б – frequency response and phase response

С помощью математической модели контура ФАПЧ получена зависимость отклонения номиналов в процентном эквиваленте от коэффициента демпфирования, диапазон которого варьируется от 0,72 до 0,89. Время захвата частоты опорного сигнала в указанном диапазоне коэффициента демпфирования остается неизменным.

Закключение. Математическое моделирование контура ФАПЧ позволило получить выражения для расчета пассивных элементов схемы, определить параметры блоков контура ФАПЧ, исследовать диапазон компенсации отрицательной обратной связи контура ФАПЧ и компенсационные свойства колебательного контура 2-го порядка, а также рассчитать диапазон коэффициента демпфирования (затухания) на основе передаточных функций блоков контура ФАПЧ.

В результате проведенного исследования компенсации отрицательной обратной связи контура ФАПЧ установлено, что отклонение номиналов пассивных элементов схемы в диапазоне $\pm 10\%$ не влияет на точность преобразования АЦП.

Литература

1. Сизов М. В. Преобразователь напряжения в длительность импульса, стабилизированный ФАПЧ // Современная электроника. 2012. № 6. С. 26–32.
2. Сизов М. В., Малашевич Н. И., Федоров Р. А. АЦП с контуром фазовой автоподстройки частоты // Наноиндустрия. 2016. № 8 (70). С. 40–47. doi: <https://doi.org/10.22184/1993-8578.2016.70.8.40.47>
3. Magerramov R. Research and development of the PLL loop for the implementation of ADC based on nanoscale technologies // 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). Moscow: IEEE, 2018. P. 2018–2022. doi: <https://doi.org/10.1109/ElConRus.2018.8317509>
4. Магеррамов Р. В. Преобразование модулированного по амплитуде сигнала прямоугольной формы с датчика тока в длительность импульсов при помощи контура фазовой автоподстройки частоты // Вопросы радиоэлектроники. 2019. № 8. С. 37–42. doi: <https://doi.org/10.21778/2218-5453-2019-8-37-42>
5. Магеррамов Р. В. Применение контура ФАПЧ при реализации 16-разрядного АЦП // Вопросы радиоэлектроники. 2018. № 8. С. 6–12.
6. Mao X., Yang H., Wang H. Behavioral modeling and simulation of jitter and phase noise in fractional-N PLL frequency synthesizer // Proceedings of the 2004 IEEE International Behavioral Modeling and Simulation Conference. San Jose, CA: IEEE, 2004. P. 25–30. doi: <https://doi.org/10.1109/BMAS.2004.1393977>
7. Magerramov R., Zaitsev V. A simplified mathematical model of a VCO for implementing an analog to digital converter based on a PLL in 0.25-um CMOS technology // 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). St. Petersburg; Moscow: IEEE, 2020. P. 2303–2306. doi: <https://doi.org/10.1109/ElConRus49466.2020.9038996>
8. Wilson J., Nelson A., Farhang-Boroujeny B. Parameter derivation of type-2 discrete-time phase-locked loops containing feedback delays // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2009. Vol. 56. Iss. 12. P. 886–890. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2009.2034197>
9. Afrasiabi M., Rokrok E. Identification and damping of resonances in inverter-based microgrids // Journal of Power Electronics. 2018. Vol. 18. No. 4. P. 1235–1244. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2018.18.4.1235>
10. Santana W. C., Al-Haddad K., Da Silva L. E. B. Modeling and active damping of harmonic propagation on electric distribution systems // 2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC). Montreal: IEEE, 2009. P. 1–7. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEC.2009.5420880>
11. Zhao J., Huang M., Zha X. Nonlinear analysis of PLL damping characteristics in weak-grid-tied inverters // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2020. Vol. 67. No. 11. P. 2752–2756. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.2978026>

Статья поступила в редакцию 14.09.2021 г.; одобрена после рецензирования 14.09.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторе

Магеррамов Рафаэл Вагифович – аспирант кафедры проектирования и конструирования интегральных микросхем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), rafaelmag4@gmail.com

References

1. Sizov M. V. Voltage-to-pulse length converter stabilized by PLL. *Sovremennaya elektronika*, 2012, no. 6, pp. 26–32. (In Russian).
2. Sizov M., Malashevich N., Fedorov R. ADC phase locked loop. *Nanoindustriya = Nanoindustry*, 2016, no. 8 (70), pp. 40–47. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.22184/1993-8578.2016.70.8.40.47>
3. Magerramov R. Research and development of the PLL loop for the implementation of ADC based on nanoscale technologies. *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*. Moscow, IEEE, 2018, pp. 2018–2022. doi: <https://doi.org/10.1109/ElConRus.2018.8317509>
4. Magerramov R. V. Conversion of amplitude modulated square wave signal from current sensor to pulse duration using PLL circuit. *Voprosy radioelektroniki = Questions of Radio Electronics*, 2019, no. 8, pp. 37–42. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.21778/2218-5453-2019-8-37-42>

5. Magerramov R. V. Application of the PLL control at the realization of a 16-through ADC. *Voprosy radioelektroniki = Questions of Radio Electronics*, 2018, no. 8, pp. 6–12. (In Russian).
6. Mao X., Yang H., Wang H. Behavioral modeling and simulation of jitter and phase noise in fractional-N PLL frequency synthesizer. *Proceedings of the 2004 IEEE International Behavioral Modeling and Simulation Conference*. San Jose, CA, IEEE, 2004, pp. 25–30. doi: <https://doi.org/10.1109/BMAS.2004.1393977>
7. Magerramov R., Zaitsev V. A simplified mathematical model of a VCO for implementing an analog to digital converter based on a PLL in 0.25-um CMOS technology. *2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*. St. Petersburg, Moscow, IEEE, 2020, pp. 2303–2306. doi: <https://doi.org/10.1109/EIConRus49466.2020.9038996>
8. Wilson J., Nelson A., Farhang-Boroujeny B. Parameter derivation of type-2 discrete-time phase-locked loops containing feedback delays. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2009, vol. 56, iss. 12, pp. 886–890. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2009.2034197>
9. Afrasiabi M., Rokrok E. Identification and damping of resonances in inverter-based microgrids. *Journal of Power Electronics*, 2018, vol. 18, no. 4, pp. 1235–1244. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2018.18.4.1235>
10. Santana W. C., Al-Haddad K., Da Silva L. E. B. Modeling and active damping of harmonic propagation on electric distribution systems. *2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC)*. Montreal, IEEE, 2009, pp. 1–7. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEC.2009.5420880>
11. Zhao J., Huang M., Zha X. Nonlinear analysis of PLL damping characteristics in weak-grid-tied inverters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2020, vol. 67, no. 11, pp. 2752–2756. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.2978026>

The article was submitted 14.09.2021; approved after reviewing 14.09.2021;
accepted for publication 22.02.2022.

Information about the author

Rafael V. Magerramov – PhD student of the Design and Construction of Integrated Circuits Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), rafaelmag4@gmail.com

Уважаемые авторы!

**С правилами оформления и опубликования научных статей
можно ознакомиться на нашем сайте:**

<http://ivuz-e.ru>

ИНФОРМАЦИОННО-КОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ INFORMATION-COMMUNICATION TECHNOLOGIES

Научная статья

УДК 004.032.26

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-2-259-267

Исследование возможностей рекуррентных нейронных сетей для решения задачи классификации слабоструктурированной информации на примере библиографических данных

Е. Н. Петров, Е. М. Портнов

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

fiddenmar@gmail.com

Аннотация. С развитием информационных технологий проблема автоматизированной обработки данных возникает в различных предметных областях, в том числе при библиографическом описании. Когда собираемая из разных источников информация представлена в виде неоднородно структурированных библиографических записей, содержащих неточности в оформлении, перенос данных в сводную таблицу или отчет становится трудоемкой задачей, результат выполнения которой подвержен влиянию человеческого фактора. В связи с этим автоматизировать классификацию информации, содержащейся в библиографических записях, актуально. В работе исследованы возможности рекуррентных нейронных сетей для решения задачи классификации слабоструктурированной информации на примере библиографических данных. Показано, что для применения рекуррентной нейронной сети, прежде всего, необходимо перейти от естественного представления полученных записей к признаковому. При этом выбор комплекса признаков представляет собой отдельную нетривиальную задачу. Для программной реализации выбран язык Python. Для оценки результатов работы созданного программного модуля использована тестовая выборка библиографических записей, составленных на основе научных трудов сотрудников Института системной и программной инженерии и информационных технологий МИЭТ за последние пять лет. Итоговая точность составила 86 %, что на 11 % больше результата, полученного при использовании нейронной сети прямого распространения. Разработанные признаковое представление и структура рекуррентной нейронной сети позволят перейти к автоматизированной обработке библиографических данных с последующей обязательной коррекцией результатов оператором.

© Е. Н. Петров, Е. М. Портнов, 2022

Ключевые слова: рекуррентные нейронные сети, обработка данных, разработка программного обеспечения, язык программирования Python

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 20-37-90008).

Для цитирования: Петров Е. Н., Портнов Е. М. Исследование возможностей рекуррентных нейронных сетей для решения задачи классификации слабоструктурированной информации на примере библиографических данных // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 259–267. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-259-267>

Original article

Investigation of the capabilities of recurrent neural networks for solving the problem of classification of poorly structured information on the example of bibliographic data

E. N. Petrov, E. M. Portnov

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

fiddenmar@gmail.com

Abstract. New fields of automatic data processing become available, including bibliographic data, with current progress of information technologies. When bibliographic data is gathered from multiple sources and contains non-uniformly structured bibliographic records with formatting mistakes, transmitting the data to the summary table costs time and effort while the result is prone to human factor impact. Consequently, automatic bibliographic data processing is relevant and in demand. This work investigates the capabilities of recurrent neural networks for solving the problem of classification of poorly structured bibliographic information. It was shown that to apply a recurrent neural network one needs to change from natural to feature presentation of bibliographic data gathered, that is to present the data as a set of features. Choosing such a feature set is another complex problem. The developed recurrent neural network structure was implemented using Python programming language. To estimate the developed software module performance a test set was formed from the publications list of MIET Institute of Systems and Software Engineers and Information Technology, covering the past five years. The module's precision has reached 86 % that is 11 % over the results of feed-forward network implementation. The developed feature set and recurrent neural network structure make possible automatic bibliographic data processing with obligatory user post-processing.

Keywords: recurrent neural networks, data processing, software development, Python programming language

Funding: the work has been supported by Russian Foundation for Basic Research (project No. 20-37-90008).

For citation: Petrov E. N., Portnov E. M. Investigation of the capabilities of recurrent neural networks for solving the problem of classification of poorly structured information on the example of bibliographic data. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 259–267. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-259-267>

Введение. В настоящее время библиографические данные для учета научных трудов в высших учебных заведениях обрабатываются вручную, что существенно сказывается на временных и трудовых затратах сотрудников. Формирование отчета представляет собой рутинный труд по переносу данных в сводную таблицу, составление которой должно соответствовать предъявляемым требованиям. Выполняемая вручную работа не исключает ошибок и опечаток. Компьютерная обработка данных гарантирует отсутствие этих недостатков и может выполняться в кратчайшие сроки.

Цель настоящей работы – исследование возможностей рекуррентных нейронных сетей (РНС) для решения задачи классификации библиографических данных и разработка методов автоматизированного извлечения логических компонентов библиографических данных, таких как автор, название статьи, название журнала, год издания и др.

Постановка задачи. Искусственная нейронная сеть – это математическая модель, а также ее программная реализация, основанная на принципах функционирования биологических нейронных сетей [1]. Искусственная нейронная сеть представляет собой систему простых взаимосвязанных процессоров для обучения выполнению определенной задачи.

В нейронной сети прямого распространения все связи направлены строго от входных нейронов к выходным [2]. В РНС часть связей направлена с выходных нейронов на входные. РНС часто используются при обработке естественных языков [3], так как учитывают лингвистический контекст, передавая на вход нейронной сети не только само классифицируемое слово, но и результаты обработки предыдущих слов.

LSTM – это РНС с долгой краткосрочной памятью, способная обучаться долгосрочным зависимостям, необходимым для эффективного лингвистического анализа [4]. Слой LSTM имеет сложную структуру и состоит из слоя утраты, отвечающего за очистку состояния ячейки, слоя сохранения, обновляющего состояние ячейки, и выхода, учитывающего сохраненное и текущее состояние ячейки. Такая структура запоминает информацию в течение длительного времени и устраняет проблему долгосрочных зависимостей, что позволяет выполнять классификацию библиографических данных.

Рассмотрим частное решение задачи классификации библиографических данных с помощью разработки РНС на основе LSTM и сравним ее с нейронной сетью прямого распространения.

Признаковое представление библиографической записи. Первый этап при решении задачи классификации – преобразование слабоструктурированных библиографических данных в вид, пригодный для использования в РНС на основе LSTM. Для такого преобразования применяется переход от естественного языка к признаковому представлению. Признаковое представление библиографического списка – это вектор признаков представлений библиографических записей, каждая из которых, в свою очередь, является вектором признаков представлений входящих в нее слов.

Разработанный набор признаков для формирования признакового представления при решении задачи классификации состоит из общей и специальной частей. В общей части присутствуют подходящие для универсальной обработки текста признаки: буквенного, цифрового и смешанного составов слова; регистра первого символа; положения в предложении. В специальную часть добавлены признаки, специфичные для библиографических записей: разделителей «←» и «//»; окончания на точку или запятую; инициалов. Дополнительно в набор признаков входят сокращенные наборы признаков предыдущего и последующего слов, а также флаги первого и последнего слов.

Структура рекуррентной нейронной сети. Второй этап при решении задачи классификации – разработка структуры РНС. Полученная структура имеет шесть слоев с общим числом параметров 553 338 (табл. 1).

Таблица 1

Структура рекуррентной нейронной сети

Table 1

Recurrent neural network structure

Слой	Выходные данные	Число параметров
Embedding	(None, 50, 50)	250 000
Conv1D	(None, 50, 32)	4832
MaxPooling1D	(None, 25, 32)	0
LSTM	(None, 256)	295 936
Dense	(None, 10)	2570
Activation	(None, 10)	0

Опишем назначение каждого слоя:

- Embedding отвечает за преобразование признакового представления в единое матричное пространство, где каждое значение каждого признака имеет свои координаты, что облегчает работу последующим слоям;
- Conv1D выполняет свертку матричного пространства, уменьшая количество учитываемых признаков, что ведет к сокращению времени обработки на последующих этапах, а также к уменьшению вероятности переобучения;
- MaxPooling1D осуществляет операцию максимальной подвыборки, уменьшающую общую сложность модели данных;
- LSTM отвечает за непосредственное обучение модели, формируя долгосрочные связи;
- Dense является полносвязным слоем и предоставляет итоговый результат работы нейронной сети;
- Activation активирует предыдущий слой с помощью операции softmax, преобразовывая результат работы в вектор вероятностей того, что признаковое представление принадлежит каждому из возможных классов.

Программная реализация. Рассмотрим программную реализацию разработанной структуры РНС на языке Python с применением модулей sklearn [5], keras [6] и matplotlib [7].

Модуль sklearn использовали для подготовки исходных данных: признаки и названия классов преобразовывались с помощью словаря, когда исходные наборы значений заменялись их индексами в списке всех встречающихся значений. Такой подход позволяет значительно сэкономить затрачиваемую память, особенно при небольших объемах данных и большом наборе признаков, например:

```
dict_vectorizer = DictVectorizer(sparse=False)
dict_vectorizer.fit(X_train + X_test + X_val)
X_train = dict_vectorizer.transform(X_train)
X_test = dict_vectorizer.transform(X_test)
X_val = dict_vectorizer.transform(X_val)
```

Все библиографические записи перед обучением унифицированы: слишком короткие увеличены до целевого значения, а слишком длинные урезаны:

```
X_train = sequence.pad_sequences(X_train, maxlen=50)
X_test = sequence.pad_sequences(X_test, maxlen=50)
X_val = sequence.pad_sequences(X_val, maxlen=50)
```

Модуль keras использовали для программной реализации слоев РНС:

```
model = Sequential([
    InputLayer(input_dim),
    Embedding(5000, input_dim, input_length=50, trainable = True),
    Conv1D(filters=32, kernel_size=3, padding='same', activation='relu'),
    MaxPooling1D(pool_size=2),
    LSTM(hidden_neurons),
    Dense(output_dim),
    Activation('softmax')
])
```

Размер скрытых слоев 256, обучение проводили в 20 эпохах по 32 батча.

Основным показателем эффективности классификации выбрана точность [1], в качестве функции потерь – категориальная кросс-энтропия [8], в качестве алгоритма оптимизации – адаптивная оценка момента [9].

Результаты и их обсуждение. В ходе вычислительного эксперимента в качестве входных данных использовали тестовую выборку размеченных библиографических записей, составленных на основе научных трудов сотрудников Института системной и программной инженерии и информационных технологий МИЭТ за последние пять лет. Входные данные делили на три части в соотношении 70:10:20 соответственно для обучения, валидации и проверки [10] РНС на основе LSTM. Результаты обучения для каждой эпохи приведены в табл. 2, графики точности и потерь – на рис. 1.

Таблица 2
Процесс обучения рекуррентной нейронной сети
Table 2
Recurrent neural network learning process

Эпоха	Потери	Точность
1	1,8427	0,3209
2	1,5256	0,4002
3	1,1445	0,5317
4	0,9612	0,6071
5	0,8008	0,6944
6	0,6959	0,7324
7	0,6315	0,7528
8	0,5771	0,7636
9	0,5399	0,7761
10	0,5129	0,7800
11	0,4879	0,7891
12	0,4686	0,7976
13	0,4662	0,7993
14	0,4739	0,7948
15	0,4267	0,8112
16	0,4183	0,8141
17	0,3847	0,8248
18	0,3800	0,8146
19	0,3721	0,8299
20	0,3714	0,8192
Итого	0,3459	0,8568

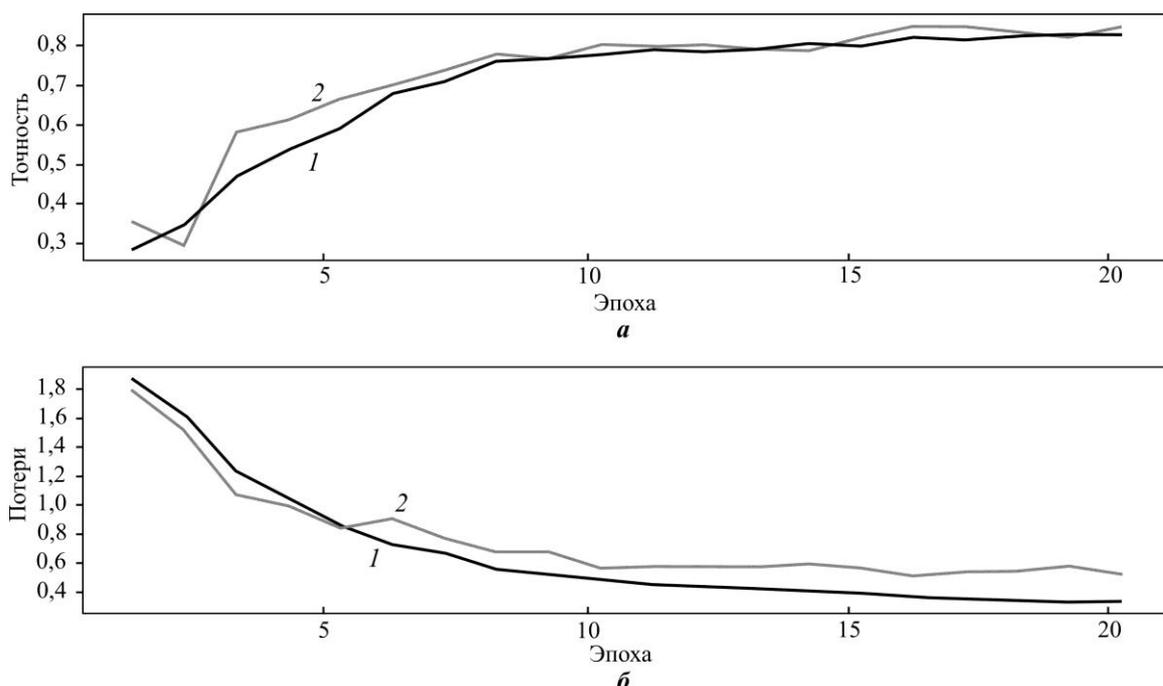


Рис. 1. Графики точности (а) и потерь (б) рекуррентной нейронной сети: 1 – обучение; 2 – валидация
 Fig. 1. Accuracy (a) and loss (b) of recurrent neural network: 1 – training; 2 – validation

В итоге точность работы РНС при решении задачи классификации библиографических данных составила 0,8568, или 86 %.

Для оценки полученной точности на тех же тестовых данных проведена классификация с помощью нейронной сети прямого распространения, структура которой приведена в табл. 3.

Таблица 3
Структура нейронной сети прямого распространения
Table 3

Feed-forward neural network structure

Слой	Выходные данные	Число параметров
Dense	(None, 512)	13 824
Activation	(None, 512)	0
Dropout	(None, 512)	0
Dense	(None, 512)	262 656
Activation	(None, 512)	0
Dropout	(None, 512)	0
Dense	(None, 10)	5130

Структура нейронной сети прямого распространения включает в себя семь слоев, общее число параметров 281 610. После каждого слоя активации идет слой Dropout, отвечающий за случайное отбрасывание части результатов для предотвращения переобучения. Чтобы предотвратить переобучение, характерное для нейронных сетей такого вида, число эпох снижено до 5. Процесс обучения по эпохам приведен в табл. 4, а графики точности и потерь представлены на рис. 2.

Таким образом, точность при использовании РНС по сравнению с нейронной сетью прямого распространения повысилась на 11 %.

Таблица 4
Процесс обучения нейронной сети
прямого распространения

Table 4
Feed-forward neural network learning process

Эпоха	Потери	Точность
1	1,7949	0,3859
2	1,1770	0,5696
3	0,9023	0,6875
4	0,7218	0,7603
5	0,6194	0,7747
Итого	0,6075	0,7471

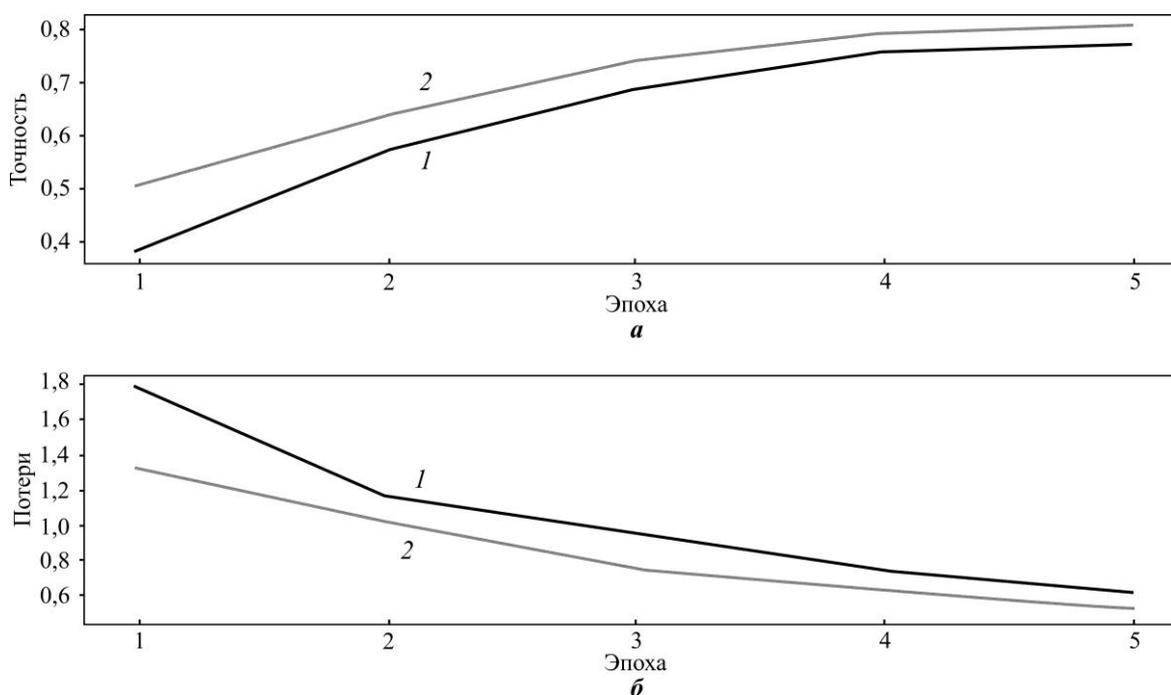


Рис. 2. Графики точности (а) и потерь (б) нейронной сети прямого распространения:
 1 – обучение; 2 – валидация

Fig. 2. Accuracy (a) and loss (b) of feed-forward neural network: 1 – training; 2 – validation

Закключение. Методика, использующая РНС со слоями долгой краткосрочной памяти, позволяет добиться точности классификации 86 %, что на 11 % превосходит результат, полученный нейронной сетью прямого распространения на том же наборе данных и признаков. Таким образом, разработанные признаковое представление и структура РНС дают возможность перейти к автоматизированной обработке слабоструктурированных библиографических данных с последующей обязательной коррекцией результатов оператором библиографического программного обеспечения.

Дальнейшая работа по оптимизации признакового представления и структуры РНС потенциально повысит точность классификации библиографических данных и увеличит объем работ, выполняемых автоматически, а адаптация признакового представления позволит применять разработанную структуру нейронной сети в других предметных областях, связанных с обработкой слабоструктурированной информации на естественном языке.

Литература

1. McCulloch W. S., Pitts W. A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity // *Bulletin of Mathematical Biophysics*. 1943. Vol. 5. No. 4. P. 115–133. doi: <https://doi.org/10.1007/BF02478259>
2. Bebis G., Georgiopoulos M. Feed-forward neural networks // *IEEE Potentials*. 1994. Vol. 13. Iss. 4. P. 27–31. doi: <https://doi.org/10.1109/45.329294>
3. Sutskever I., Vinyals O., Quoc V. L. Sequence to sequence learning with neural networks // *Advances in Neural Information Processing Systems Conference 27: [web]/ NeurIPS Proceedings*. 2014. URL: <https://proceedings.neurips.cc/paper/2014/file/a14ac55a4f27472c5d894ec1c3c743d2-Paper.pdf> (дата обращения: 08.02.2022).
4. Gers F. A., Schmidhuber J., Cummins F. Learning to forget: Continual prediction with LSTM // *Neural Computation*. 2000. Vol. 12. Iss. 10. P. 2451–2471. doi: <https://doi.org/10.1162/089976600300015015>
5. Trappenberg T. P. Machine learning with sklearn // *Fundamentals of Machine Learning*. Oxford: Oxford University Press, 2019. P. 38–65.
6. Gulli A., Pal S. *Deep learning with Keras: Implement neural networks with Keras on Theano and TensorFlow*. Birmingham: Packt Publishing, 2017. 318 p.
7. Sial A. H., Rashdi S. Y. S., Khan A. H. Comparative analysis of data visualization libraries Matplotlib and Seaborn in Python // *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*. 2021. Vol. 10. No. 1. P. 277–281.
8. De Boer P.-T., Kroese D. P., Mannor S., Rubinstein R. Y. A tutorial on the cross-entropy method // *Ann. Oper. Res.* 2005. Vol. 134. Iss. 1. P. 19–67. doi: <https://doi.org/10.1007/s10479-005-5724-z>
9. Kingma D. P., Ba J. Adam: a method for stochastic optimization: preprint // arXiv.org: [web]. 2014. URL: <https://arxiv.org/abs/1412.6980v1> (дата обращения: 08.02.2022).
10. Guyon I. A scaling law for the validation-set training-set size ratio // *AT&T Bell Laboratories Technical Journal*. 1997. Vol. 1. P. 1–11.

Статья поступила в редакцию 13.09.2021 г.; одобрена после рецензирования 13.09.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторах

Петров Евгений Николаевич – аспирант Института системной и программной инженерии и информационных технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), fiddenmar@gmail.com

Портнов Евгений Михайлович – доктор технических наук, профессор Института системной и программной инженерии и информационных технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), evgen_uis@mail.ru

References

1. McCulloch W. S., Pitts W. A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. *Bulletin of Mathematical Biophysics*, 1943, vol. 5, no. 4, pp. 115–133. doi: <https://doi.org/10.1007/BF02478259>
2. Bebis G., Georgiopoulos M. Feed-forward neural networks. *IEEE Potentials*, 1994, vol. 13, iss. 4, pp. 27–31. doi: <https://doi.org/10.1109/45.329294>
3. Sutskever I., Vinyals O., Quoc V. L. Sequence to sequence learning with neural networks. *Advances in Neural Information Processing Systems Conference 27*. NeurIPS Proceedings, 2014. Available at: <https://proceedings.neurips.cc/paper/2014/file/a14ac55a4f27472c5d894ec1c3c743d2-Paper.pdf> (accessed: 08.02.2022).
4. Gers F. A., Schmidhuber J., Cummins F. Learning to forget: Continual prediction with LSTM. *Neural Computation*, 2000, vol. 12, iss. 10, pp. 2451–2471. doi: <https://doi.org/10.1162/089976600300015015>
5. Trappenberg T. P. Machine learning with sklearn. *Fundamentals of Machine Learning*. Oxford, Oxford University Press, 2019, pp. 38–65.
6. Gulli A., Pal S. *Deep learning with Keras: Implement neural networks with Keras on Theano and TensorFlow*. Birmingham, Packt Publishing, 2017. 318 p.

7. Sial A. H., Rashdi S. Y. S., Khan A. H. Comparative analysis of data visualization libraries Matplotlib and Seaborn in Python. *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*, 2021, vol. 10, no. 1, pp. 277–281.

8. De Boer P.-T., Kroese D. P., Mannor S., Rubinstein R. Y. A tutorial on the cross-entropy method. *Ann. Oper. Res.*, 2005, vol. 134, iss. 1, pp. 19–67. doi: <https://doi.org/10.1007/s10479-005-5724-z>

9. Kingma D. P., Ba J. Adam: a method for stochastic optimization: preprint. *arXiv.org*. 2014. Available at: <https://arxiv.org/abs/1412.6980v1> (accessed: 08.02.2022).

10. Guyon I. A scaling law for the validation-set training-set size ratio. *AT&T Bell Laboratories Technical Journal*, 1997, vol. 1, pp. 1–11.

The article was submitted 13.09.2021; approved after reviewing 13.09.2021;
accepted for publication 22.02.2022.

Information about the authors

Evgeny N. Petrov – PhD student of the Institute of System and Software Engineering and Information Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), fiddenmar@gmail.com

Evgeny M. Portnov – Dr. Sci. (Eng.), Prof. of the Institute of System and Software Engineering and Information Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), evgen_uis@mail.ru

Вниманию читателей журнала

«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Подписку на печатную версию журнала можно оформить:

- по каталогу «Периодические издания. Газеты и журналы»
ООО «Урал-Пресс Округ». Подписной индекс 47570
- по объединенному каталогу «Пресса России» ООО «Агентство
«Книга-Сервис». Подписной индекс 38934
- через редакцию - с любого номера и до конца года

Моделирование информационных систем с управляемой дисциплиной обслуживания в целях повышения качества обслуживания запросов

Е. Г. Дорогова¹, В. Г. Дорогов¹, А. В. Микитась²,
А. М. Баин¹, В. Н. Маршалов³

¹Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия

²Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере (Фонд содействия инновациям), г. Москва, Россия

³ООО «ХайТекДиджит», г. Москва, Россия

egdoro@bk.ru

Аннотация. В настоящее время наряду с требованиями к функциональности обобщенных информационных систем выдвигаются требования к повышению качества обслуживания запросов пользователя в процессе эксплуатации таких систем. В работе рассмотрена проблема обеспечения качества обслуживания запросов в распределенной информационной системе при изменяющихся условиях. Проведено имитационное моделирование с использованием теории систем массового обслуживания для серверного узла «Хранилище данных». Показано, что, изменяя интенсивность входного потока запросов λ , можно определить среднее время работы узла «Хранилище данных». В расчетах использованы различные дисциплины обслуживания: без приоритета, с относительным приоритетом, обслуживание запросов, переходящих из одной очереди в другую, обслуживание запросов, прерывающих ожидание до начала обслуживания. Расчеты показали зависимость средних значений времени ожидания обслуживания от уровня нагрузки (от интенсивности входного потока запросов на обслуживание), а также от стратегии обслуживания. Приведенные расчеты и выводы будут полезны при проектировании компьютерных систем, функционирующих в меняющихся условиях, так как позволят оценить характер влияния различных стратегий обслуживания на его качество.

Ключевые слова: обслуживание запросов, дисциплина обслуживания, компьютерная система, приоритет запроса, время ожидания обслуживания, сети массового обслуживания, системы массового обслуживания

Для цитирования: Моделирование информационных систем с управляемой дисциплиной обслуживания в целях повышения качества обслуживания запросов // Е. Г. Дорогова, В. Г. Дорогов, А. В. Микитась и др. // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 268–274. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-268-274>

Modeling of IT systems with a managed service discipline in order to improve the query serving quality

E. G. Dorogova¹, V. G. Dorogov¹, A. V. Mikitas²,
A. M. Bain¹, V. N. Marshalov³

¹National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

²Innovation Assistance Fund, Moscow, Russia

³“Hi-Techdigit” LLC, Moscow, Russia

egdoro@bk.ru

Abstract. At present, along with the requirements for the functionality of generalized IT systems there are requirements for improving the quality of user query serving. In this work, the problem of ensuring the query serving quality in a distributed IT system under changing conditions is considered. For this purpose, simulation modeling was carried out using the queueing systems theory for the “Data Warehouse” server node. It was shown that by changing the intensity of the queries arrival rate λ one can determine the average operating time of the “Data Warehouse” node. Various service disciplines were involved in the calculations: service without priority, service with relative priority, service of queries passing from one queue to another and servicing requests that interrupt waiting and leave the queue. The calculations have shown the dependence of the average queueing time on the load level (on the intensity of the queries arrival rate), as well as on the service strategy. The presented calculations and conclusions will be useful in designing computer systems operating in changing conditions, as it allows assessing the nature of the impact of various service strategies on the service quality.

Keywords: query serving, service discipline, computer system, query priority, queueing time, queueing networks, queueing systems

For citation: Dorogova E. G., Dorogov V. G., Mikitas A. V., Bain A. M., Marshalov V. N. Modeling of IT systems with a managed service discipline in order to improve the query serving quality. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 268–274. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-268-274>

Введение. Основная проблема при разработке автоматизированных компьютерных систем – обеспечение рабочих параметров, в процессе применения – обеспечение требуемого качества обслуживания запросов. Для решения данной проблемы функциональность таких систем должна быть дополнена механизмами повышения качества обслуживания запросов, которое обеспечивается путем контроля и управления различными параметрами сети [1, 2]. Например, можно управлять входным потоком запросов на обслуживание, временем обслуживания, структурой, а также дисциплиной обслуживания запросов. В настоящее время большое значение приобретает обоснованный выбор дисциплины обслуживания запросов в меняющихся условиях.

В настоящей работе проводится имитационное моделирование автоматизированных компьютерных систем с использованием теории систем массового обслуживания, позволяющее выявить основные проблемы, связанные с качеством обслуживания запросов в изменяющихся условиях.

Моделирование компьютерной системы с использованием систем массового обслуживания. Сложность и масштабность современных компьютерных систем требуют использования декомпозиции, заключающейся в разбиении системы на отдельные взаимодействующие части, которые впоследствии будут исследоваться независимо друг от друга. Очевидно, что систему в целом можно рассматривать как сеть массового обслуживания, а отдельный узел этой сети – как систему массового обслуживания.

Современные компьютерные системы характеризуются пространственным распределением узлов системы, многопользовательским режимом работы, использованием специальных узлов для хранения данных. В свою очередь, многопользовательский режим работы обуславливает наличие очередей к ресурсам компьютерной системы. Компьютерную систему будем рассматривать как взаимодействующие системы массового обслуживания, отличительная особенность которых состоит в неоднородности нагрузки и наличии различных типов данных [3–5]. Перечисленные особенности современных компьютерных систем позволяют применить математический аппарат теории очередей для вычисления характеристик сетевого узла, определяемого как независимые системы массового обслуживания типа M/G/1 с одним каналом, неоднородным потоком запросов и приоритетным обслуживанием очередей.

Рассмотрим систему с входящим пуассоновским потоком λ . На рис. 1 показана модель узла «Хранилище данных», находящегося в любой компьютерной системе. Данный узел предоставляет доступ к хранилищу данных и имеет четыре взаимодействующих системы массового обслуживания.

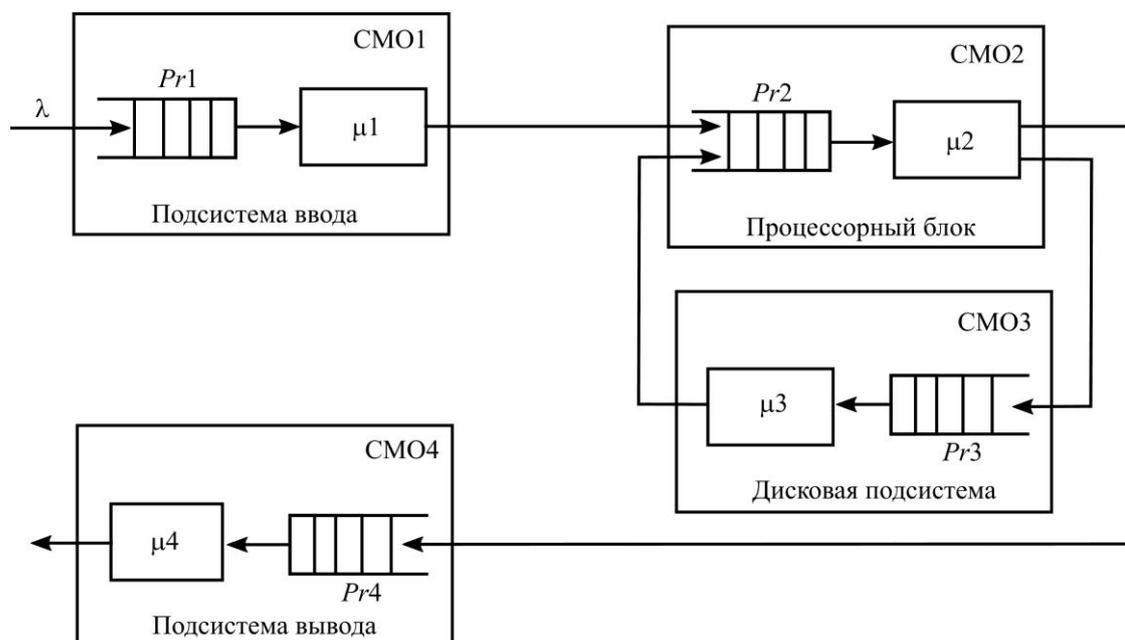


Рис. 1. Модель узла «Хранилище данных» в виде разомкнутой сети массового обслуживания (Pr – очередь запросов на обслуживание; μ – интенсивность потока обслуживания; СМО – система массового обслуживания)

Fig. 1. Model of the “Data storage” node in the form of an open queueing network (Pr – service request queue; μ – service flow rate; СМО – queueing system)

Имитационное моделирование проводили для узла «Хранилище данных». Изменяя интенсивность входного потока запросов λ в определенном диапазоне, можно рассчитать характеристику «среднее время выполнения запросов на обслуживание». Расчеты основных характеристик узла проведены для различных дисциплин обслуживания: об-

служивание без приоритета (БП); обслуживание с относительным приоритетом (ОП); обслуживание запросов, переходящих из одной очереди в другую (ДП1); обслуживание запросов, прерывающих ожидание и покидающих очередь (ДП2).

Моделирование влияния дисциплины обслуживания очередей на основные характеристики компьютерных систем. В ходе моделирования использовали типичные запросы, имеющиеся в любой компьютерной системе. Приоритеты запросов пронумерованы от 1 до 4, наивысший приоритет обозначается 1, самый низкий приоритет – 4. Перечислим запросы и их приоритеты: системные запросы (организация взаимодействия между пользователями и доступ к ресурсам компьютерной системы); запросы пользователя; аналитические задачи (отчетность, документация); фоновые задачи (сбор статистики и т. п.).

В ходе эксперимента для различных дисциплин обслуживания использовали гибкие стратегии, при этом варьировали различные типы запросов. Моделирование проводили при следующих допущениях: запрет на переход запроса в другое состояние; наличие запросов, отказывающихся стать в очередь; наличие запросов, которые становятся в очередь; обслуживание запроса; уход запроса без обслуживания. Среднее время ожидания обслуживания запроса в очереди (задержка обслуживания запроса) – основная характеристика при моделировании как всей сети массового обслуживания, так и отдельно взятого узла этой сети. Все остальные характеристики компьютерной системы, необходимые для моделирования, вычисляются исходя из задержки обслуживания запроса [1, 4, 5].

Для моделирования использовали следующую методику. Согласно стандартным методам строим граф объекта моделирования – узел системы массового обслуживания «Хранилище данных». Далее выводим регулярное выражение для математического ожидания и дисперсии исследуемой характеристики, в рассматриваемом случае для задержки обслуживания запроса. Статистические данные, а именно 500 наблюдений, будем использовать для математических расчетов, проведенных для различных дисциплин обслуживания (ДП2, ДП1, ОП, БП) и запросов всех четырех типов. Большой объем полученных данных не позволяет представить все результаты, поэтому приведем наиболее значимые для поставленной задачи расчетные данные (рис. 2). Характеристики узла «Хранилище данных» смоделированы с параметрами входного потока λ от 0,1 до 1,9 запросов/с (режим меняющихся условий в максимуме, близкий к перегрузке).

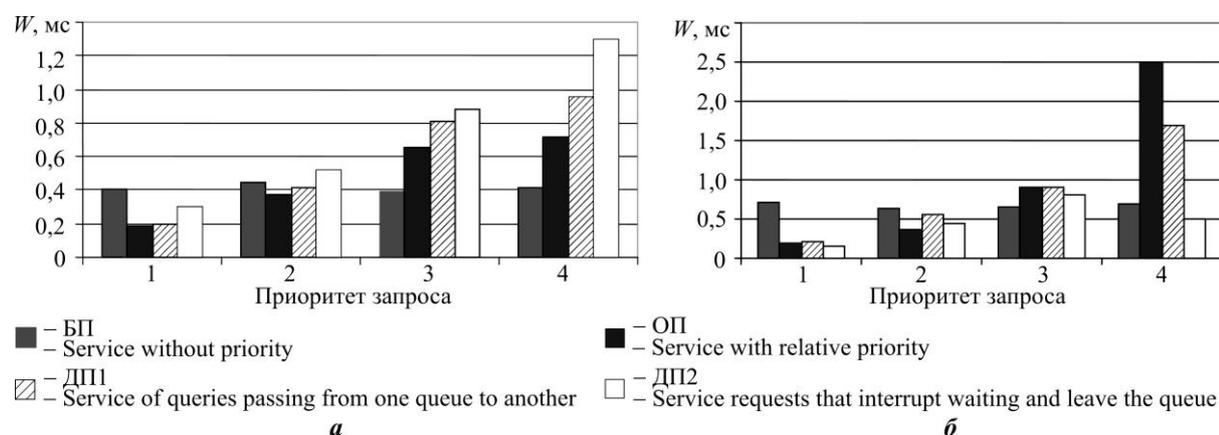


Рис. 2. Влияние дисциплины обслуживания на время ожидания (задержку) W запросов различных типов: a – при средней загрузке ($l = 1,2$); b – при высокой загрузке ($l = 1,8$)

Fig. 2. Dependence of service discipline on the delay W in servicing requests of various types: a – at medium load ($l = 1.2$); b – at high load ($l = 1.8$)

Для улучшения качества обслуживания использовали различные дисциплины обслуживания для защиты узла «Хранилище данных» от перегрузок. Стратегия заключается в расчетах времени ожидания обслуживания запросов трех типов со значительным увеличением нагрузки (рис. 3). В эксперименте запросы типа 2 и типа 3 объединены.

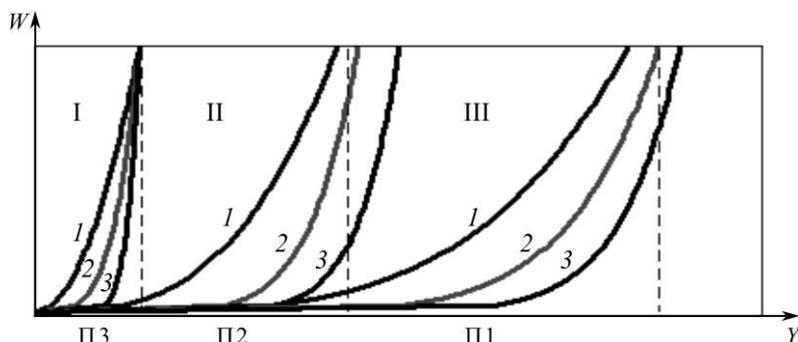


Рис. 3. Зависимости времени ожидания W заявок разных типов от нагрузки и дисциплины обслуживания: кривые 1 – ОП; кривые 2 – ДП1; кривые 3 – ДП2; I–III – области функционирования компьютерной системы

Fig. 3. Dependencies of the waiting time W for requests of different types from the load and service discipline: curves 1 – service with relative priority; curves 2 – servicing requests moving from one queue to another; curves 3 – servicing requests that interrupt waiting and leave the queue; I–III – areas of computer system functioning

Рассмотрим применение дисциплины обслуживания ДП2 в условиях увеличивающейся нагрузки. Когда нагрузка, создаваемая запросами всех трех типов, соответствует формуле $y_1 + y_2 + y_3 = 1$, время ожидания запросов с приоритетом ПЗ становится бесконечным (фоновые запросы). Иными словами, фоновые запросы перестают обслуживаться, хотя и находятся в очереди, тогда как запросы с приоритетами П1 и П2 продолжают обслуживаться. Дальнейшее увеличение нагрузки, создаваемой запросами с приоритетами П1 и П2, будет стремиться к уже известной формуле $y_1 + y_2 = 1$. При достижении соответствия нагрузки будет отказано в обслуживании запросам типа 2 (запросы пользователя и аналитические задачи). Для системных запросов обслуживание продолжится, пока y_1 не равно 1.

Анализ графиков на рис. 3 показывает наличие трех характерных областей функционирования компьютерной системы: область I характеризуется обслуживанием всех запросов; область II – прекращением обслуживания запросов с приоритетом ПЗ, при этом продолжают обслуживаться запросы П1 и П2; область III – обслуживанием высокоприоритетных запросов (исключительно запросов с приоритетом П1). Такой подход позволяет отказывать в обслуживании низкоприоритетным запросам при высоких нагрузках, а при низких нагрузках возвращается обслуживание всех запросов. В результате обеспечивается приемлемый уровень времени ожидания в очереди для каждого типа запросов. Анализ графиков определяет условие обработки всех поступающих запросов. Такая ситуация возможна, если интенсивность входных запросов удовлетворяет условию $\lambda < 0,9$ запросов/с. В этом случае система обслуживает низкоприоритетные запросы, что, как следствие, повышает качество обслуживания.

Таким образом, использование ДП2 увеличивает как область II, так и частично область III, т. е. время ожидания запросов разных типов изменяется в пользу высокоприоритетных запросов.

Заключение. Проведенные экспериментальные расчеты показывают целесообразность комбинирования различных стратегий обслуживания. При высокой интенсивности входного потока запросов $\lambda < 1,2$ запроса/с (в условиях, близких к перегрузке) преимущество имеет дисциплина обслуживания ДП2, которая входит в режим обслуживания исключительно высокоприоритетных запросов, тогда как при других условиях (меньшей интенсивности входного потока $\lambda < 0,9$ запросов/с) следует сделать выбор в пользу дисциплины обслуживания ОП для запросов, остающихся в очереди.

Приведенные результаты моделирования демонстрируют значительное влияние интенсивности входного потока запросов λ на значения расчетных характеристик узлов системы массового обслуживания, а также их зависимость от выбранной дисциплины обслуживания. Расчеты имеют практическое значение при решении задачи улучшения качества обслуживания запросов в компьютерных системах и способствуют обоснованию выбора дисциплины обслуживания в меняющихся условиях.

Литература

1. *Вьюненко Л. Ф., Михайлов М. В., Первозванская Т. Н.* Имитационное моделирование. М.: Юрайт, 2021. 283 с.
2. *Алиев Т. И.* Основы моделирования дискретных систем. СПб.: Университет ИТМО, 2009. 363 с.
3. *Кузнецов Н. А., Семенихин К. В.* Анализ и оптимизация управляемой модели замкнутой сети массового обслуживания // Автоматика и телемеханика. 2020. № 3. С. 67–85. doi: <https://doi.org/10.31857/S0005231020030058>
4. *Алькади У.* Исследование эффективности различных алгоритмов управления для обеспечения защиты очередей от перегрузок в системах резервирования ресурсов // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2019. Т. 7. № 4 (27). С. 38–39. doi: <https://doi.org/10.26102/2310-6018/2019.27.4.041>
5. *Кирпичников А. П., Банг Нгуен Тхань, Куи Чан Куанг.* Вероятностные характеристики открытой многоканальной системы массового обслуживания с очередью конечной длины и ограниченным средним временем пребывания в очереди // Вестник Технологического университета. 2016. Т. 19. № 11. С. 136–139.
6. *Сонькин М. А., Моисеев А. Н., Сонькин Д. М., Буртовая Д. А.* Объектная модель приложения для имитационного моделирования циклических систем массового обслуживания // Вестн. Том. гос. ун-та. Управление, вычислительная техника и информатика. 2017. № 40. С. 71–80. doi: <https://doi.org/10.17223/19988605/40/8>

Статья поступила в редакцию 14.12.2021 г.; одобрена после рецензирования 14.12.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторах

Дорогова Екатерина Георгиевна – кандидат технических наук, доцент Института системной и программной инженерии и информационных технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), egdoro@bk.ru

Дорогов Виктор Георгиевич – кандидат технических наук, доцент Института системной и программной инженерии и информационных технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), vgdrgv@rambler.ru

Микитась Андрей Владимирович – заместитель генерального директора Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере (Фонд содействия инновациям) (Россия, 119034, г. Москва, 3-й Обыденский пер., 1, стр. 5), mikitas@fasie.ru

Байн Александр Михайлович – кандидат технических наук, доцент Института системной и программной инженерии и информационных технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), bainam@mail.ru

Маршалов Владимир Николаевич – инженер-исследователь ООО «ХайТекДиджит» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, Солнечная аллея, 6), marchal@mail.ru

References

1. V'yunenko L. F., Mikhaylov M. V., Pervozvanskaya T. N. *Simulation modeling*. Moscow, Yurayt Publ., 2021. 283 p. (In Russian).
2. Aliyev T. I. *Fundamentals of sampling simulation*. St. Petersburg, ITMO University, 2009. 363 p. (In Russian).
3. Kuznetsov N. A., Semenikhin K. V. Analysis and optimization of a controlled model for a closed queueing network. *Autom. Remote Control*, 2020, vol. 81, iss. 3, pp. 430–444. doi: <https://doi.org/10.1134/S0005117920030042>
4. Alkaadi O. Study of the effectiveness of various control algorithms to ensure the protection of queues from congestion in resource reservation systems. *Modelirovanie, optimizatsiya i informatsionnye tekhnologii = Modeling, optimization and information technology*, 2019, vol. 7, no. 4 (27), pp. 38–39. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.26102/2310-6018/2019.27.4.041>
5. Kirpichnikov A. P., Bang Nguyen Thanh, Kui Tran Quang. Probabilistic characteristics of an open multi-channel queueing system with a queue of finite length and bounded mean residence time in the queue. *Vestnik Tekhnologicheskogo universiteta = Bulletin of the Technological University*, 2016, vol. 19, no. 11, pp. 136–139. (In Russian).
6. Sonkin M. A., Moiseev A. N., Sonkin D. M., Burtovaya D. A. Object model of application for simulation of cyclic queueing systems. *Vestn. Tom. gos. un-ta. Upravlenie, vychislitel'naya tekhnika i informatika = Tomsk State University Journal of Control and Computer Science*, 2017, no. 40, pp. 71–80. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.17223/19988605/40/8>

The article was submitted 14.12.2021; approved after reviewing 14.12.2021; accepted for publication 22.02.2022.

Information about the authors

Ekaterina G. Dorogova – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Institute of System and Software Engineering and Information Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), egdoro@bk.ru

Viktor G. Dorogov – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Institute of System and Software Engineering and Information Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), vgdrgv@rambler.ru

Andrey V. Mikitas – Deputy Director General, Innovation Assistance Fund (Russia, 119034, Moscow, 3rd Obydenskiy Lane, 1, bld. 5), mikitas@fasie.ru

Alexander M. Bain – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Institute of System and Software Engineering and Information Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), bainam@mail.ru

Vladimir N. Marshalov – Research Engineer, “Hi-Techdigit” LLC (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Sunny Alley, 6), marchal@mail.ru

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

(Правила оформления рукописей действуют с 1 декабря 2021 г.)

Внимание! Введены новые требования к выполнению рисунков.

ВАЖНАЯ ИНФОРМАЦИЯ! Статьи принимаются в редакцию только при наличии лицензионного договора о передаче авторского права. Статьи, рекомендованные для публикации в журналах Semiconductors и Russian Microelectronics, необходимо также сопровождать договорами о передаче авторского права.

Научно-технический журнал «Известия вузов. ЭЛЕКТРОНИКА» публикует **на русском и английском языках** оригинальные и обзорные (заказные) статьи. В центре внимания журнала – актуальные проблемы электроники. Термин «электроника» включает в себя микро-, нано-, опто- и акустоэлектронику, фотонику, вакуумную и СВЧ-электронику и др. Освещаются физические, технологические и схемотехнические аспекты этих направлений электроники.

Основные рубрики:

- фундаментальные исследования;
- материалы электроники;
- технологические процессы и маршруты;
- элементы интегральной электроники;
- схемотехника и проектирование;
- микро- и наносистемная техника;
- интегральные радиоэлектронные устройства;
- биомедицинская электроника;
- информационно-коммуникационные технологии;
- проблемы высшего образования.

В редакцию представляются:

1. Текст статьи, включая аннотации, рисунки, таблицы, библиографический список, список авторов и сведения о них, подготовленный на компьютере и распечатанный на лазерном принтере на белой бумаге формата А4 с четким и ясным шрифтом **в двух 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 двух 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. Полутоновые рисунки (фотографии) могут быть представлены в формате TIFF (без компрессии). **Использование MS Word не допускается.**

3. Фотографии могут быть представлены в градациях серого на матовой бумаге (предпочтительно формата 9×12 см).

Каждый рисунок должен быть представлен в отдельном файле. Формат рисунков не должен превышать 15×22 см. Рисунки должны быть упомянуты в тексте, пронумерованы и надписаны (на обороте каждого рисунка разборчиво написать порядковый номер, ФИО автора).

Подписанные подписи (на русском и английском языках) прилагаются на отдельном листе.

Таблицы должны быть обязательно упомянуты в тексте и иметь заголовки (на русском и английском языках).

Библиографический список:

- оформляется согласно ГОСТ Р 7.0.5–2008 «Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления»; должен содержать не менее 10 названий (в обзорных (заказных) статьях – не более 50 названий); ссылки в тексте даются в квадратных скобках: [1];

- нумерация источников должна соответствовать очередности ссылок в тексте;

- русскоязычные источники должны быть переведены на английский язык.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

Список авторов и сведения о них:

- оформляется отдельным файлом;

- необходимо указать: фамилию, имя, отчество полностью; ученую степень, ученое звание, должность, место работы, служебный адрес (на русском и английском языках), служебный телефон, e-mail;

- указать автора, ответственного за прохождение статьи, для аспирантов – научного руководителя.

Плата за публикацию статей не взимается.

Статьи направлять по адресу: 124498, г. Москва, г. Зеленоград, площадь Шокина, дом 1, МИЭТ, редакция журнала «Известия вузов. Электроника», комн. 7231.

Тел.: 8-499-734-62-05

E-mail: magazine@miec.ru

<http://ivuz-e.ru>

ПОДПИСКА 2022

Научно-технический журнал «Известия высших учебных заведений. ЭЛЕКТРОНИКА»

Периодичность журнала – 6 номеров в год

В центре внимания журнала – актуальные проблемы электроники. На его страницах освещаются результаты научно-исследовательских работ, выполненных в вузах и НИИ, на промышленных предприятиях страны, методические аспекты преподавания с учетом современных требований и форм обучения, дается информация о научных конференциях. Формируются специальные выпуски по тематическому признаку.

Подписаться на печатную версию журнала можно:

- по каталогу «Периодические издания. Газеты и журналы» ООО «Урал-Пресс Округ». Подписной индекс 47570
- по объединенному каталогу «Пресса России» ООО «Агентство «Книга-Сервис». 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 «Урал-Пресс Округ»: 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>