



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

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

Электроника

PROCEEDINGS OF UNIVERSITIES. ELECTRONICS

Том 27

№ 3

май – июнь

Vol. 27

No. 3

May – June

2022

ПОДПИСКА 2022

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

Периодичность журнала – 6 номеров в год

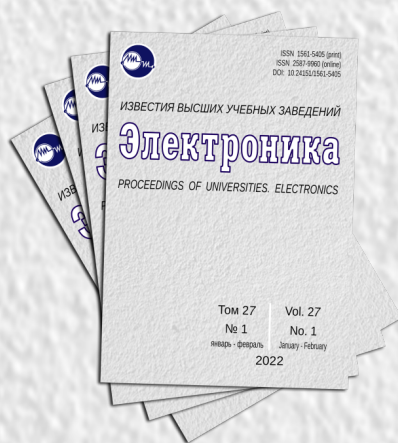
В центре внимания журнала – актуальные проблемы электроники. На его страницах освещаются результаты научно-исследовательских работ, выполненных в вузах и НИИ, на промышленных предприятиях страны, методические аспекты преподавания с учетом современных требований и форм обучения, дается информация о научных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



Известия высших учебных заведений.
ЭЛЕКТРОНИКА

Том 27, № 3, 2022
май – июнь

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 – чл.-корр. РАН, д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)

Боргардт Николай Иванович – д.физ.-мат.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), ORCID: 0000-0001-7591-9175

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

Душкин Александр Викторович – д.т.н., доц., МИЭТ (Москва, Россия)

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)

Лабунев 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

Светухин Вячеслав Викторович – чл.-корр. РАН, д.физ.-мат.н., проф.,
НПК «Технологический центр» (Москва, Россия)

Селищев Сергей Васильевич – д.физ.-мат.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия),
ORCID: 0000-0002-5589-7068

Сигов Александр Сергеевич – акад. РАН, д.физ.-мат.н., проф., МИРЭА – Российский технологический университет (Москва, Россия), ORCID: 0000-0003-2017-9186

Сидоренко Анатолий Сергеевич – акад. АН Молдовы, д.физ.-мат.н., проф.,
Институт электронной инженерии и нанотехнологий АНМ (Кишинев, Молдова),
ORCID: 0000-0001-7433-4140

Телец Виталий Арсеньевич – д.т.н., проф., Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ» (Москва, Россия), ORCID: 0000-0003-4944-676X

Тимошенко Сергей Петрович – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия),
ORCID: 0000-0001-5411-1804

Хорев Анатолий Анатольевич – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)

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 17.06.2022. Формат бумаги 60×84 1/8. Цифровая печать.
Объем 16,74 усл.печ.л., 14,248 уч.-изд.л. Тираж 130 экз. Заказ № 5. Свободная цена.
Свидетельство о регистрации СМИ ПИ № ФС 77-72307 от 01.02.2018.

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

05.11.00 Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы

05.13.00 Информатика, вычислительная техника и управление

05.27.00 Электроника

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

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

Является членом 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

Материалы электроники

Тимкаева Д. А. Моделирование транспортных свойств одномерного ван-дер-ваальсового гетероперехода, образованного углеродной нанотрубкой и нанотрубкой MoS₂ 283

Технологические процессы и маршруты

Алексеев А. В., Каковкина Ю. И., Кузьмин Д. А., Рязанов Р. М., Столбов Д. Н., Лебедев Е. А., Громов Д. Г. Электрофоретическое осаждение композитного электродного материала суперконденсатора из малослойных графитовых фрагментов и Ni(OH)₂ 290

Элементы интегральной электроники

Дворников О. В., Чеховский В. А., Прокопенко Н. Н., Галкин Я. Д., Куниц А. В., Чумаков В. Е. Радиационно стойкие компоненты полужаказных аналоговых микросхем 308

Гагарина Л. Г., Рубцов Ю. В. Особенности разработки метода классификации плоских QFN-корпусов для применения в составе автоматизированных систем технической подготовки производства изделий микроэлектроники 322

Схемотехника и проектирование

Шучкин Е. Ю. Методика автоматизированного проектирования DC-DC-преобразователей с учетом паразитных параметров печатной платы 333

Чердинцев А. А. Прогнозирующая система управления повышающего DC-DC-преобразователя с оптимизацией рабочей частоты 344

Степченко Ю. А., Морозов Н. В., Дьяченко Ю. Г., Хилько Д. В., Степченко Д. Ю., Шикун Ю. И. Аппаратная реализация алгоритмов цифровой обработки сигналов в рекуррентном потоковом процессоре на ПЛИС 356

Grigoryan M. T. High-speed decision feedback equalizer with low input capacitance dynamic latch comparators
(*Григорян М. Т.* Высокоскоростной эквалайзер обратной связи с динамическими компараторами, имеющий низкую входную емкость) 367

Melikyan V. Sh., Gumroyan H. V., Shaljan D. S., Manucharyan D. V. A voltage control system for a low-power devices to address transistor overstress in I2C systems

(*Меликян В. Ш., Гумроян Р. В., Шалджян Д. С., Манучарян Д. В.* Система управления напряжением для уменьшения перенапряжения транзисторов в маломощных устройствах, подключенных к системе I2C) 374

Интегральные радиоэлектронные устройства

Пантенков Д. Г., Гусаков Н. В., Ломакин А. А. Методический подход к радиоконтролю сигналов спутниковой связи с оценкой требуемых энергетических характеристик приемных станций 382

Информационно-коммуникационные технологии

Шевнина Ю. С. Метод оценки состояния нелинейной системы на основе логического анализа данных 407

Памяти Быкова Дмитрия Васильевича 416

Конференции

Харач О. Г., Махиборода М. А. Об итогах 29-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2022» 418

XI Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем» (МЭС-2022) 420



Proceedings of Universities.
ELECTRONICS

Volume 27, No. 3, 2022
May – June

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. Besspalov – Cor. Mem. RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)

Nikolay I. Borgardt – Dr. Sci. (Phys.-Math.), 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

Alexandr V. Dushkin – Dr. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., MIET (Moscow, Russia)

Larisa G. Gagarina – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia), ORCID: 0000-0001-7591-9175

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

Anatoly A. Horev – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)

Boris G. Konoplev – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Southern Federal University (Taganrog, Russia), ORCID: 0000-0003-3105-029X

Yury N. Korkishko – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., 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 “Synopsis 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
Vyacheslav V. Svetukhin – Cor. Mem. RAS, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof.,
SMC “Technological Centre” (Moscow, Russia)
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 and printery addresses: 124498, Russia, Moscow, Zelenograd, Bld. 1, Shokin Square, MIET.

Signed to print 17.06.2022. Sheet size 60×84 1/8. Digital printing. Conventional printed
sheets 17,205. Number of copies 130. Order no. 5. 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

Electronics materials

- Timkaeva D. A.* Modeling transport properties of a one-dimensional van der Waals heterojunction formed by a carbon nanotube and a MoS₂ nanotube 283

Technological processes and routes

- Alekseyev A. V., Kakovkina Yu. I., Kuzmin D. A., Ryazanov R. M., Stolbov D. N., Lebedev E. A., Gromov D. G.* Electrophoretic deposition of the composite electrode material of few-layer graphite nanoflakes and Ni(OH)₂ supercapacitor 290

Integrated electronics elements

- Dvornikov O. V., Tchekhovskiy V. A., Prokopenko N. N., Galkin Ya. D., Kunts A. V., Chumakov V. E.* Radiation-hardened components of semi-custom analog microcircuits 308

- Gagarina L. G., Rubtsov Yu. V.* Features of the development of a method for classifying flat QFN packages for use as part of design-for-manufacturing systems in microelectronics industry 322

Circuit engineering and design

- Shchuchkin E. Yu.* DC-DC design automation method with consideration for parasitic parameters of PCB 333

- Cherdintsev A. A.* Predictive control system of a DC-DC boost converter with optimization of the operating frequency 344

- Stepchenkov Yu. A., Morozov N. V., Diachenko Yu. G., Khilko D. V., Stepchenkov D. Yu., Shikunov Yu. I.* Hardware implementation of the digital signal processing algorithms in recurrent signal processor on FPGA 356

- Grigoryan M. T.* High-speed decision feedback equalizer with low input capacitance dynamic latch comparators 367

- Melikyan V. Sh., Gumroyan H. V., Shaljian D. S., Manucharyan D. V.* A voltage control system for a low-power devices to address transistor overstress in I2C systems 374

Integrated radioelectronic devices

- Pantekov D. G., Gusakov N. V., Lomakin A. A.* Methodological approach to conducting radio monitoring of satellite communication signals with an evaluation of the required energy characteristics of receiving stations 382

Information-communication technologies

- Shevnina Ju. S.* Method for estimating the state of a nonlinear system based on logical data analysis . 407

- In memory of Bykov Dmitry Vasilyevich 416

Conferences

- Harach O. G., Makhboroda M. A.* About the results of the 29 all-Russian interuniversity scientific and technical conference of students and graduate students “Microelectronics and informatics – 2022”. 418

- XI All-Russian scientific and technical conference “Problems of development of advanced micro- and nanoelectronic systems” 420

Научная статья

УДК 537.9

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-3-283-289

**Моделирование транспортных свойств
одномерного ван-дер-ваальсового гетероперехода,
образованного углеродной нанотрубкой и нанотрубкой MoS₂**

Д. А. Тимкаева

Ульяновский государственный университет, г. Ульяновск, Россия

dianatimkaeva@mail.ru

Аннотация. Комбинирование двумерных слоистых материалов для гетерогенной интеграции на атомном уровне без ограничения согласования решеток возможно в силу концепции гетероструктур Ван-дер-Ваальса. Такие структуры имеют уникальные физические свойства и перспективны для использования в нанoeлектронике и фотонике. Правильный выбор и объединение 2D-полупроводников дает возможность настроить излучение в широком диапазоне частот. В работе представлены результаты моделирования транспортных свойств одномерного ван-дер-ваальсового гетероперехода, образованного одностенной углеродной нанотрубкой, встроенной в соосную молибденитовую нанотрубку (MoS₂). С помощью первопринципных методов рассчитаны спектры пропускания гетероперехода при комнатной температуре и ВАХ. Рассматриваемые системы могут применяться в качестве нанодиодов с контролируемой шириной области пространственного заряда.

Ключевые слова: транспортные свойства, гетероструктура Ван-дер-Ваальса, одностенные углеродные нанотрубки, нанотрубки MoS₂, нанодиод

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России (задание 0830-2020-0009).

Для цитирования: Тимкаева Д. А. Моделирование транспортных свойств одномерного ван-дер-ваальсового гетероперехода, образованного углеродной нанотрубкой и нанотрубкой MoS₂ // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 283–289. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-283-289>

Modeling transport properties of a one-dimensional van der Waals heterojunction formed by a carbon nanotube and a MoS₂ nanotube

D. A. Timkaeva

Ulyanovsk State University, Ulyanovsk, Russia

dianatimkaeva@mail.ru

Abstract. Combining 2D layered materials for heterogeneous integration at the atomic level without limiting lattice matching is possible by force of the van der Waals heterostructure concept. Such structures have unique physical properties and are promising for use in nanoelectronics and photonics. Adequate choice and assembling of 2D semiconductors makes it possible to calibrate emission in broad band. This work presents the results of modeling the transport properties of a one-dimensional van der Waals heterojunction formed by single-walled carbon nanotube embedded in a coaxial molybdenite nanotube (MoS₂). Using ab initio methods, the transmission spectra of the heterojunction at room temperature and the current-voltage characteristics have been calculated. The systems under consideration can be applied as nanodiodes with controlled space-charge region width.

Keywords: transport properties, van der Waals heterostructure, single-walled carbon nanotube, MoS₂ nanotube, nanodiode

Funding: the work has been supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (program 0830-2020-0009).

For citation: Timkaeva D. A. Modeling transport properties of a one-dimensional van der Waals heterojunction formed by a carbon nanotube and a MoS₂ nanotube. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 283–289. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-283-289>

Введение. Комбинации двумерных кристаллов с различными свойствами приводят к образованию ван-дер-ваальсовых гетероструктур с новыми функциональными возможностями. При правильной комбинации параметров можно получить одномерные структуры с требуемыми свойствами. Вертикальные гетероструктуры формируются путем последовательного перенесения слоев, возникшие силы Ван-дер-Ваальса удерживают слои в единой структуре. С помощью правильного выбора и объединения 2D-полупроводников (монослоев дихалькогенидов металлов) можно настраивать излучение в широком диапазоне частот.

В работе [1] концепция ван-дер-ваальсовых гетероструктур применяется к одномерным структурам. Коаксиальные монокристаллические слои гексагонального нитрида бора и кристаллы дисульфида молибдена MoS₂ выращивали на одностенных углеродных нанотрубках (ОУНТ). Отмечается отсутствие корреляции между слоями внутренних и внешних нанотрубок. Металлические или полупроводниковые ОУНТ могут использоваться в качестве электродов или каналов для трубчатого устройства. Одномерные гетероструктуры представляют интерес как с фундаментальной, так и с при-

кладной точек зрения [1–4]. Такие гетеронанотрубки могут применяться в нанотранзисторах [1], оптических антеннах [5], микросуперконденсаторах [6], термоэлектрических устройствах [7, 8] и т.п. В работе [9] рассмотрен гибридный диод на основе углеродной нанотрубки, в которой p – n -переход сформирован комбинацией легирования с поперечным электрическим полем, создаваемым заряженным электродом затвора. Реализация такого устройства основана на приближении экранирования, которое предполагает, что свойства левого и правого электродов могут быть описаны путем решения задачи для полностью периодической ячейки. Согласно первопринципным и полуэмпирическим методам определено, что, варьируя уровнем легирования и потенциалом затвора, можно управлять емкостью моделируемого диода.

Нанотрубки MX_2 (MoS_2 и WS_2) можно рассматривать как одномерные полупроводниковые квантовые системы с широкой запрещенной зоной. В отличие от нанолент они не имеют шероховатых краев с оборванными связями и характеризуются более высокой термодинамической стабильностью. В работе [2] изучается диод Шоттки MX_2 – углеродная нанотрубка с контактом на краях нанотрубок. Моделирование в работе [3] показывает неоднородное распределение области пространственного заряда в переходе Шоттки с тенденцией к переносу заряда от атомов металла и халькогена к атомам углерода. В работе [10] продемонстрировано высокоскоростное фотоиндуцированное запоминающее устройство на основе гетероструктуры MoS_2 и многостенных углеродных нанотрубок. Полученные результаты подтверждают эффективность применения гетероструктур Ван-дер-Ваальса.

В настоящей работе моделируются транспортные свойства одномерного ван-дер-ваальсового гетероперехода, образованного ОУНТ, внедренной в соосную нанотрубку MoS_2 . Рассматривается возможность формирования диода с высоким отношением прямого и обратного токов.

Одномерный ван-дер-ваальсовый гетеропереход нанотрубка MoS_2 – ОУНТ. Моделируемый нанодиод на основе одномерной гетероструктуры Ван-дер-Ваальса нанотрубка MoS_2 – ОУНТ показан на рис. 1, *a*. Условно исследуемую структуру можно разделить на три части: центральная область и области левого и правого электродов. Контакт нанотрубка MoS_2 – ОУНТ находится в центральной части устройства. Элек-

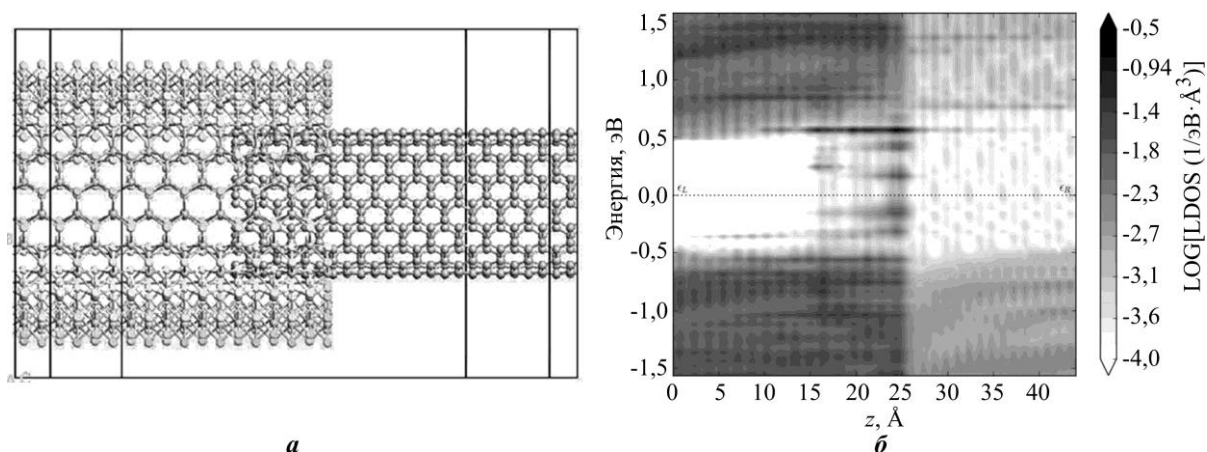


Рис. 1. Одномерный ван-дер-ваальсовый гетероконтакт, образованный ОУНТ (9,9) диаметром 12,16 Å и нанотрубкой MoS_2 диаметром 13,26 Å (*a*) и прогнозируемая локальная плотность состояний гетероконтакта (*b*)

Fig. 1. A one-dimensional van der Waals heterocontact formed by SWCNT (9,9) with a diameter of 12,16 Å and MoS_2 nanotubes with a diameter of 13,26 Å (*a*) and the predicted local density of the state of this contact (*b*)

троды представляют собой полубесконечные ОУНТ и нанотрубки MoS₂. Моделирование проводили с помощью программного комплекса QuantumATK (Synopsys). В программе имеется матрица передачи через амплитуды передачи из состояния Блоха в левом электроде в состоянии Блоха в правом электроде. Коэффициент пропускания определяется следом матрицы передачи или, что эквивалентно, суммой собственных значений передачи. Из-за возможного наличия нескольких спиновых каналов пропускания коэффициент пропускания может оказаться больше единицы.

Прогнозируемая локальная плотность состояний для моделируемого нанодиода на основе одномерной гетероструктуры рассчитывается с использованием метода теории функционала плотности (DFT), реализованного в пакете QuantumATK (Synopsys). Для описания эффектов электронного обмена и корреляции использовали приближение Пердю – Бурка – Эрнзерхофа, обобщенное на случай твердых тел (GGA-PBEsol) [11]. Для генерации k точек в зоне Бриллюэна для всех нанотрубок использовали метод Монкхорста – Пака [12] с сеткой $1 \times 1 \times 24$. На рис. 1, б показана прогнозируемая локальная плотность состояний для моделируемого перехода. Видно искривление полос, соответствующее образованию области пространственного заряда.

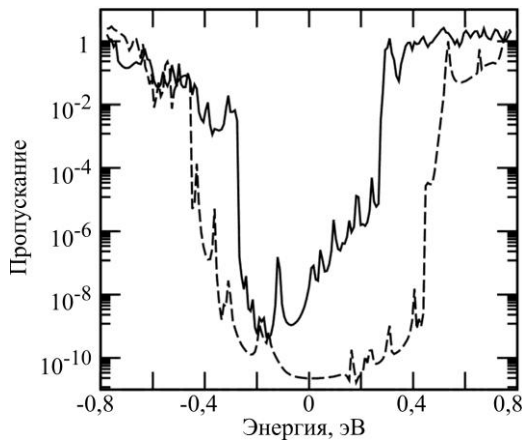


Рис. 2. Спектры пропускания гетероконтактов нанотрубка MoS₂ – полупроводниковая ОУНТ (14,0) и нанотрубка MoS₂ – металлическая ОУНТ (9,9) с барьером Шоттки 0,6 и 1 эВ соответственно

Fig. 2. Transmission spectra of MoS₂ nanotube contacts with semiconductor SWCNT (14,0) and metal SWCNT (9,9) with a Schottky barrier of 0.6 and 1 eV respectively

Спектры пропускания и ВАХ рассчитывали с использованием метода неравновесных функций Грина, реализованного в пакете QuantumATK (Synopsys). На рис. 2 представлены спектры пропускания гетероконтактов нанотрубка MoS₂ – полупроводниковая ОУНТ с хиральностью (14,0) и MoS₂ – металлическая ОУНТ с хиральностью (9,9) с барьером Шоттки 0,6 и 1 эВ соответственно. Рассматриваемый диод Шоттки демонстрирует более высокий индекс выпрямления по сравнению с переходом нанотрубка MoS₂ – ОУНТ (14,0).

При подаче смещения на затвор 1 и –1 В наблюдается уменьшение барьера Шоттки гетероконтакта нанотрубка MoS₂ – ОУНТ (9,9) до значения 0,6 эВ (рис. 3), что свидетельствует о снижении выпрямляющей способности рассматриваемого диода по сравнению с равновесным случаем (см. рис. 2).

Для моделирования затвора на нижней поверхности ячейки применяли тонкую пластину с задаваемым потенциалом на ней. В программе QuantumATK (Synopsys) численно решается уравнение Пуассона и рассчитывается электрическое поле внутри ячейки.

Это поле влияет на электронные свойства системы. Сила тока равна:

$$I = \frac{e}{h} \int T(E) [f_L(E, T_L) - f_R(E, T_R)] dE,$$

где f_L и f_R – функции распределения электронов по энергиям (левый и правый электроды соответственно); $T(E)$ – спектр пропускания, рассчитанный методом неравновесных функций Грина.

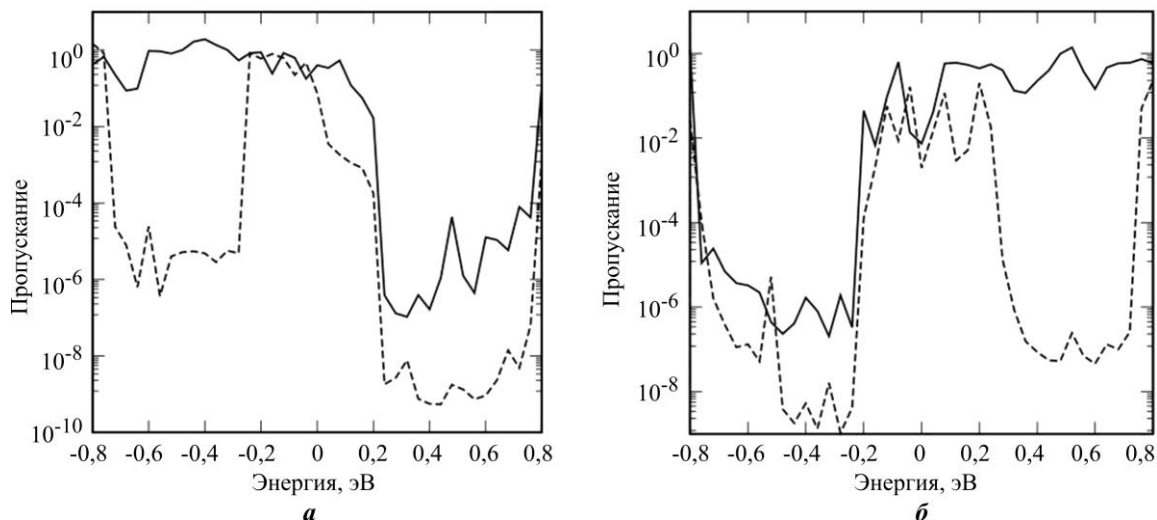


Рис. 3. Спектры пропускания одномерных ван-дер-ваальсовых гетероконтактов нанотрубка MoS_2 – ОУНТ (9,9) (пунктирные линии) и нанотрубка MoS_2 – ОУНТ (14,0) (сплошные линии) при напряжении затвора -1 В (а) и 1 В (б)

Fig. 3. Transmission spectra of a one-dimensional van der Waals heterocontact of a nanotube MoS_2 – SWCNT (9,9) (dotted lines) and a one-dimensional van der Waals heterocontact of nanotube MoS_2 – SWCNT (14,0) (solid lines) at a gate voltage of -1 V (a) and 1 V (b)

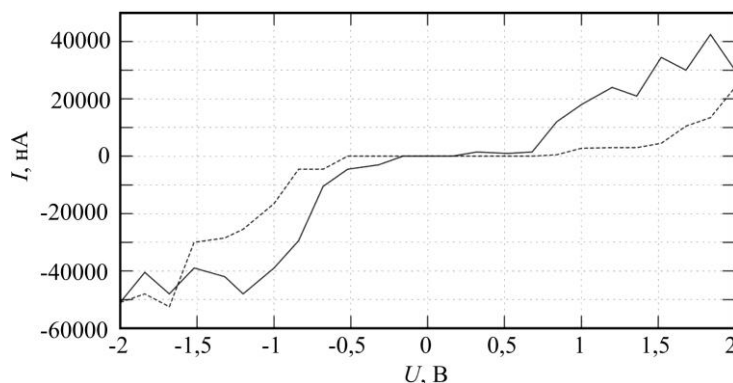


Рис. 4. ВАХ гетероконтактов нанотрубка MoS_2 – ОУНТ (9,9) (пунктирная линия) и нанотрубка MoS_2 – ОУНТ (14,0) (сплошная линия)

Fig. 4. Volt-ampere characteristics of the heterocontact of the nanotube MoS_2 – SWCNT (9,9) (dotted line) and the heterocontact of the nanotube MoS_2 – SWCNT (14,0) (solid line)

На рис. 4 показаны ВАХ одномерных ван-дер-ваальсовых гетероконтактов нанотрубка MoS_2 – ОУНТ (9,9) и нанотрубка MoS_2 – ОУНТ (14,0). Коэффициент выпрямления одномерного ван-дер-ваальсового гетероперехода нанотрубка MoS_2 – ОУНТ (9,0) составляет 0,32, а коэффициент выпрямления одномерного ван-дер-ваальсового гетероперехода нанотрубка MoS_2 – ОУНТ (14,0) равен 0,05.

Заклучение. Моделирование показало, что использование первопринципных методов расчета позволяет получить спектры пропускания для ван-дер-ваальсовых гетеропереходов на основе полупроводниковых и металлических ОУНТ близкого диаметра (соответственно 9 и 12 Å), встроенных в одностенную нанотрубку MoS_2 , при комнатной температуре и различных напряжениях затвора. Рассмотренные системы могут служить нанодиодом с контролируемой шириной области пространственного заряда. Переход нанотрубка MoS_2 – ОУНТ (14,0) демонстрирует более высокие коэффициенты

пропускания, чем диод Шоттки, как в равновесном случае, так и при подаче напряжения на затвор.

Нанодиоды на основе одномерного гетероперехода, образованного ОУНТ, внедренной в одноосную нанотрубку MoS_2 , перспективны для использования в нанoeлектронике. Такие нанотрубки эффективно поглощают электромагнитные волны видимого диапазона, что ведет к дальнейшему развитию датчиков электромагнитного излучения и оптических нанoантенн. Также для создания гетероперехода можно использовать другие варианты комбинированных нанотрубок, например графениленовые или октаграфеновые [13].

Литература

1. One-dimensional van der Waals heterostructures / **R. Xiang, T. Inoue, Y. Zheng et al.** // Science. 2020. Vol. 367. Iss. 6477. P. 537–542. doi: <https://doi.org/10.1126/science.aaz2570>
2. **Sengupta A.** On the junction physics of Schottky contact of (10, 10) MX_2 (MoS_2 , WS_2) nanotube and (10, 10) carbon nanotube (CNT): an atomistic study // Appl. Phys. A. 2017. Vol. 123. Iss. 4. Art. No. 227. doi: <https://doi.org/10.1007/s00339-017-0845-1>
3. **Jariwala D., Marks T. J., Hersam M. C.** Mixed-dimensional van der Waals heterostructures // Nature Mater. 2017. Vol. 16. Iss. 2. P. 170–181. doi: <https://doi.org/10.1038/nmat4703>
4. **Sibatov R. T., Sun H.** Tempered fractional equations for quantum transport in mesoscopic one-dimensional systems with fractal disorder // Fractal Fract. 2019. Vol. 3 (4). Art. No. 47. doi: <https://doi.org/10.3390/fractalfract3040047>
5. Single-walled carbon nanotubes as excitonic optical wires / **D. Y. Joh, J. Kinder, L. H. Herman et al.** // Nature Nanotech. 2011. Vol. 6. Iss. 1. P. 51–56. doi: <https://doi.org/10.1038/nnano.2010.248>
6. **Kitsyuk E. P., Sibatov R. T., Svetukhin V. V.** Memory effect and fractional differential dynamics in planar microsupercapacitors based on multiwalled carbon nanotube arrays // Energies. 2020. Vol. 13. Iss. 1. Art. No. 213. doi: <https://doi.org/10.3390/en13010213>
7. **Blackburn J. L., Ferguson A. J., Cho C., Grunlan J. C.** Carbon-nanotube-based thermoelectric materials and devices // Adv. Mater. 2018. Vol. 30. Iss. 11. Art. ID: 1704386. doi: <https://doi.org/10.1002/adma.201704386>
8. **Meftakhudinov R. M., Sibatov R. T., Kochaev A. I.** Graphenylene nanoribbons: electronic, optical and thermoelectric properties from first-principles calculations // J. Phys.: Condens. Matter. 2020. Vol. 32. Iss. 34. Art. ID: 345301. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-648X/ab8a9f>
9. **Timkaeva D. A., Sibatov R. T.** Simulation of quantum transport in doped carbon nanotube diode controlled by transverse electric field // J. Phys.: Conf. Ser. 2019. Vol. 1410. No. 1. Art. ID: 012239. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1410/1/012239>
10. High-performance photoinduced memory with ultrafast charge transfer based on MoS_2 /SWCNTs network van der Waals heterostructure / **Zh. Yang, H. Hong, F. Liu et al.** // Small. 2019. Vol. 15. Iss. 3. Art. ID: 1804661. doi: <https://doi.org/10.1002/sml.201804661>
11. Assessing the performance of recent density functionals for bulk solids / **G. I. Csonka, J. P. Perdew, A. Ruzsinszky et al.** // Phys. Rev. B. 2009. Vol. 79. Iss. 15. Art. ID: 155107. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.79.155107>
12. **Monkhorst H. J., Pack J. D.** Special points for Brillouin-zone integrations // Phys. Rev. B. 1976. Vol. 13. Iss. 12. Art. ID: 5188. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.13.5188>
13. **Kochaev A. I., Meftakhudinov R. M., Sibatov R. T., Timkaeva D. A.** Optical and thermoelectric properties of graphenylene and octagraphene nanotubes from first-principles calculations // Computational Materials Science. 2021. Vol. 186. Art. ID: 109999. doi: <https://doi.org/10.1016/j.commatsci.2020.109999>

Статья поступила в редакцию 16.07.2021 г.; одобрена после рецензирования 26.01.2022 г.; принята к публикации 04.05.2022 г.

Информация об авторе

Тимкаева Диана Абдулхаковна – аспирант кафедры теоретической физики Ульяновского государственного университета (Россия, 432700, г. Ульяновск, ул. Льва Толстого, 42), dianatimkaeva@mail.ru

References

1. Xiang R., Inoue T., Zheng Y., Kumamoto A., Qian Y., Sato Y. et al. One-dimensional van der Waals heterostructures. *Science*, 2020, vol. 367, iss. 6477, pp. 537–542. doi: <https://doi.org/10.1126/science.aaz2570>
2. Sengupta A. On the junction physics of Schottky contact of (10, 10) MX₂ (MoS₂, WS₂) nanotube and (10, 10) carbon nanotube (CNT): an atomistic study. *Appl. Phys. A*, 2017, vol. 123, iss. 4, art. no. 227. doi: <https://doi.org/10.1007/s00339-017-0845-1>
3. Jariwala D., Marks T. J., Hersam M. C. Mixed-dimensional van der Waals heterostructures. *Nature Mater.*, 2017, vol. 16, iss. 2, pp. 170–181. doi: <https://doi.org/10.1038/nmat4703>
4. Sibatov R. T., Sun H. Tempered fractional equations for quantum transport in mesoscopic one-dimensional systems with fractal disorder. *Fractal Fract.*, 2019, vol. 3 (4), art. no. 47. doi: <https://doi.org/10.3390/fractalfract3040047>
5. Joh D. Y., Kinder J., Herman L. H., Ju S.-Y., Segal M. A., Johnson J. N., Chan G. K.-L., Park J. Single-walled carbon nanotubes as excitonic optical wires. *Nature Nanotech.*, 2011, vol. 6, iss. 1, pp. 51–56. doi: <https://doi.org/10.1038/nnano.2010.248>
6. Kitsyuk E. P., Sibatov R. T., Svetukhin V. V. Memory effect and fractional differential dynamics in planar microsupercapacitors based on multiwalled carbon nanotube arrays. *Energies*, 2020, vol. 13, iss. 1, art. no. 213. doi: <https://doi.org/10.3390/en13010213>
7. Blackburn J. L., Ferguson A. J., Cho C., Grunlan J. C. Carbon-nanotube-based thermoelectric materials and devices. *Adv. Mater.*, 2018, vol. 30, iss. 11, art. ID: 1704386. doi: <https://doi.org/10.1002/adma.201704386>
8. Meftakhutdinov R. M., Sibatov R. T., Kochaev A. I. Graphenylene nanoribbons: electronic, optical and thermoelectric properties from first-principles calculations. *J. Phys.: Condens. Matter*, 2020, vol. 32, iss. 34, art. ID: 345301. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-648X/ab8a9f>
9. Timkaeva D. A., Sibatov R. T. Simulation of quantum transport in doped carbon nanotube diode controlled by transverse electric field. *J. Phys.: Conf. Ser.*, 2019, vol. 1410, no. 1, art. ID: 012239. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1410/1/012239>
10. Yang Zh., Hong H., Liu F., Liu Y., Su M., Huang H., Liu K. et al. High-performance photoinduced memory with ultrafast charge transfer based on MoS₂/SWCNTs network van der Waals heterostructure. *Small*, 2019, vol. 15, iss. 3, art. ID: 1804661. doi: <https://doi.org/10.1002/sml.201804661>
11. Csonka G. I., Perdew J. P., Ruzsinszky A., Philipsen P. H. T., Lebègue S., Paier J., Vydrov O. A., Ángyán J. G. Assessing the performance of recent density functionals for bulk solids. *Phys. Rev. B*, 2009, vol. 79, iss. 15, art. ID: 155107. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.79.155107>
12. Monkhorst H. J., Pack J. D. Special points for Brillouin-zone integrations. *Phys. Rev. B*, 1976, vol. 13, iss. 12, art. ID: 5188. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.13.5188>
13. Kochaev A. I., Meftakhutdinov R. M., Sibatov R. T., Timkaeva D. A. Optical and thermoelectric properties of graphenylene and octagraphene nanotubes from first-principles calculations. *Computational Materials Science*, 2021, vol. 186, art. ID: 109999. doi: <https://doi.org/10.1016/j.commatsci.2020.109999>

The article was submitted 16.07.2021; approved after reviewing 26.01.2022;
accepted for publication 04.05.2022.

Information about the author

Diana A. Timkaeva – PhD student of the Theoretical Physics Department, Ulyanovsk State University (Russia, 432700, Ulyanovsk, LeoTolstoy st.,42), dianatimkaeva@mail.ru

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ И МАРШРУТЫ TECHNOLOGICAL PROCESSES AND ROUTES

Научная статья

УДК 544.643.076.2:621.38-022.532

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-3-290-307

Электрофоретическое осаждение композитного электродного материала суперконденсатора из малослойных графитовых фрагментов и $\text{Ni}(\text{OH})_2$

А. В. Алексеев¹, Ю. И. Каковкина¹, Д. А. Кузьмин¹, Р. М. Рязанов², Д. Н. Столбов^{3,4},
Е. А. Лебедев^{1,2}, Д. Г. Громов^{1,5}

¹Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия²НПК «Технологический центр», г. Москва, Россия³Ивановский государственный университет, г. Иваново, Россия⁴Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова, г. Москва, Россия⁵Первый Московский государственный медицинский университет имени И. М. Сеченова Минздрава России, г. Москва, Россия

salvionn@gmail.com

Аннотация. В настоящее время спрос на миниатюрные источники питания, в том числе планарные суперконденсаторы, принцип работы которых основан на быстрых окислительно-восстановительных реакциях, растет. Это стимулирует проведение исследований композитных структур из углеродных материалов с высокой площадью поверхности и соединений переходных металлов. В работе исследованы покрытия на основе малослойных графитовых фрагментов МГФ / $\text{Ni}(\text{OH})_2$ и их окисленной формы ОМГФ / $\text{Ni}(\text{OH})_2$, получаемые путем циклического электрофоретического осаждения. Они использованы в прототипах плоских объемных и планарных суперконденсаторов. Для последних разработан технологический маршрут с применением 450-нм лазера для нанесения топологического рисунка. Показано, что регуляция содержания источника ионов никеля в суспензии от 0,04 до 0,64 г/л позволяет на этапе осаждения управлять физическими свойствами композита. Для изучения физических свойств композита применяли циклическую вольтамперометрию, растровую микроскопию и элементный анализ. Наивысшие значения электроемкости образцов получены для минимальной концентрации (0,04 г/л) и составили для содержащих МГФ 1,51 и 1,31 Ф/г, ОМГФ 1,86 и 1,29 Ф/г соответственно для объемных и планарных суперконденсаторов.

Ключевые слова: суперконденсатор, планарный суперконденсатор, малослойные графитовые фрагменты, электрофорез, электродный материал, гексагидрат нитрата никеля (II), псевдоёмкость, суспензия

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-38-90245; в рамках государственного задания 2020–2022 гг. (соглашение FSMR-2020-0018).

Для цитирования: Электрофоретическое осаждение композитного электродного материала суперконденсатора из малослойных графитовых фрагментов и Ni(OH)₂ / А. В. Алексеев, Ю. И. Каковкина, Д. А. Кузьмин и др. // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 290–307. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-290-307>

Original article

Electrophoretic deposition of the composite electrode material of few-layer graphite nanoflakes and Ni(OH)₂ supercapacitor

A. V. Alekseyev¹, Yu. I. Kakovkina¹, D. A. Kuzmin¹, R. M. Ryazanov², D. N. Stolbov^{3,4}, E. A. Lebedev^{1,2}, D. G. Gromov^{1,5}

¹National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia²SMC “Technological Centre”, Moscow, Russia³Ivanovo State University, Ivanovo, Russia⁴Lomonosov Moscow State University, Moscow, Russia⁵I. M. Sechenov First Moscow State Medical University of the Ministry of Healthcare of the Russian Federation, Moscow, Russia

salvionn@gmail.com

Abstract. Nowadays, there is a growing demand for miniaturized power supplies including planar supercapacitors with principle of operation based on fast oxidation-reduction reaction. This promotes the study into composite structures of high-surface-area carbon-based materials and transition metal compounds. In this work, coatings based on few-layer graphite nanoflakes FLGN / Ni(OH)₂ and their oxidized form OFLGN / Ni(OH)₂ obtained by repeated electrophoretic deposition were studied. These coatings were used in prototype parallel-plate, 3D and planar supercapacitors. For the latter, the processing route including 450 μm laser use for pattern stitching has been developed. It was shown that nickel ion source proportion adjustment in the suspension from 0,04 to 0,64 g/l allows controlling the composite physics at the stage of deposition. Composite physics were studied by cyclic voltammetry, scanning microscopy and elemental analysis. Peak electric capacity values of prototype supercapacitors have been obtained for lowest concentration (0,04 g/l), they have been 1,51 and 1,31 F/g for FLGN-containing supercapacitors, 1,86 and 1,29 F/g for OFLGN-containing supercapacitors, 3D and planar ones, respectively.

Keywords: supercapacitor, planar supercapacitor, few-layer graphite nanoflakes, electrophoresis, electrode material, nickel (II) nitrate, pseudocapacitance, suspension

Funding: the study has been supported by the Russian Foundation for Basic Research, project No. 20-38-90245; performed according to the Government 2020–2022 research assignment (Agreement FSMR-2020-0018).

For citation: Alekseyev A. V., Kakovkina Yu. I., Kuzmin D. A., Ryazanov R. M., Stolbov D. N., Lebedev E. A., Gromov D. G. Electrophoretic deposition of the composite electrode material of few-layer graphite nanoflakes and Ni(OH)₂ supercapacitor. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 290–307. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-290-307>

Введение. Рост рынка портативной электроники стимулирует разработку миниатюрных источников питания. Особое внимание разработчики уделяют не только эффективности и надежности компонента, но и его функциональности. В связи с этим появились технологии изготовления планарных суперконденсаторов, в частности микросуперконденсаторов, у которых оба электрода находятся в одной плоскости. Микросуперконденсаторы имеют меньшую длину свободного пробега заряда по сравнению с традиционными аналогами. Подобные источники питания могут быть интегрированы в МЭМС- и КМОП-структуры, метки радиочастотной идентификации (RFID-метки), системы стабилизации линий переменного тока портативных устройств [1].

Суперконденсаторы как класс накопителей энергии имеют мощность, большую, чем у аккумуляторов, и значительно большую, чем у топливных ячеек, и в 10–100 раз более длительный срок службы по сравнению с аккумуляторами. Однако емкость суперконденсаторов относительно невысокая, но, используя фарадеевские процессы в функциональном слое электрода, можно значительно увеличить этот показатель [2]. Например, оксиды и гидроксиды переходных металлов активны не только в двойном электрическом слое. Так, оксид и гидроксид никеля (II) характеризуются высокой теоретической удельной емкостью, большими значениями электропроводности и стабильностью относительно других подобных материалов, доступностью и низкой токсичностью [3]. Оксид рутения (IV) превосходит их по удельной емкости и электропроводности, но имеет высокую стоимость, так как рутений рассеян в земной коре, и эффективен только в водных электролитах. Полностью основанные на оксиде / гидроксиде никеля электроды неэффективны ввиду невысокой электропроводности, сложно управляемой площади поверхности и проблем с механической стабильностью в ходе зарядки-разрядки. Для их поддержки необходима матрица с развитой поверхностью, как правило, из высокопроводящих углеродсодержащих материалов. Изучено множество различных одно-, дву- и трехмерных модификаций последних, таких как углеродные нанотрубки, графен и восстановленный оксид графена, углеродные нановолокна, графеновые нанопены и др. [4]. Также в работе [4] рассматривается создание композитов из гидроксида никеля и новых синтезированных углеродных материалов [5, 6]: малослойных графитовых фрагментов (МГФ) и их окисленной формы (ОМГФ).

Подходы к созданию планарной структуры можно разделить по принципу очередности этапов: до или после нанесения функционального материала происходит разделение на противоэлектроды. К первому подходу относятся методы, основанные на прямой [7] и трафаретной печати [8], а также электрохимическом осаждении [9]. Ко второму относятся прямая литография с применением ионного травления [10], лазерное [11] и механическое скрайбирование [12], сольвотермальный синтез [13], золь-гель-метод [14], послойное осаждение [15], аэрозольное распыление [16], химическое осаждение из газовой фазы [17]. Суть такого деления – электрически изолировать электроды друг от друга. Попадание материала в пространство между ними может привести не только к некорректной работе устройства, но и к более серьезным последствиям. Стоит учитывать и условия, в которых происходят технологические операции. Например, слишком высокая температура может привести к деградации функциональных элементов, совмещенных с суперконденсатором. Электрофоретическое осаждение в данном

случае является уникальной технологией. Композитный материал можно наносить за одну технологическую операцию с обеспечением высокой адгезии. Также электрофоретическое осаждение позволяет в широких пределах управлять соотношением компонентов, толщиной покрытия, его плотностью и пористостью [18] в отличие, например, от прямой печати и золь-гель-методов. Будучи низкотемпературным и экономически эффективным, электрофоретическое осаждение может применяться для локального нанесения функционального материала на предварительно подготовленные посредством литографии микрометровые токовые коллекторы. В случаях, когда масштаб менее критичен, может применяться более простой подход: материал осаждается на подложку с проводящей тонкой пленкой, а затем из этих двух слоев формируется топологический рисунок суперконденсатора с помощью, например, лазерного скрайбирования [19].

В настоящей работе исследуется планарный суперконденсатор с новым материалом, сформированный с применением магнетронного напыления, электрофоретического осаждения в горизонтальной ячейке и лазерного гравера.

Методика эксперимента. В качестве основного компонента электродного материала суперконденсаторов использовали МГФ и ОМГФ – новый тип углеродных наноматериалов, занимающих промежуточное положение между графитом и графеном. МГФ и ОМГФ состоят из 5–10 графеновых слоев размером менее 50 нм и имеют загнутые края, повторяя исходную форму темплата. Синтез МГФ осуществляли методом темплатного пиролиза гексана в кварцевом трубчатом реакторе при температуре 800 °С [20]. Для этого предварительно синтезировали темплат MgO путем добавления раствора оксалата аммония к нитрату магния с последующим фильтрованием полученного осадка и отжигом при 600 °С. Полученные углеродные наноматериалы после синтеза отмывали от темплата кипячением в концентрированной соляной кислоте и последующим промыванием в дистиллированной воде до нейтрального pH. ОМГФ получали путем окислительной функционализации МГФ кипячением в концентрированной азотной кислоте в течение 3 ч.

В суспензиях применяли гексагидрат нитрата никеля (II) ($\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$) в кристаллической форме с заявленной чистотой $\geq 98,5\%$ производства Sigma-Aldrich. В качестве компонентов растворителя для приготовления суспензий использовали химически чистый ацетон (ГОСТ 2603-79) и 95%-ный этиловый спирт.

Суспензию готовили в очищенной пробирке объемом 50 мл. Изначально в пробирку загружали сухие компоненты: 2 мг МГФ или ОМГФ и от 2 до 32 мг $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$, выполняющего одновременно роль «зарядчика» поверхности углеродных материалов и электрохимически активного наполнителя матрицы на их основе. Далее в пробирку заливали 10 мл растворителя (смесь ацетона и этанола в соотношении 1:1). Диспергирование полученного раствора проводили посредством погружного диспергатора УЗТА-0,1/28-О «Алена» в несколько стадий: 2 мин работы при 20%-ной мощности; 2 мин при 50%-ной мощности; 30 мин при 100%-ной мощности. Температуру пробирки на всех этапах стабилизировали водяной системой охлаждения в диапазоне (15 ± 3) °С. На следующем этапе к 10 мл взбитой суспензии добавляли 40 мл того же растворителя, после чего диспергирование продолжали в течение 10 мин.

Рассматривали два варианта геометрии электрохимических источников тока: объемный суперконденсатор типа сэндвич с плоскими параллельными электродами и планарный суперконденсатор, электроды которого расположены в одной плоскости. Для каждого из них изготавливали специфичные токовые коллекторы (рис. 1).

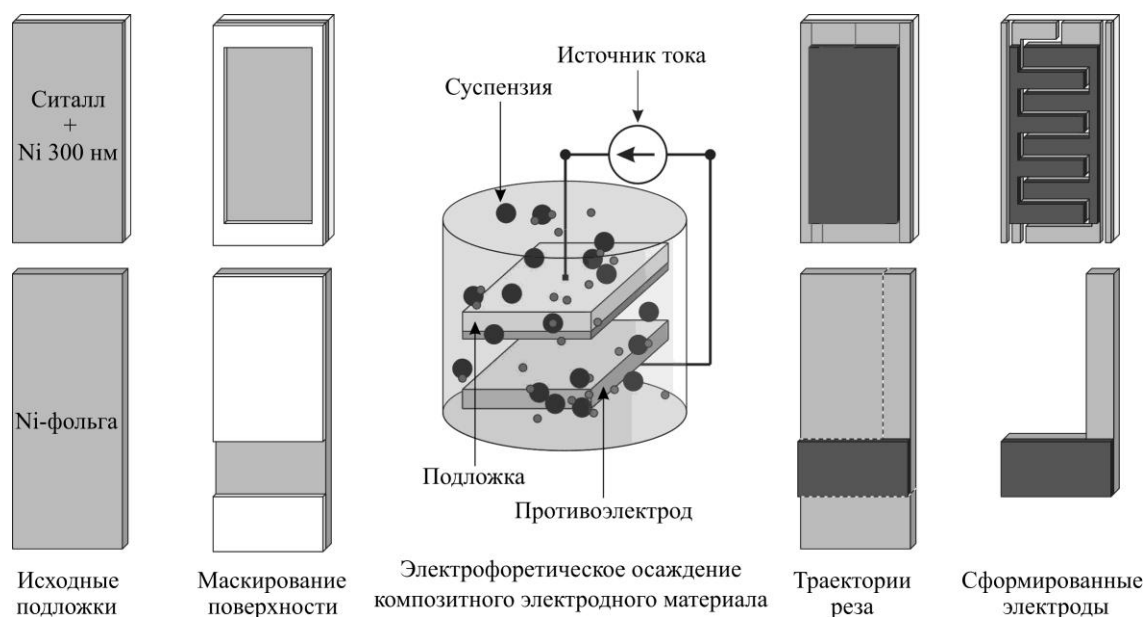


Рис. 1. Схема процесса создания образцов электродов планарных и объемных суперконденсаторов
 Fig. 1. Planar and bulk supercapacitors electrodes samples creation route

Для объемного суперконденсатора из никелевой ленты марки НПОЭви толщиной 0,05 мм вырезали заготовки размером 50×20 мм и отмывали в растворе ацетона и этанола (ацетон:этанол: $H_2O = 1:1:1$ по объему) в ультразвуковой ванне «Сапфир» объемом 2,8 л в течение 10 мин. Затем заготовки промывали в деионизованной воде и обработку в ультразвуковой ванне повторяли в водном растворе азотной кислоты ($HNO_3:H_2O = 1:4$ по объему). Аналогичную процедуру далее проводили в деионизованной воде. Завершающий этап – сушка заготовок в парах изопропилового спирта.

Токовые коллекторы планарного суперконденсатора формировали на поверхности предварительно подготовленных полированных ситалловых подложек СТ50-1-1-0,6 размером 40×20 мм². Отмывку подложек проводили в растворе Каро, после чего промывали в деионизованной воде и сушили в парах изопропилового спирта. Далее на них методом магнетронного распыления наносили слой никеля толщиной 300 нм. Архитектуру коллектора в виде встречно-штыревого преобразователя формировали после электрофоретического осаждения электродных материалов методом лазерной гравировки на станке CNC 3018 PRO с числовым программным управлением. Длина волны лазера 450 нм, мощность 15 мВт. На покрытой композитом площади 32×16 мм расположены подобные гребням электроды с шириной зубцов 4 мм.

Осаждение проводили в электрофоретической ячейке, состоящей из двух электродов – катода (никелевая фольга или ситалловая подложка с пленкой никеля) и анода (золотой электрод), емкости для суспензии и источника тока KEYSIGHT B2912A. Для ограничения площади осаждения (10×20 мм и 16×32 мм для объемного и планарного суперконденсаторов соответственно) поверхность образца частично маскировали с помощью жесткой маски. В процессе осаждения электроды ориентировали вертикально и горизонтально для формирования электродных материалов объемного и планарного суперконденсаторов соответственно. Напряженность электрического поля составляла 100 В/см, осаждение проводили пятью циклами по 60 с. Для определения массы осадка образцы взвешивали до и после процесса осаждения на весах Metler Toledo MT XP 205. Размер частиц, морфология поверхности и состав осадков контролировали с помощью

растрового электронного микроскопа (РЭМ) Jeol JSM-6010 PLUS/LA с модулем энергодисперсионной рентгеновской спектроскопии.

Исследование электрофизических характеристик. Просушенные после электрофоретического осаждения образцы подготавливали к серии электрофизических измерений двумя путями в зависимости от их геометрической конфигурации. Для объемного суперконденсатора из фольги со сформированным композитным покрытием вырезали фигуру в виде литеры Г, где к участку 20×10 мм с функциональным материалом подходит ножка токового коллектора шириной порядка 5 мм. Из чистой никелевой фольги изготавливали вертикально-зеркальную ей фигуру. Эти фигуры – электроды будущего электрохимического устройства. При наложении функциональных площадок 20×10 мм друг на друга между ними помещали пропитанную 1 М электролитом КОН пористую полипропиленовую мембрану размером 30×20 мм. Полученную сэндвич-структуру запечатывали с помощью ламинатора в специальную полипропиленовую пленку. В таком виде образец выдерживали в течение суток для пропитки электролитом композитного материала. Непосредственно перед измерениями основную часть устройства фиксировали в струбцине для сохранения постоянного расстояния между обкладками. Отрицательный электрод измерительного прибора подсоединяли к обкладке с нанесенным функциональным материалом, а положительный – к пустой фольге.

Для планарного суперконденсатора, который формировался с применением лазерного скрайбирования осажденного композита и никелевой пленки на подложке из ситалла, в достаточно глубоком стакане подготавливали 1 М КОН в качестве электролита объемом 100 мл. Перед измерением образец погружали в электролит, зафиксировав его прицепленными к противоположным обкладкам зажимами. Схема подключения к прибору в данном случае непринципиальна ввиду симметричности распределения функционального материала.

Регистрацию циклических разверток и зарядно-разрядных кривых прототипов электрохимических накопителей энергии проводили с использованием потенциостата Elins-45X с прилагаемой программой ES8 для ПК. Циклические развертки фиксировали со скоростями 10 и 100 мВ/с в диапазоне напряжения ячейки 0–1000 мВ. Из циклических разверток для каждого цикла определяли электрическую емкость по формуле

$$C_{CV} = \frac{\int_{E_1}^{E_2} i(E)dE}{2\Delta E\theta},$$

где $\theta = \frac{dU}{dt}$ – скорость развертки.

Таким образом, численное значение C_{CV} есть половина площади, ограниченной кривой развертки, отнесенная к ширине окна потенциала (1 В) и скорости развертки (0,01 В/с или 0,1 В/с). Для расчета удельных значений электрической емкости вычисленные ее абсолютные значения делили на массу электрофоретически сформированного покрытия или на занимаемую им площадь. В результате получали гравиметрические (Ф/г) и удельные величины на единицу площади (мФ/см²) соответственно.

Результаты и их обсуждение. В общем случае электрофорез представляет собой движение электрически заряженных частиц под действием электрического поля. Заряд частиц обусловлен свойствами их поверхности и при этом может быть изменен адсорбцией противоположно заряженных ионов. Так, различным углеродным материалам, подобным МГФ и ОМГФ, свойственен отрицательный поверхностный потенциал ввиду

наличия структурных дефектов. Это дает возможность проводить электрофоретическое осаждение на отрицательный электрод при наличии в суспензии «зарядчика» – электролита, ионы которого формируют вокруг частиц двойной электрический слой. При использовании $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ приложенное внешнее электрическое поле заставляет частицу МГФ / ОМГФ с адсорбированными ионами Ni^{2+} концентрироваться на катоде. При достаточно высоком потенциале на катоде также происходит электролиз молекул воды с генерацией гидроксид-анионов OH^- , образующих с ионами никеля нерастворимое соединение. Таким образом, используемый электролит выполняет двойную функцию: модификацию поверхностного заряда для проведения электрофоретического осаждения и формирование электроемкого наполнителя углеродной матрицы. Соответственно, регуляция содержания $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ дает возможность контролировать скорость процесса осаждения, а главное – соотношение компонентов композитного материала и его пористость. Для этого применяются гравиметрический и элементный анализы (рис. 2).

На рис. 2 показано определенное методом энергодисперсионной рентгеновской спектроскопии отношение атомного процента углерода к атомному проценту кислорода – коэффициент K . Поскольку кислород преимущественно содержится в гидроксиде, а углерод – в МГФ / ОМГФ, коэффициент K позволяет аппроксимационно определять соотношение этих фаз. Значения K для композита на основе ОМГФ меньше и изменяются более плавно по сравнению с композитом на основе МГФ. Это связано, скорее всего, во-первых, с изначальным наличием кислородных функциональных групп, во-вторых, с их становлением в процессе электрофоретического осаждения центрами гетерогенного зародышеобразования гидроксида никеля. Скорость осаждения (см. рис. 2) характеризует изменение массы образцов после всех циклов электрофоретического

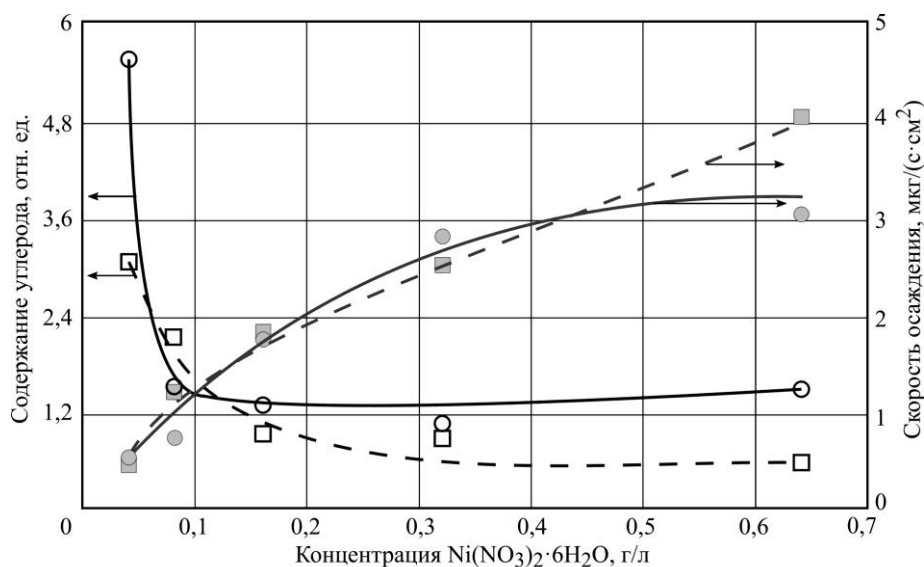


Рис. 2. Относительное содержание углерода в электродных материалах различного состава и зависимость скорости осаждения электродных материалов на основе МГФ (—○—, —●—) и ОМГФ (—□—, —■—) от концентрации $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в суспензии
 Fig. 2. Relative carbon content in electrode materials of various compositions and the dependence of the deposition rates of electrode materials based on FLG (—○—, —●—) and OFLG (—□—, —■—) on the concentration of $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ in a suspension

осаждения и завершающей сушки. Увеличение массы на ограниченной поверхности в большей степени указывает на рост средней толщины покрытия, а не на его уплотнение, что заметно на РЭМ-снимках. Характеристики осажденных композитов и собранных на их основе суперконденсаторов представлены в таблице.

Характеристики полученных образцов (электроемкости указаны для 10-го цикла разверток)

Characteristics of the obtained samples (the capacities are specified for the 10th sweep cycle)

Параметр	МГФ						ОМГФ					
	ОСК			ПСК			ОСК			ПСК		
	Номер образца											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Содержание «зарядчика» в суспензии, г/л	0,04	0,08	0,16	0,32	0,64	0,04	0,04	0,08	0,16	0,32	0,64	0,04
Масса композита, г×10 ³	68	92	214	341	368	126	60	153	221	306	488	85
Емкость при 10 мВ/с, мФ	1,03	1,05	0,83	0,48	1,30	1,65	1,12	1,48	1,05	0,64	0,90	1,10
Емкость при 100 мВ/с, мФ	0,61	0,43	0,30	0,32	0,68	0,63	0,43	0,45	0,41	0,28	0,33	0,42
Удельная емкость при 10 мВ/с, Ф/г	1,51	1,15	0,39	0,14	0,35	1,31	1,86	0,97	0,48	0,21	0,19	1,29
Удельная емкость при 100 мВ/с, Ф/г	0,90	0,47	0,14	0,09	0,19	0,51	0,72	0,30	0,18	0,09	0,07	0,49

Примечание: ОСК и ПСК – объемные и планарные суперконденсаторы.

В отличие от чистых углеродных материалов гидроксиду никеля в качестве электродного материала свойственны фарадеевские процессы, а именно окислительно-восстановительные реакции, за счет которых проявляется его высокая электроемкость [21]:



Данным реакциям соответствуют окислительно-восстановительные пики на диаграмме зависимости напряжения от тока циклической развертки (рис. 3). При скорости 100 мВ/с для образца № 9 (см. таблицу), полученного при осаждении из суспензии с ОМГФ и 8 мг Ni(NO₃)₂·6H₂O, в диапазоне потенциала ячейки от –1 до 1 В видны выраженные пики при прямом и обратном проходах в правой (положительной относительно потенциала) области диаграммы (рис. 3, а).

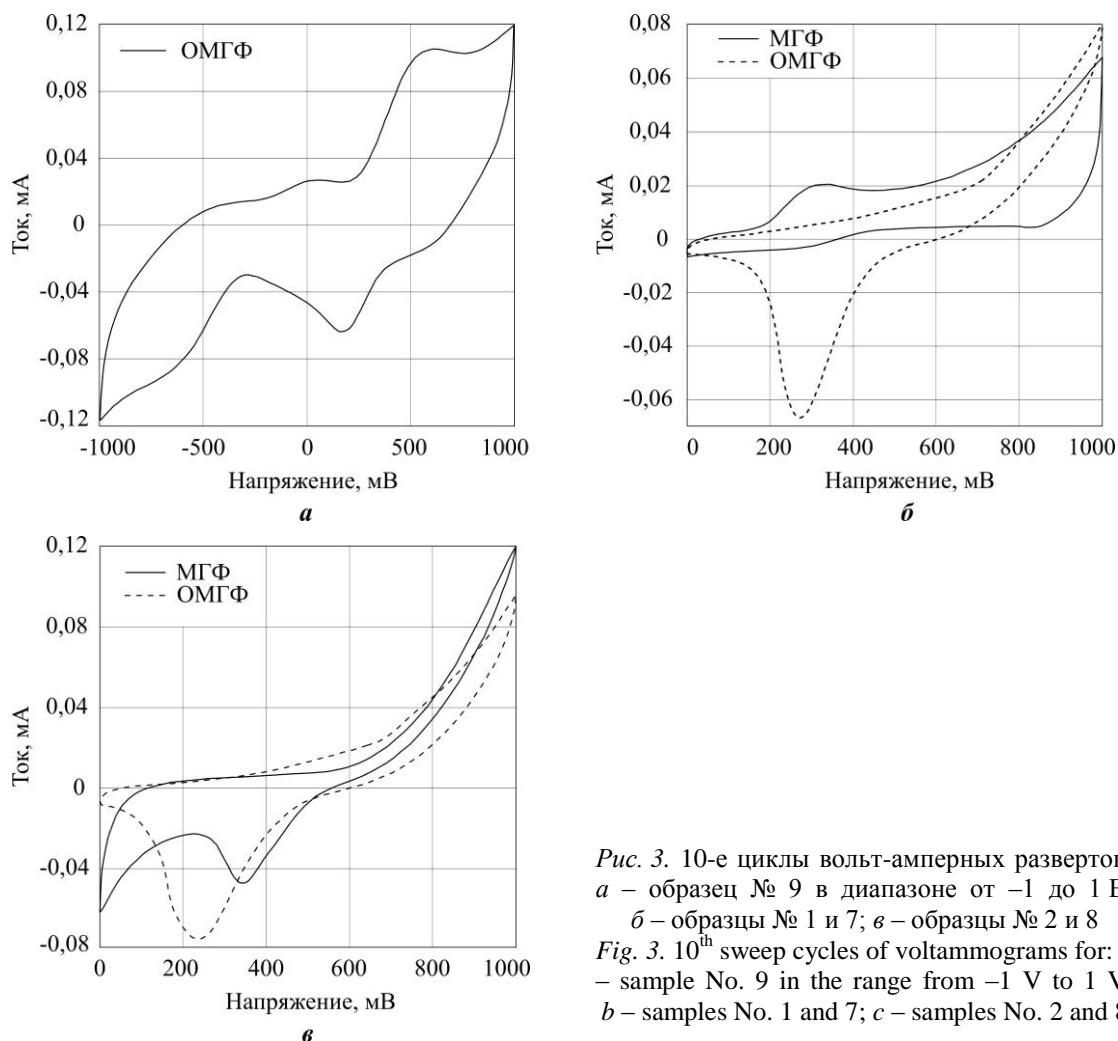


Рис. 3. 10-е циклы вольт-амперных разверток: а – образец № 9 в диапазоне от –1 до 1 В; б – образцы № 1 и 7; в – образцы № 2 и 8
 Fig. 3. 10th sweep cycles of voltammograms for: a – sample No. 9 in the range from –1 V to 1 V; b – samples No. 1 and 7; c – samples No. 2 and 8

При выбранной схеме подключения во время прямого прохода должна происходить следующая трансформация: метагидроксид никеля (гидрат окиси никеля (III) (NiOOH)) присоединяет ион водорода и электрон, восстанавливаясь до гидроксида никеля (II) (Ni(OH)₂). Однако при электрофоретическом осаждении на катод формируется в основном Ni(OH)₂ [18]. Поэтому в первом цикле развертки восстановительный пик почти не выражен, в то время как окислительный пик выражен значительно. Данный пик свидетельствует о потере Ni(OH)₂ иона водорода и электрона со сменой степени окисления с (II) до (III) в присутствии гидроксид-ионов электролита и образовании метагидроксида никеля. Последующие циклы демонстрируют установление динамического равновесия этих процессов, о чем свидетельствует стабилизация высоты пиков в среднем диапазоне.

Отметим, что нормальным для накопителей на основе водного электролита является циклирование в диапазоне 0–1 В, где нижний предел 0 В соответствует полному разряду, а верхний предел 1 В – приближению к потенциалу электролиза воды. Циклирование в отрицательной области не имеет энергетического смысла для симметричных ячеек, а в асимметричных может негативным образом сказаться на функциональных материалах электродов.

Рассмотрим характерные циклические развертки композитных функциональных слоев объемных суперконденсаторов с разным соотношением компонентов (рис. 3, б, в)

и при разных скоростях. По результатам измерений можно отметить снижение выраженности окислительно-восстановительных пиков с увеличением скорости развертки, а также с увеличением (за исключением самого низкого) содержания $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в исходной суспензии. Это, соответственно, влияет на содержание $\text{Ni}(\text{OH})_2$ в композите. Снижение пиков с увеличением скорости развертки можно объяснить относительно низкой скоростью протекания окислительно-восстановительных реакций по сравнению со скоростью изменения потенциала ячейки. Поэтому чем она выше, тем меньше вклад фарадеевских процессов и более заметен вклад емкости двойного электрического слоя [3]. Кроме того, наблюдается смещение пиков с увеличением скорости развертки: восстановления – в сторону большего потенциала, окисления – меньшего потенциала, что, вероятно, связано с увеличением сопротивления внутренней диффузии активного материала [22]. Снижение пиков с увеличением содержания $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в исходной суспензии напрямую связано с ростом относительного и абсолютного содержания имеющего низкую электропроводность $\text{Ni}(\text{OH})_2$ в объеме электрода, ведущего к снижению его электронной проводимости и, соответственно, к замедлению химической кинетики. Помимо этого, уменьшается размер пор из-за их заполнения, что отрицательно влияет на эффективную площадь поверхности на границе с электролитом.

Кинетический баланс между окислительно-восстановительными реакциями достигается после некоторого количества циклов. В рассматриваемом случае уже к 10-му циклу изменения в диаграммах становятся незначительными. Вклад в общую картину также вносит процесс проникновения электролита в более глубокозалегающие поры под действием прикладываемого напряжения во время заряда и разряда ячейки – электроосмос. Таким образом задействуются большая толщина и большая поверхность, уменьшающаяся с каждым циклом, и достигается максимум в пределах первой десятки циклов. Это также затрудняет диффузию, поэтому от цикла к циклу окислительно-восстановительные пики проявляются позднее.

Окислительно-восстановительные потенциалы композитных материалов с разной углеродной основой (МГФ и ОМГФ) не совпадают на диаграммах, несмотря на то, что активной частью в обоих случаях является $\text{Ni}(\text{OH})_2$. Несовпадение максимально при низких содержаниях никелевого компонента и минимально при высоких. Логично предположить, что это связано во многом с различием электрофизических свойств МГФ и ОМГФ: электронная проводимость ОМГФ ниже из-за наличия структурного кислорода, что выражается в более позднем проявлении окислительно-восстановительных реакций. В случае МГФ наблюдается появление вторичного окислительного пика. Например, у образца № 2 при потенциале $\sim 0,85$ В заметен слабый экстремум и такой же экстремум виден при $\sim 0,30$ В на окислительной части кривой. С ростом скорости развертки до 100 мВ/с первый экстремум становится более заметным, в то время как второй – наоборот. При увеличении содержания $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в исходной суспензии до 4 мг два окислительных пика увеличиваются в амплитуде, смещаясь к 0,35 и 0 В (10 мВ/с) соответственно. Предположительно, такое поведение связано с дополнительным изменением степени окисления никеля, которое не охватывает рассматриваемые окислительно-восстановительные реакции. Таковым может быть образование неустойчивого соединения никеля (IV) в ходе электрохимического окисления низшего гидрата окиси никеля (III). Дальнейшее увеличение содержания $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ ведет к тому, что более поздний пик смещается в сторону предшествующего, который, в свою очередь, проявляется при более высоких значениях потенциала, и в конце концов они сливаются в один. Для объемных композитных электродов с ОМГФ сложно выделить окислительно-восстановительные пики помимо основных. Один пик ярко выражен да-

же при самой низкой относительной концентрации $\text{Ni}(\text{OH})_2$ в композите, другой, напротив, практически отсутствует. Только при содержании $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ 0,16 и 0,64 г/л для соответствующих образцов он проявляется как двойник первого, в остальных случаях пики сливаются.

При циклических развертках планарных образцов суперконденсаторов прослеживаются по два качественных искривления диаграммы для прямого и обратного проходов измерений характеристик композита с ОМГФ и слабые сингулярные искривления для композита с МГФ. Вероятно, это связано с симметричным составом электродов: окислительно-восстановительные реакции на противоэлектроде оказывают влияние на выходные характеристики измеряемого электрода.

Электрическая емкость определяется площадью, ограниченной кривой развертки, которая в рассматриваемом случае является комбинацией прямоугольной (как у идеального конденсатора) части двойного электрического слоя и амплитудных частей окислительно-восстановительных реакций (см. рис. 3). Логично, что большая амплитуда соответствует

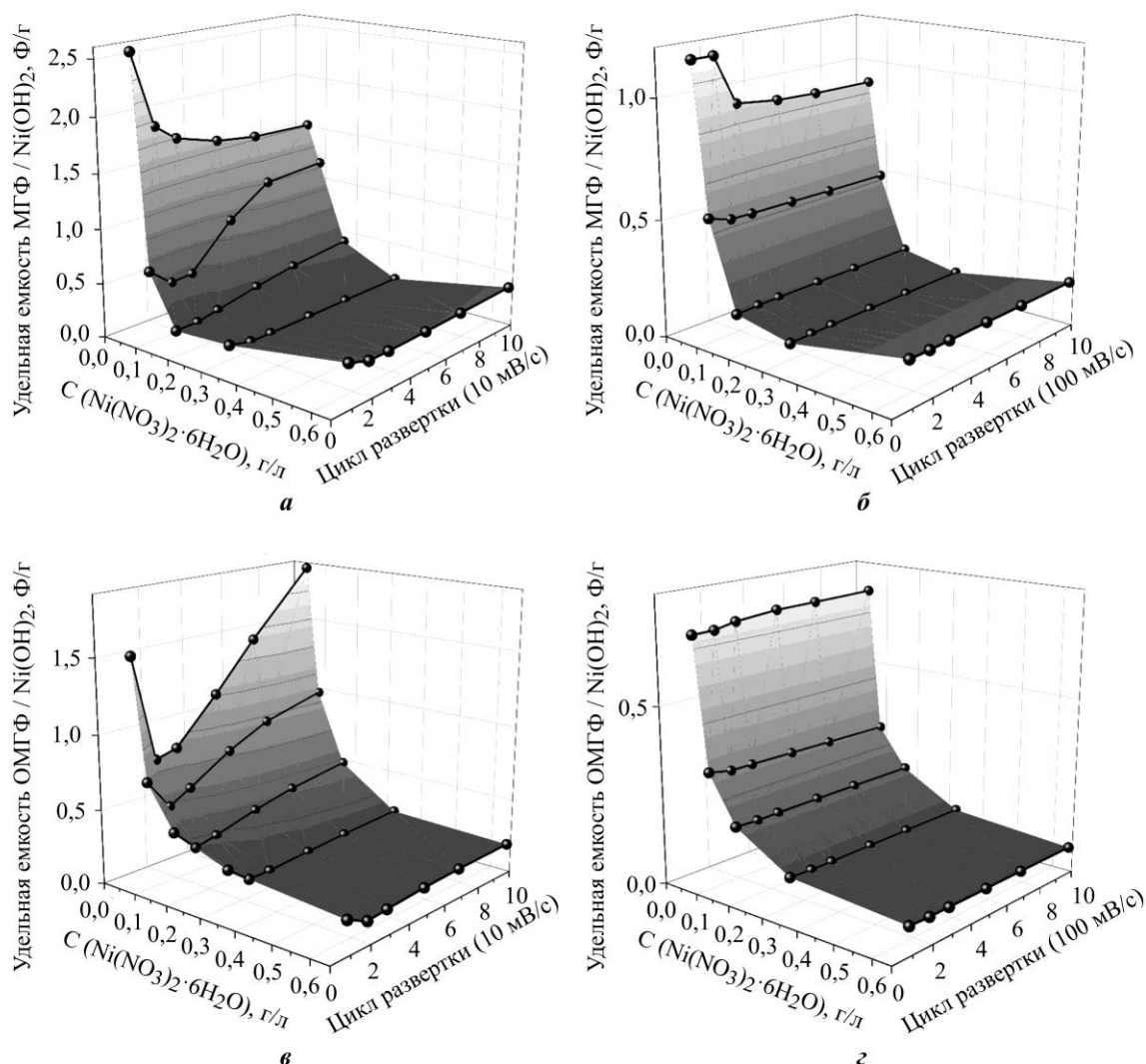


Рис. 4. Гравиметрическая емкость образцов: а, б – МГФ / $\text{Ni}(\text{OH})_2$ со скоростями развертки 10 и 100 мВ/с соответственно; в, г – ОМГФ / $\text{Ni}(\text{OH})_2$ со скоростями развертки 10 и 100 мВ/с соответственно

Fig. 4. Gravimetric capacity of samples: а, б – FLG / $\text{Ni}(\text{OH})_2$ with sweep rates of 10 mV/s and 100 mV/s respectively; в, г – OFLG / $\text{Ni}(\text{OH})_2$ with sweep rates of 10 and 100 mV/s respectively

большей абсолютной емкости (за исключением образцов № 5 и 11). Так, в порядке убывания этой характеристики образцы располагаются следующим образом: с 4 мг «зарядчика» в суспензии, с 2 мг, а затем с 8, 16, 32 мг. Этот ряд не является справедливым для относительной гравиметрической емкости. Здесь чем меньше содержание $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в исходной суспензии, тем меньше толщина слоя, процент $\text{Ni}(\text{OH})_2$ и общий объем композита, что является негативными факторами. Однако внутренняя диффузия материала электрода осуществляется легче и улучшается электропроводность (рис. 4).

Диаграммы на рис. 4 получены исходя из разверток, они дают представление об изменении емкости от цикла к циклу и эффективности увеличения содержания гидроксида никеля в композите. Образцы с ОМГФ имеют низкие значения удельной емкости по сравнению с образцами с МГФ при быстрой зарядке (100 мВ/с), но при скорости циклирования 10 мВ/с в экстраполяции демонстрируют более высокие значения удельной емкости при низком содержании $\text{Ni}(\text{OH})_2$. Подобное поведение легко объясняется разницей в электрическом сопротивлении углеродных материалов. Также с увеличением относительного содержания $\text{Ni}(\text{OH})_2$ наблюдается снижение удельной емкости. Это связано с тем, что с увеличением содержания $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в суспензии происходит заполнение пор композита и, как следствие, уменьшение эффективной площади поверхности и увеличение диффузионного сопротивления, а также с тем, что происходит рост электрического сопротивления электродного материала, в том числе из-за утолщения пленки. Данная тенденция не распространяется на значение удельной емкости для образца № 5, а если рассматривать абсолютную емкость, то и для аналогичного образца № 11. Для объяснения такого поведения рассмотрим РЭМ-изображения полученных композитных покрытий (рис. 5). Можно заметить, что с ростом доли $\text{Ni}(\text{OH})_2$ и толщины увеличивается размер «островков» осажденного материала и макротрещин между ними. Макротрещины, или макропоры [23], улучшают ионный транспорт, но снижают удельную емкость. Они образуются в ходе сушки между циклами осаждения. Вместе с тем длительность самих циклов осаждения зафиксирована во временном диапазоне между периодом зарождения электрофоретического осадка и достижением критической толщины слоя с нарушением его адгезии к подложке. В результате на более поздних итерациях осаждения наиболее крупные трещины начинают заполняться менее приоритетными частицами,

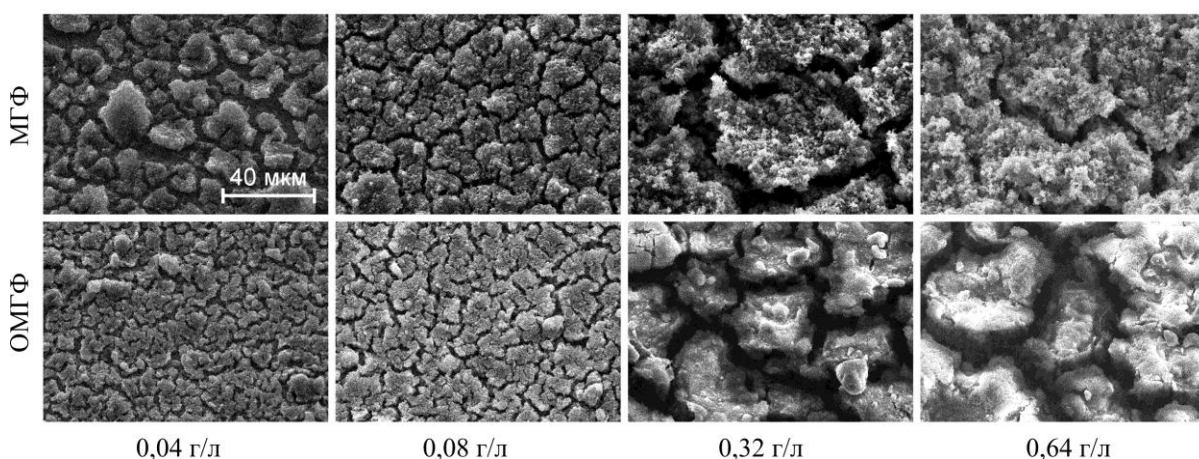


Рис. 5. РЭМ-изображения композитных покрытий с МГФ и ОМГФ и разным содержанием $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в исходных суспензиях (масштаб на всех рисунках одинаковый)

Fig. 5. SEM images of composite coatings with FLG and OFLG and different contents of $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ in initial suspensions (the scale is the same in all figures)

т. е. в основном теми, которые содержат более тонкий слой ионов «зарядчика», с формированием развитой и доступной для электролита поверхностью. За счет этого и происходит скачок электрической емкости образцов с наибольшей концентрацией $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в исходной суспензии.

В случае МГФ при исходном содержании «зарядчика», равном 2 мг на 50 мл суспензии, наблюдается максимум удельной емкости на первом цикле и в дальнейшем ее необратимое падение, что заметно по циклическим разверткам. Это связано с необратимыми изменениями морфологии, происходящими при первом и последующих циклах зарядки-разрядки устройства: нарушается контакт материала к токовому коллектору из-за плохой адгезии, что подтверждается в рамках визуального контроля (рис. 5). В случае ОМГФ углерод-кислородные функциональные группы на поверхности частиц обеспечивают более высокую поверхностную энергию и, соответственно, лучшую адгезию. Поэтому покрытия на основе ОМГФ механически более стабильны по сравнению с покрытиями на основе МГФ.

При скорости развертки 10 мВ/с (рис. 4, *а, в*) после некоторого падения в первом и втором циклах наблюдается рост удельной емкости по мере тестирования образца, что объясняется задействованием новых электрохимически активных участков со временем, в том числе за счет заполнения электролитом более глубокозалегающих пор. Анализ графиков для скорости 100 мВ/с (рис. 4, *б, г*) показывает следующее: удельная емкость ниже в среднем примерно в 2 раза по сравнению с полученной для скорости развертки, в 10 раз меньшей. Это связано с тем, что для такой высокой скорости зарядки скорости окислительно-восстановительных реакций в объеме гидроксида никеля невысоки и на значение емкости влияет образование двойного слоя. При скорости 100 мВ/с линии зависимости удельной емкости от номера цикла слабо изменяются, отбрасывая минимальный рост емкости или его отсутствие.

Таким образом, наилучшие результаты получены при концентрации $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ 2 и 4 мг на 50 мл суспензии, а дальнейшее увеличение содержания сопровождается ухудшением удельной емкости и кинетики. Композиты с МГФ за счет лучшей электропроводности, чем электропроводность композита с ОМГФ, увеличивают мощность суперконденсаторов, но имеют сравнительно низкую адгезию. Поэтому на низких скоростях зарядки-разрядки основанный на окисленных углеродных частицах материал перспективен.

Учитывая полученные выводы, содержание $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в суспензиях для электрофоретического осаждения на заготовки планарного суперконденсатора выбрано минимальное, т. е. 2 мг на 50 мл. Общая площадь покрытия композитом составила около 5 см², что после лазерного скрайбирования составило примерно 2,5 см² активной области на каждый электрод. Если сравнивать значения электроемкости в абсолютных величинах планарных и объемных образцов, то в случае с МГФ электроемкость образца № 6 в 1,6 раза больше, чем у образца № 1, при скорости развертки 10 мВ/с. Однако при 100 мВ/с разница незначительная. Эти соотношения меняются для относительной гравиметрической емкости из-за того, что масса осадка планарного суперконденсатора почти в 2 раза выше. В то же время у композитов с ОМГФ значения масс различаются меньше: почти в 1,5 раза.

Таким образом, планарный суперконденсатор, совпадая по абсолютной емкости с объемным, демонстрирует много меньшие удельные значения. Полученные результаты можно объяснить главным образом двумя факторами: пространственной ориентацией электродов при электрофоретическом осаждении и топологией нанесенного лазером рисунка. Горизонтальное расположение основы суперконденсатора и противоэлектрода

при электрофоретическом осаждении приводит к параллельности линий электрического поля между ними и направления гравитационных сил, что позволяет получать более равномерное покрытие. Так, расположив пластину ситалла с никелевой пленкой над анодом, можно исключить влияние процесса седиментации, но это снизит количество осаждаемого материала. Во-первых, из-за разнонаправленности электрического поля и гравитации частицы будет труднее доставить к нужной поверхности. Во-вторых, из-за тенденции распределения более тяжелых частиц ближе ко дну сосуда, т. е. противоположно подложке. В теории это должно повысить удельную емкость, но значительное влияние оказывает микроархитектура итогового планарного суперконденсатора. Отметим, что дистанция сепарации, полученной с помощью лазера, достаточно мала и прилегающие области выигрывают в скоростях диффузии из-за отсутствия мембраны, линейные размеры электродов в целом слишком велики для осуществления быстрого ионного транспорта. Об этом свидетельствует изменение соотношения электроемкостей для планарного и объемного суперконденсаторов с МГФ при изменении скорости развертки. С ОМГФ подобного эффекта не наблюдается из-за ограничений, связанных с электропроводностью.

Заключение. Исследования свойств композитных структур с гидроксидом никеля, основанных на новых МГФ, и возможностей контролирования параметров их формирования с помощью явления электрофореза показали следующее. За счет отрицательного поверхностного потенциала МГФ и ОМГФ введенные в суспензию ионы никеля выполняют двойную функцию: «зарядчика» поверхности частиц и прекурсора одной из фаз композита в ходе электрофоретического осаждения. Наличие структурного кислорода в ОМГФ улучшило адгезию осадка, но ухудшило его электропроводность: при увеличении скорости зарядки в 10 раз показатели емкости снизились в среднем в 2,5 раза, в то время как для образцов с МГФ – в 2 раза. Увеличение содержания $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в суспензии от 0,04 до 0,64 г/л ведет к закономерному росту доли $\text{Ni}(\text{OH})_2$ в получаемом композите до более чем 2,5 раза, что напрямую влияет на выходные характеристики электродов. С одной стороны, это предполагает бóльшую удельную емкость за счет возможных окислительно-восстановительных реакций, с другой – снижает электропроводность, а также удельную площадь поверхности и внутреннюю диффузию из-за заполнения пор, что, наоборот, негативно сказывается на емкости. Таким образом, наилучшие показатели емкости получены для содержания «зарядчика» в суспензии, равного 0,04 и 0,08 г/л: для МГФ – 1,51 и 1,15 Ф/г, для ОМГФ – 1,86 и 0,97 Ф/г соответственно.

В качестве альтернативы суперконденсатора типа сэндвич реализованы планарные прототипы электрохимических накопителей энергии с применением интегральных технологий, ячейки для горизонтального электрофоретического осаждения собственной разработки и лазерного станка с числовым программным управлением. Значения емкости данных образцов при содержании $\text{Ni}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ в исходной суспензии, равном 0,04 г/л, составили 1,31 и 1,29 Ф/г для МГФ и ОМГФ соответственно.

Литература

1. Recent developments of advanced micro-supercapacitors: design, fabrication and applications / **F. Bu, W. Zhou, Y. Xu et al.** // npj Flex. Electron. 2020. Vol. 4. Art. No. 31. doi: <https://doi.org/10.1038/s41528-020-00093-6>
2. **Liu Y., Zeng Z., Wei J.** Frontiers in nano-architected carbon–metal oxide electrodes for supercapacitance energy storage: a review // Front. Nanosci. Nanotechn. 2016. Vol. 2. Iss. 2. P. 78–85. doi: <https://doi.org/10.15761/FNN.1000113>

3. Ni(OH)₂ and NiO based composites: battery type electrode materials for hybrid supercapacitor devices / **A.-L. Brisse, Ph. Stevens, G. Toussaint et al.** // *Materials*. 2018. Vol. 11. Iss. 7. P. 1178–1193. doi: <https://doi.org/10.3390/ma11071178>
4. **Dubey R., Guruviah V.** Review of carbon-based electrode materials for supercapacitor energy storage // *Ionics*. 2019. Vol. 25. Iss. 4. P. 1419–1445. doi: <https://doi.org/10.1007/s11581-019-02874-0>
5. Jellyfish-like few-layer graphene nanoflakes: synthesis, oxidation, and hydrothermal N-doping / **S. A. Chernyak, A. M. Podgornova, E. A. Arkhipova et al.** // *Applied Surface Science*. 2018. Vol. 439. P. 371–373. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apsusc.2018.01.059>
6. Effect of nitrogen doping of graphene nanoflakes on their efficiency in supercapacitor applications / **E. A. Arkhipova, A. S. Ivanov, S. V. Savilov et al.** // *Functional Materials Letters*. 2018. Vol. 11. No. 6. Art. ID: 1840005. doi: <https://doi.org/10.1142/S1793604718400052>
7. Development of graphene oxide/polyaniline inks for high performance flexible microsupercapacitors via extrusion printing / **Y. Liu, B. Zhang, Q. Xu et al.** // *Advanced Functional Materials*. 2018. Vol. 28. Iss. 21. Art. ID: 1706592. doi: <https://doi.org/10.1002/adfm.201706592>
8. High-energy-density, all-solid-state microsupercapacitors with three-dimensional interdigital electrodes of carbon/polymer electrolyte composite / **J. Pu, X. Wang, T. Zhang et al.** // *Nanotechnology*. 2016. Vol. 27. No. 4. Art. ID: 045701. doi: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/27/4/045701>
9. **Maeng J., Kim Y.-J., Meng C., Irazoqui P. P.** Three-dimensional microcavity array electrodes for high-capacitance all-solid-state flexible microsupercapacitors // *ACS Appl. Mater. Interfaces*. 2016. Vol. 8. Iss. 21. P. 13458–13465. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.6b03559>
10. High-performance microsupercapacitors based on two-dimensional graphene/manganese dioxide/silver nanowire ternary hybrid film / **W. Liu, C. Lu, X. Wang et al.** // *ACS Nano*. 2015. Vol. 9. Iss. 2. P. 1528–1542. doi: <https://doi.org/10.1021/nn5060442>
11. Facile laser fabrication of high quality graphene-based microsupercapacitors with large capacitance / **S. Kwon, Y. Yoon, J. Ahn et al.** // *Carbon*. 2018. Vol. 137. P. 136–145. doi: <https://doi.org/10.1016/j.carbon.2018.05.031>
12. Highly flexible and planar supercapacitors using graphite flakes/polypyrrole in polymer lapping film / **C. J. Raj, B. C. Kim, W.-J. Cho et al.** // *ACS Appl. Mater. Interfaces*. 2015. Vol. 7. Iss. 24. P. 13405–13414. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.5b02070>
13. **Boruah B. D., Maji A., Misra A.** Flexible array of microsupercapacitor for additive energy storage performance over a large area // *ACS Appl. Mater. Interfaces*. 2018. Vol. 10. Iss. 18. P. 15864–15872. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.8b02660>
14. Sol-gel template synthesis of highly ordered MnO₂ nanowire arrays / **Xin. Wang, Xian. Wang, W. Huang et al.** // *Journal of Power Sources*. 2005. Vol. 140. Iss. 1. P. 211–215. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2004.07.033>
15. Suspended wavy graphene microribbons for highly stretchable microsupercapacitors / **D. Qi, Z. Liu, Y. Liu et al.** // *Adv. Mater.* 2015. Vol. 27. Iss. 37. P. 5559–5566. doi: <https://doi.org/10.1002/adma.201502549>
16. All-solid-state flexible microsupercapacitors based on reduced graphene oxide/multi-walled carbon nanotube composite electrodes / **X. Mao, J. Xu, X. He et al.** // *Applied Surface Science*. 2018. Vol. 435. P. 1228–1236. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apsusc.2017.11.248>
17. Optimization of coplanar high rate supercapacitors / **L. Sun, X. Wang, W. Liu et al.** // *Journal of Power Sources*. 2016. Vol. 315. P. 1–8. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2016.03.019>
18. **Alekseyev A., Lebedev E., Gromov D., Ryazanov R.** Impact of charger salt content in electrophoretic deposition on characteristics of carbon nanotubes composite for electrochemical power sources // 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). St. Petersburg; Moscow: IEEE, 2019. Vol. 1. P. 1965–1969. doi: <https://doi.org/10.1109/EIConRus.2019.8657117>
19. **Wang Y., Zhao Y., Qu L.** Laser fabrication of functional micro-supercapacitors // *Journal of Energy Chemistry*. 2021. Vol. 59. P. 642–665. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jechem.2020.12.002>
20. Синтез и функционализация малослойных графитовых фрагментов / **Д. Н. Столбов, Н. В. Усольцева, С. А. Черняк и др.** // *Российский университет в неустойчивом мире: глобальные вызовы и национальные ответы: материалы нац. науч.-практ. конф.* (Иваново, 5–8 февр. 2019). Иваново: Иван. гос. ун-т, 2019. Ч. 2. С. 24–29.
21. **Feng L., Zhu Y., Ding H., Ni Ch.** Recent progress in nickel based materials for high performance pseudocapacitor electrodes // *Journal of Power Sources*. 2014. Vol. 267. P. 430–444. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2014.05.092>

22. Controllable synthesis of hierarchical nickel hydroxide nanotubes for high performance supercapacitors / *Y. Wang, B. Shang, F. Lin et al.* // Chem. Commun. 2018. Vol. 54. Iss. 5. P. 559–562. doi: <https://doi.org/10.1039/C7CC08879E>

23. *Wang Y., Song Y., Xia Y.* Electrochemical capacitors: mechanism, materials, systems, characterization and applications // Chem. Soc. Rev. 2016. Vol. 45. Iss. 22. P. 5925–5950. doi: <https://doi.org/10.1039/C5CS00580A>

Статья поступила в редакцию 17.09.2021 г.; одобрена после рецензирования 13.01.2022 г.; принята к публикации 04.05.2022 г.

Информация об авторах

Алексеев Алексей Владимирович – аспирант Института перспективных материалов и технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), salvionn@gmail.com

Каковкина Юлия Ивановна – студентка Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), kakovkinaj@mail.ru

Кузьмин Дмитрий Александрович – студент Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), dmitrykuzmin@mail.com

Рязанов Роман Михайлович – научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории перспективных процессов НПК «Технологический центр» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1, стр. 7), r.m.ryazanov@gmail.com

Столбов Дмитрий Николаевич – аспирант кафедры физической химии Московского государственного университета имени М. В. Ломоносова (Россия, 119991, г. Москва, Ленинские горы, 1, стр. 3), инженер кафедры фундаментальной и прикладной химии Ивановского государственного университета (Россия, 153025, г. Иваново, ул. Ермака, 39), stolbovdn@gmail.com

Лебедев Егор Александрович – кандидат технических наук, доцент Института перспективных материалов и технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории перспективных процессов НПК «Технологический центр» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1, стр. 7), dr.beefheart@gmail.com

Громов Дмитрий Геннадьевич – доктор технических наук, профессор Института перспективных материалов и технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), старший научный сотрудник Первого Московского государственного медицинского университета имени И. М. Сеченова Минздрава России (Россия, 119991, г. Москва, ул. Трубецкая, 8, стр. 2), gromadima@gmail.com

References

1. Bu F., Zhou W., Xu Y., Du Y., Guan C., Huang W. Recent developments of advanced micro-supercapacitors: design, fabrication and applications. *npj Flex. Electron.*, 2020, vol. 4, art. no. 31. doi: <https://doi.org/10.1038/s41528-020-00093-6>

2. Liu Y., Zeng Z., Wei J. Frontiers in nano-architected carbon–metal oxide electrodes for supercapacitance energy storage: a review. *Front. Nanosci. Nanotech.*, 2016, vol. 2, iss. 2, pp. 78–85. doi: <https://doi.org/10.15761/FNN.1000113>

3. Brisse A.-L., Stevens Ph., Toussaint G., Crosnier O., Brousse Th. Ni(OH)₂ and NiO based composites: battery type electrode materials for hybrid supercapacitor devices. *Materials*, 2018, vol. 11, iss. 7, pp. 1178–1193. doi: <https://doi.org/10.3390/ma11071178>
4. Dubey R., Guruviah V. Review of carbon-based electrode materials for supercapacitor energy storage. *Ionics*, 2019, vol. 25, iss. 4, pp. 1419–1445. doi: <https://doi.org/10.1007/s11581-019-02874-0>
5. Chernyak S. A., Podgornova A. M., Arkhipova E. A., Novotortsev R. O., Egorova T. B., Ivanov A. S., Maslakov K. I., Savilov S. V., Lunin V. V. Jellyfish-like few-layer graphene nanoflakes: synthesis, oxidation, and hydrothermal N-doping. *Applied Surface Science*, 2018, vol. 439, pp. 371–373. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apsusc.2018.01.059>
6. Arkhipova E. A., Ivanov A. S., Savilov S. V., Maslakov K. I., Chernyak S. A., Tambovtseva Yu. A., Lunin V. V. Effect of nitrogen doping of graphene nanoflakes on their efficiency in supercapacitor applications. *Functional Materials Letters*, 2018, vol. 11, no. 6, art. ID: 1840005. doi: <https://doi.org/10.1142/S1793604718400052>
7. Liu Y., Zhang B., Xu Q., Hou Y., Seyedin Sh., Qin S., Wallace G. G., Beirne S., Razal J. M., Chen J. Development of graphene oxide/polyaniline inks for high performance flexible microsupercapacitors via extrusion printing. *Advanced Functional Materials*, 2018, vol. 28, iss. 21, art. ID: 1706592. doi: <https://doi.org/10.1002/adfm.201706592>
8. Pu J., Wang X., Zhang T., Li S., Liu J., Komvopoulos K. High-energy-density, all-solid-state microsupercapacitors with three-dimensional interdigital electrodes of carbon/polymer electrolyte composite. *Nanotechnology*, 2016, vol. 27, no. 4, art. ID: 045701. doi: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/27/4/045701>
9. Maeng J., Kim Y.-J., Meng C., Irazoqui P. P. Three-dimensional microcavity array electrodes for high-capacitance all-solid-state flexible microsupercapacitors. *ACS Appl. Mater. Interfaces*, 2016, vol. 8, iss. 21, pp. 13458–13465. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.6b03559>
10. Liu W., Lu C., Wang X., Tay R. Y., Tay B. K. High-performance microsupercapacitors based on two-dimensional graphene/manganese dioxide/silver nanowire ternary hybrid film. *ACS Nano*, 2015, vol. 9, iss. 2, pp. 1528–1542. doi: <https://doi.org/10.1021/nn5060442>
11. Kwon S., Yoon Y., Ahn J., Lim H., Kim G., Kim J.-H., Choi K.-B., Lee J. Facile laser fabrication of high quality graphene-based microsupercapacitors with large capacitance. *Carbon*, 2018, vol. 137, pp. 136–145. doi: <https://doi.org/10.1016/j.carbon.2018.05.031>
12. Raj C. J., Kim B. C., Cho W.-J., Lee W., Jung S.-D., Kim Y. H., Park S. Y., Yu K. H. Highly flexible and planar supercapacitors using graphite flakes/polypyrrole in polymer lapping film. *ACS Appl. Mater. Interfaces*, 2015, vol. 7, iss. 24, pp. 13405–13414. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.5b02070>
13. Boruah B. D., Maji A., Misra A. Flexible array of microsupercapacitor for additive energy storage performance over a large area. *ACS Appl. Mater. Interfaces*, 2018, vol. 10, iss. 18, pp. 15864–15872. doi: <https://doi.org/10.1021/acsami.8b02660>
14. Wang Xin., Wang Xian., Huang W., Sebastian P. J., Gamboa S. Sol-gel template synthesis of highly ordered MnO₂ nanowire arrays. *Journal of Power Sources*, 2005, vol. 140, iss. 1, pp. 211–215. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2004.07.033>
15. Qi D., Liu Z., Liu Y., Leow W. R., Zhu B., Yang H., Yu J., Wang W., Wang H., Yin Sh., Chen X. Suspend wavy graphene microribbons for highly stretchable microsupercapacitors. *Adv. Mater.*, 2015, vol. 27, iss. 37, pp. 5559–5566. doi: <https://doi.org/10.1002/adma.201502549>
16. Mao X., Xu J., He X., Yang W., Yang Y., Xu L., Zhao Y., Zhou Y. All-solid-state flexible microsupercapacitors based on reduced graphene oxide/multi-walled carbon nanotube composite electrodes. *Applied Surface Science*, 2018, vol. 435, pp. 1228–1236. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apsusc.2017.11.248>
17. Sun L., Wang X., Liu W., Zhang K., Zou J., Zhang Q. Optimization of coplanar high rate supercapacitors. *Journal of Power Sources*, 2016, vol. 315, pp. 1–8. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2016.03.019>
18. Alekseyev A., Lebedev E., Gromov D., Ryazanov R. Impact of charger salt content in electrophoretic deposition on characteristics of carbon nanotubes composite for electrochemical power sources. *2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*. St. Petersburg, Moscow, IEEE, 2019, vol. 1, pp. 1965–1969, doi: <https://doi.org/10.1109/EIConRus.2019.8657117>
19. Wang Y., Zhao Y., Qu L. Laser fabrication of functional micro-supercapacitors. *Journal of Energy Chemistry*, 2021, vol. 59, pp. 642–665. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jechem.2020.12.002>
20. Stolbov D. N., Usol'tseva N. V., Chernyak S. A., Savilov S. V., Lunin V. V. Synthesis and functionalization of few-layer graphene nanoflakes. *Rossiyskiy universitet v neustoychivom mire: global'nyye vyzovy i natsional'nyye otvety = Russian university in an unstable world: Global challenges and national responses. Proceedings of national research and practice conference (Ivanovo, 5–8 Feb. 2019)*. Ivanovo, Ivanovo State University, 2019, part 2, pp. 24–29. (In Russian).

21. Feng L., Zhu Y., Ding H., Ni Ch. Recent progress in nickel based materials for high performance pseudocapacitor electrodes. *Journal of Power Sources*, 2014, vol. 267, pp. 430–444. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2014.05.092>

22. Wang Y., Shang B., Lin F., Chen Y., Ma R., Peng B., Deng Z. Controllable synthesis of hierarchical nickel hydroxide nanotubes for high performance supercapacitors. *Chem. Commun.*, 2018, vol. 54, iss. 5, pp. 559–562. doi: <https://doi.org/10.1039/C7CC08879E>

23. Wang Y., Song Y., Xia Y. Electrochemical capacitors: mechanism, materials, systems, characterization and applications. *Chem. Soc. Rev.*, 2016, vol. 45, iss. 22, pp. 5925–5950. doi: <https://doi.org/10.1039/C5CS00580A>

The article was submitted 17.09.2021; approved after reviewing 13.01.2022; accepted for publication 04.05.2022.

Information about the authors

Aleksey V. Alekseyev – PhD student of the Institute of Advanced Materials and Technologies, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), salvionn@gmail.com

Yuliya I. Kakovkina – Student, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), kakovkinaj@mail.ru

Dmitry A. Kuzmin – Student, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), dmitrykuzmin@mail.com

Roman M. Ryazanov – Researcher of the Research Laboratory of Advanced Process, SMC “Technological Centre” (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1, bld. 7), r.m.ryazanov@gmail.com

Dmitry N. Stolbov – PhD student of the Physical Chemistry Department, Lomonosov Moscow State University (Russia, 119991, Moscow, Leninskie Gory, 1, bld. 3), Engineer of the Fundamental and Applied Chemistry Department, Ivanovo State University (Russia, 153025, Ivanovo, Ermak st., 39), stolbovdn@gmail.com

Egor A. Lebedev – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Institute of Advanced Materials and Technologies, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), Researcher of the Research Laboratory of Advanced Process, SMC “Technological Centre” (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1, bld. 7), dr.beefheart@gmail.com

Dmitry G. Gromov – Dr. Sci. (Eng.), Prof. of the Institute of Advanced Materials and Technologies, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), Senior Scientific Researcher, I. M. Sechenov First Moscow State Medical University of the Ministry of Healthcare of the Russian Federation (Russia, 119991, Moscow, Trubetskaya st., 8, bld. 2), gromadima@gmail.com

ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ INTEGRATED ELECTRONICS ELEMENTS

Научная статья

УДК 621.3.049.774.3 544.541

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-3-308-321

Радиационно стойкие компоненты полузаказных аналоговых микросхем

О. В. Дворников¹, В. А. Чеховский², Н. Н. Прокопенко^{3,4},
Я. Д. Галкин^{2,5}, А. В. Куниц^{2,5}, В. Е. Чумаков³

¹ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт», г. Минск, Беларусь

²Белорусский государственный университет, г. Минск, Беларусь

³Донской государственный технический университет, г. Ростов-на-Дону, Россия

⁴Институт проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук, г. Москва, Россия

⁵Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, г. Минск, Беларусь

prokopenko@sssu.ru

Аннотация. Для проектирования и малосерийного производства аналоговых интегральных микросхем, функционирующих в экстремальных условиях, применяется базовый матричный кристалл МН2ХА031. Эффективное использование такого кристалла возможно только в допустимых диапазонах изменения параметров аналоговых компонентов при воздействии различных видов проникающей радиации. В работе с помощью схемотехнического моделирования изучено влияние флюенса нейтронов до 10^{14} нейтронов/см² и поглощенной дозы гамма-квантов до 3 Мрад на статические параметры компонентов библиотеки схемотехнических решений МН2ХА031: компаратора ADComp3, операционного усилителя с малым напряжением смещения нуля OАmp2, мультидифференциального операционного усилителя OАmp8, зарядочувствительного усилителя с входным двухзатворным транзистором. Установлено, что компаратор ADComp3, усилители OАmp2, OАmp8 и зарядочувствительный усилитель сохраняют свою работоспособность при поглощенной дозе гамма-квантов, равной 3 Мрад. Допустимыми значениями флюенса нейтронов для ADComp3, OАmp8, зарядочувствительного усилителя являются 10^{14} нейтронов/см², для OАmp2 – 10^{13} нейтронов/см². Установлено, что моделирование радиационного изменения параметров компонентов при более высоких флюенсах нейтронов (более 10^{14} нейтронов/см²) и поглощенной дозе гамма-квантов

© О. В. Дворников, В. А. Чеховский, Н. Н. Прокопенко, Я. Д. Галкин, А. В. Куниц, В. Е. Чумаков, 2022

более 3 Мрад целесообразно после экспериментальной проверки адекватности моделей транзисторов при указанных уровнях проникающей радиации.

Ключевые слова: радиационная стойкость, двухзатворный полевой транзистор с управляющим $p-n$ -переходом, компаратор, операционный усилитель, зарядочувствительный усилитель

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 22-29-00637).

Для цитирования: Радиационно стойкие компоненты полужаказных аналоговых микросхем / Дворников О. В., Чеховский В. А., Прокопенко Н. Н. и др. //Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 308–321. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-308-321>

Original article

Radiation-hardened components of semi-custom analog microcircuits

O. V. Dvornikov¹, V. A. Tchekhovskiy², N. N. Prokopenko^{3,4},
Ya. D. Galkin^{2,5}, A. V. Kunts^{2,5}, V. E. Chumakov³

¹“Minsk Scientific Research Instrument-Making Institute” JSC, Minsk, Belarus

² Belarusian State University, Minsk, Belarus

³ Don State Technical University, Rostov-on-Don, Russia

⁴ Institute for Design Problems in Microelectronics of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

⁵ Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

prokopenko@sssu.ru

Abstract. For the design and semi-custom production of analog integrated circuits operating under extreme conditions, a master slice array MH2XA031 is applied. Its effective use is possible only with a clear understanding of the permissible ranges of changes in the parameters of analog components when exposed to various types of penetrating radiation. In this work, the influence of neutron fluence up to 10^{14} neutrons/cm² and the absorbed dose of gamma quanta up to 3 Mrad on the static parameters of the components of the MH2XA031 circuit design library: the ADComp3 comparator, an operational amplifier with a low zero offset voltage OAm2, a multi-differential operational amplifier OAm8, a charge-sensitive amplifier with an input double gate transistor is considered. It was found that the ADComp3 comparator, the OAm2, OAm8 amplifiers, and the charge-sensitive amplifier maintain their operability at an absorbed dose of gamma quanta equal to 3 Mrad. Acceptable neutron fluence values are for ADComp3, OAm8, CSAs – 10^{14} neutrons/cm², OAm2 – 10^{13} neutrons/cm². It has been established that modeling of radiation changes in the parameters of components at higher neutron fluences (more than 10^{14} neutrons/cm²) and the absorbed dose of gamma quanta more than 3 Mrad is advisable after experimental verification of the adequacy of the models of the transistors used at the specified levels of penetrating radiation.

Keywords: radiation resistance, double gate JFET, junction field effect transistor, comparator, operational amplifier, charge-sensitive amplifier

Finding: the work has been supported by the Russian Science Foundation (project No. 22-29-00637).

For citation: Dvornikov O. V., Tchekhovskiy V. A., Prokopenko N. N., Galkin Ya. D., Kunts A. V., Chumakov V. E. Radiation-hardened components of semi-custom analog microcircuits. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 308–321. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-308-321>

Введение. Для проектирования и малосерийного производства аналоговых интегральных микросхем (ИМС), функционирующих в экстремальных условиях, применяется базовый матричный кристалл (БМК) МН2ХА031 [1]. Главное отличие этого кристалла от аналогичных полупроводниковых изделий – использование новых конструктивно-схемотехнических решений на биполярных (Bipolar Transistors, ВТ) и полевых транзисторах, управляемых p - n -переходом (Junction Field Effect Transistors, JFET), что позволяет повысить радиационную стойкость и расширить диапазон рабочих температур до -150 °С. Эффективное применение БМК МН2ХА031 при разработке специализированных ИМС возможно только в допустимых диапазонах изменения параметров аналоговых компонентов при воздействии различных видов проникающей радиации.

В настоящей работе рассматривается радиационное изменение статических параметров основных компонентов библиотеки схемотехнических решений БМК МН2ХА031 при воздействии нейтронов с флюенсом F_N до 10^{14} нейтронов/см² и поглощенной дозой гамма-квантов D_G до 3 Мрад.

Конструктивные особенности БМК МН2ХА031. Согласно экспериментальным исследованиям статические параметры многих интегральных JFET незначительно изменяются при поглощенной дозе гамма-квантов ^{60}Co до 3 Мрад и воздействии флюенса быстрых электронов до 10^{14} электронов/см² с энергией 6 МэВ, что эквивалентно действию нейтронов с $F_N \approx 4 \cdot 10^{13}$ нейтронов/см² и энергией 1,5 МэВ [2]. Основным критерием радиационной стойкости JFET для применения в аналоговых ИМС является допустимое значение обратного тока затвора [3, 4].

Известно, что значительно уменьшить обратный ток затвора интегральных JFET без существенного изменения технологического маршрута изготовления ИМС возможно при использовании двухзатворного JFET (Double Gate JFET, DG JFET) с управлением верхним затвором [5, 6]. Такая конструкция DG JFET разработана для применения в БМК МН2ХА031, созданном по технологическому маршруту ЗСВіТ (ОАО «Интеграл», г. Минск, Беларусь) [3], позволяющему формировать на одной полупроводниковой подложке p -JFET (рис. 1) и комплементарные вертикальные ВТ.

Топология DG JFET благодаря центрально расположенному стоку 7, окруженному со всех сторон верхним затвором 6 и истоком 5, обеспечивает разрыв электрического соединения нижнего (Bottom Gate, BG) и верхнего (Top Gate, TG) затворов, а также минимизацию емкости стока и сопротивления истока. Такую конструкцию DG JFET рекомендуется применять в усилительных каскадах с общим истоком, в которых сопротивление полупроводниковой области истока уменьшает крутизну JFET и, следовательно, усиление по напряжению, а емкость стока усиливается эффектом Миллера. Отметим, что площадь верхнего затвора в разработанной конструкции DG JFET почти в 8,3 раза меньше, чем нижнего, а обратный ток верхнего затвора в нормальных условиях менее 10^{-12} А [1].

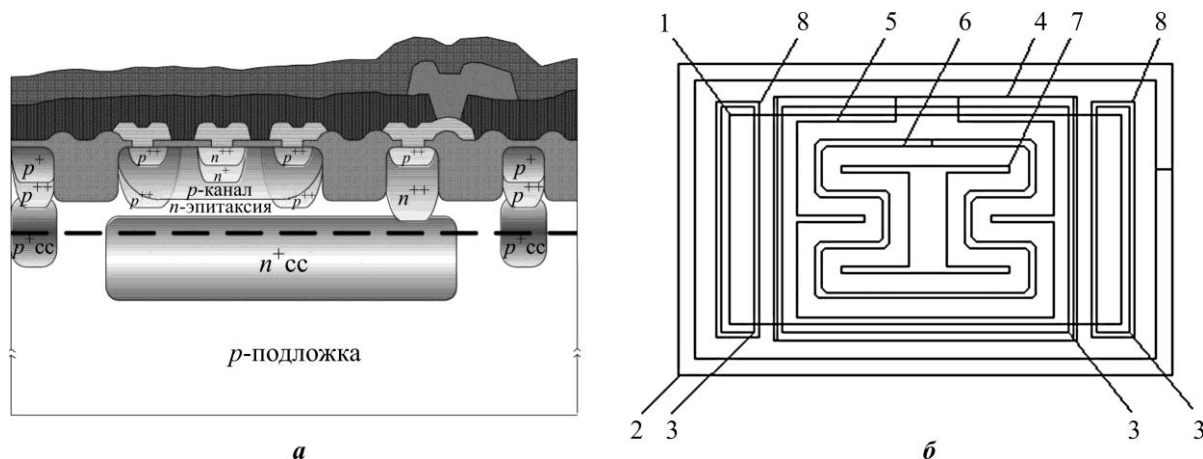


Рис. 1. Типовая структура (а) и топология (б) p -JFET, созданные по технологическому маршруту ЗСВtТ: 1 – скрытый n^+ -слой n^+cc ; 2 – скрытый p^+ -слой p^+cc ; 3 – разделение; 4 – p -канал; 5 – окно истока; 6 – окно верхнего n^+ -затвора; 7 – окно стока; 8 – окно к области, контактирующей с нижним затвором

Fig. 1. Typical structure (a) and layout (b) of p -JFET created along the ЗСВtТ technological route of Integral OJSC: 1 – hidden n^+ -layer n^+cc ; 2 – hidden p^+ -layer p^+cc ; 3 – isolation; 4 – p -channel; 5 – source window; 6 – top n^+ -gate window; 7 – drain window; 8 – window to the area in contact with the bottom gate

Таким образом, отличие БМК МН2ХА031 от предыдущих изделий [7, 8] заключается в следующем:

- малошумящие p -JFET заменены на пару DG JFET, расположение которых на топологии позволяет использовать их как входные транзисторы дифференциальных каскадов с соединенными или отдельными затворами либо в качестве одного p -JFET с увеличенной крутизной;

- размещение на топологии многоэмиттерных n - p - n - и p - n - p -транзисторов выполнено способом, упрощающим их применение в дифференциальных каскадах с малошумящими ВТТ;

- для повышения радиационной стойкости вертикальный p - n - p -транзистор выполнен в отдельном изолированном кармане n -типа проводимости, соединенном с эмиттером.

Одно из главных преимуществ БМК МН2ХА031 – апробированная библиотека Spice-параметров интегральных элементов, включающая в себя идентифицированные параметры DG JFET [9], что допускает применение DG JFET при синтезе и схемотехническом моделировании аналоговых ИМС. Кроме того, модели всех активных элементов удовлетворительно описывают изменение ВАХ в диапазоне температур и при воздействии гамма-квантов с поглощенной дозой до 3 Мрад, флюенса до 10^{14} нейтронов/см² [3, 4]. При моделировании не учитывается только радиационное изменение тока затвора p -JFET. Именно эти модели применены при разработке рассматриваемых электрических схем.

Основные аналоговые компоненты БМК МН2ХА031. При разработке специализированных ИМС целесообразно применять следующие компоненты библиотеки схемотехнических решений БМК, апробированных в нормальных условиях: компаратор ADComp3 (рис. 2); операционный усилитель (ОУ) с малым напряжением смещения нуля, устанавливаемым действием отрицательной обратной связи (ОС) по синфазному сигналу OАmp2; мультидифференциальный операционный усилитель (МОУ) OАmp8, позволяющий на одном МОУ реализовывать функции инструментального усилителя; зарядочувствительный усилитель (ЗЧУ) с входным DG JFET.

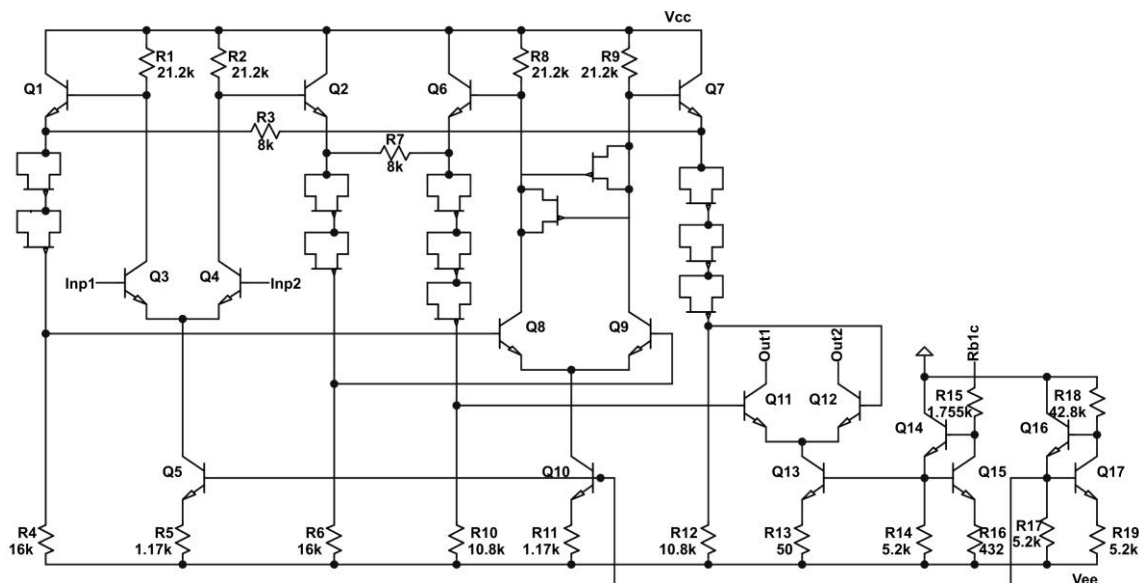


Рис. 2. Электрическая схема компаратора ADComp3
 Fig. 2. Electrical diagram of the ADComp3 comparator

Работа, характеристики, а также влияние проникающей радиации на компараторы, такие как ADComp3, подробно рассмотрены в работах [7, 10]. Отличие электрической схемы компаратора ADComp3 от предыдущих изделий заключается в том, что для уменьшения энергопотребления значительно уменьшены рабочие токи транзисторов за счет увеличения сопротивления эмиттерных резисторов и снижено напряжение питания до ± 3 В путем замены стабилитронов в каскадах сдвига уровня на цепи последовательно соединенных диодов. В то же время для обеспечения требуемого уровня максимального выходного тока I_{OUT} по выходам *Out1*, *Out2* и возможности его уменьшения (при необходимости) введена подстройка I_{OUT} с помощью соединения вывода R_{b1c} (один из выводов резистора $R15$) через внешний резистор с шиной нулевого напряжения или положительного напряжения питания V_{CC} . Диоды реализованы на *p*-JFET только ввиду их достаточного количества на полупроводниковом кристалле.

Принятые положения позволили в нормальных условиях уменьшить ток потребления компаратора (без выходного каскада на $Q11$, $Q12$) от положительного источника питания до $I_{CC} = 0,98$ мА по сравнению с $I_{CC} = 1,75$ мА компаратора, описанного в [3]. При этом входной ток составил $I_{INP} = 0,6$ мкА, а $I_{OUT} = 4,2$ мА. Радиационную стойкость компаратора ADComp3 характеризуют результаты моделирования при напряжении источников питания ± 3 В и соединении выходов *Out1*, *Out2* через 50-Ом резисторы с шиной нулевого напряжения (рис. 3–5).

Несмотря на уменьшение I_{OUT} и значительный рост I_{INP} можно рекомендовать применение компаратора ADComp3 при воздействии флюенса до 10^{14} нейтронов/см². При этом следует учитывать, что влияние поглощенных гамма-квантов на параметры компаратора намного слабее, чем нейтронов. Сравнение результатов, показанных на рис. 5, 6, позволяет утверждать, что изменение параметров компаратора при $D_G = 3$ Мрад близко к такому же изменению параметров при воздействии $F_N = 3 \cdot 10^{13}$ нейтронов/см².

В ОУ OAmpl2, упрощенная схема которого показана на рис. 6, в отличие от исходной схемы ОУ OAmpl1 [8] реализована ОС по синфазному сигналу за счет введения дополнительного дифференциального каскада на транзисторах $Q29$ – $Q34$, сравнивающего сигнал с выхода резистивного делителя, включенного между парафазными выходами

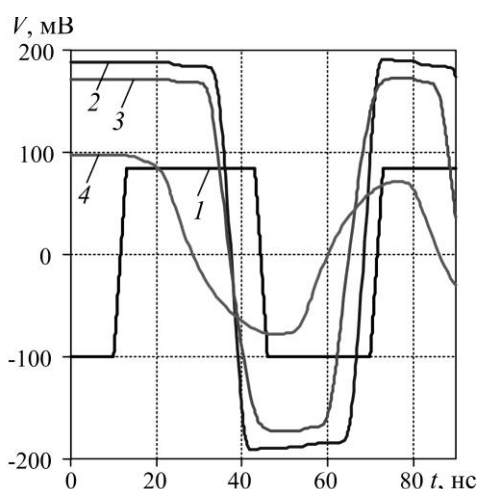


Рис. 3. Напряжение на входе INP1 (кривая 1) и между выходами компаратора при $V_{INP2} = 0$: 2 – в нормальных условиях; 3 – при $F_N = 10^{14}$ нейтронов/см²; 4 – при $F_N = 3 \cdot 10^{14}$ нейтронов/см²

Fig. 3. Voltage at input INP1 (curve 1) and between comparator outputs at $V_{INP2} = 0$: 2 – under normal conditions; 3 – at $F_N = 10^{14}$ neutrons/cm²; 4 – at $F_N = 3 \cdot 10^{14}$ neutrons/cm²

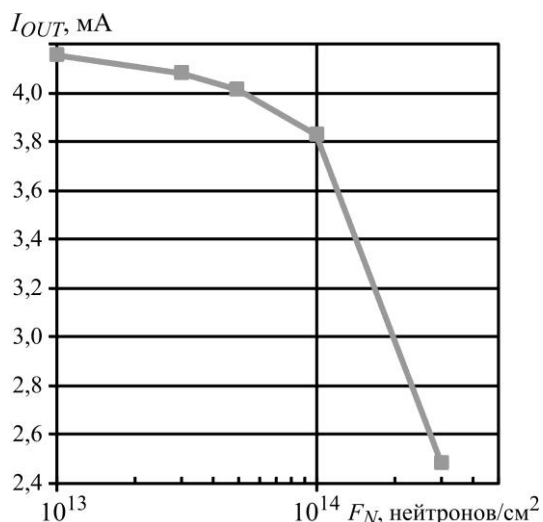


Рис. 4. Зависимость максимального выходного тока I_{OUT} компаратора ADComp3 от потока нейтронов F_N

Fig. 4. Dependence of the maximum output current I_{OUT} of the comparator ADComp3 on the neutron fluence F_N

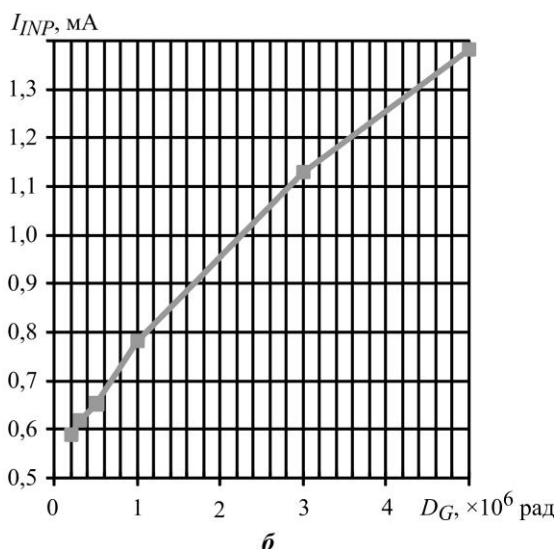
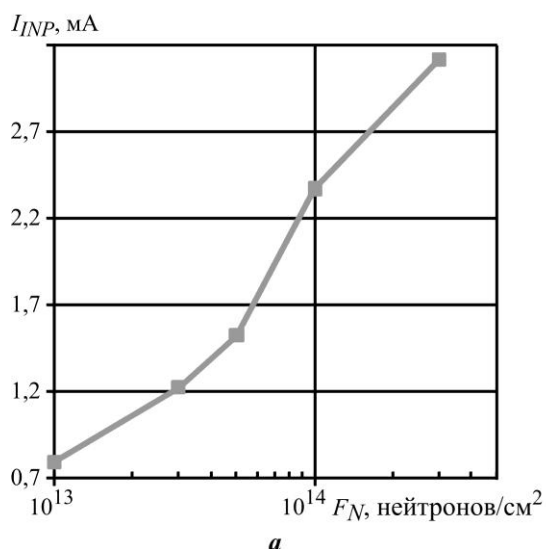


Рис. 5. Зависимости входного тока I_{INP} компаратора ADComp3 от потока нейтронов F_N (а) и поглощенной дозы гамма-излучения D_G (б)

Fig. 5. Dependences of the input current I_{INP} of the comparator on ADComp3 on the neutron fluence F_N (a) and absorbed dose of gamma radiation D_G (b)

ОУ, и выводом FB. Все узлы на рис. 6 с одинаковым наименованием (V_{CC} , V_{EE} , N1, N2, P1, P2) соединены между собой. В узлы Biasn, Biasp поступает напряжение от блока смещения (на рис. 6 не показан). Если напряжение в узле FB отличается от напряжения на базах Q31, Q34, то коллекторные токи Q29, Q30, Q32, Q33 изменяются и изменяют напряжение на коллекторах Q3, Q4, выходах Out1, Out2 до тех пор, пока напряжение в узле FB не станет равным выходному напряжению резистивного делителя R20, R21.

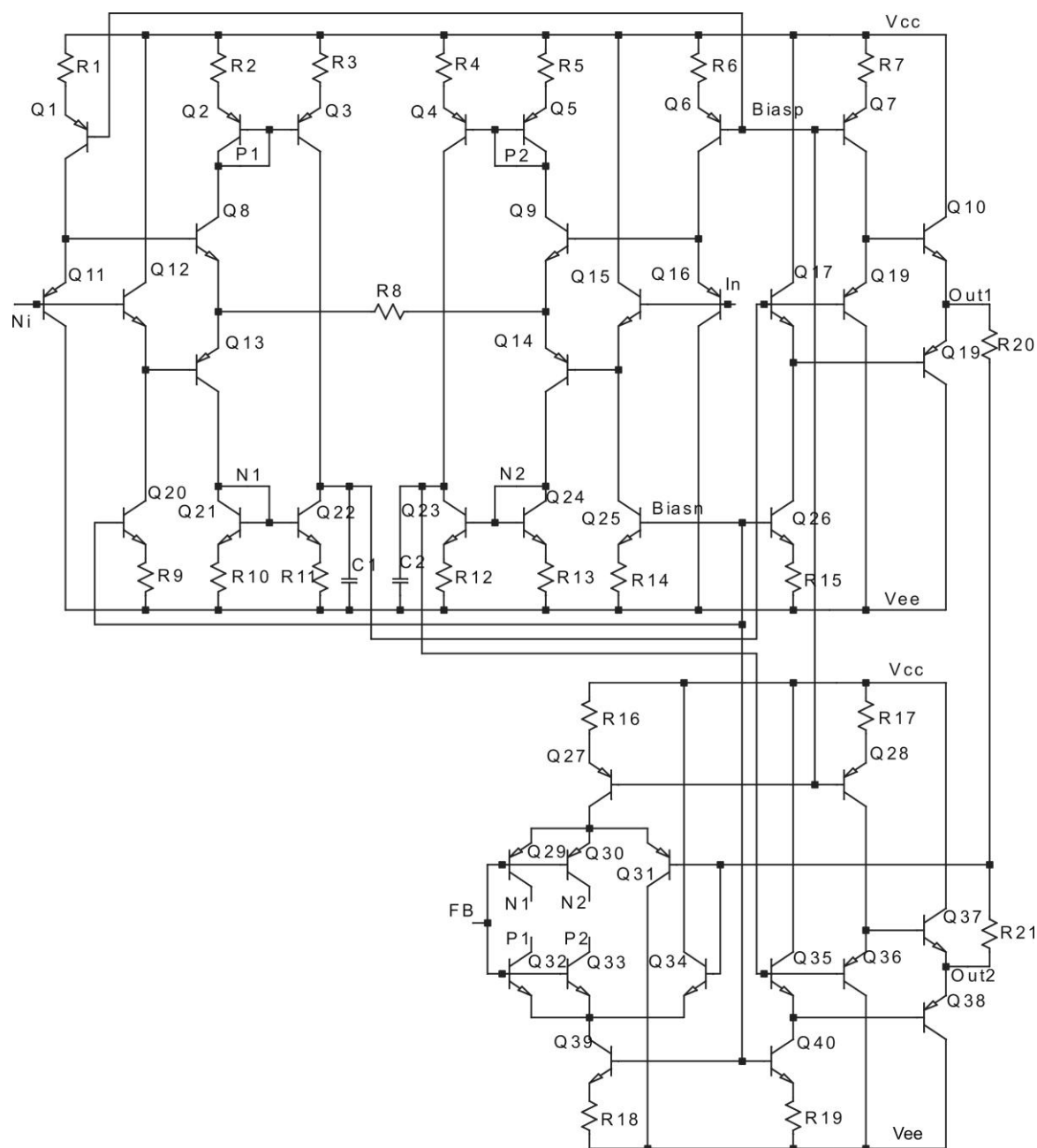


Рис. 6. Упрощенная электрическая схема ОУ ОАmp2
 Fig. 6. Simplified electrical circuit of the OУ OАmp2 op-amp

Действие ОС по синфазному сигналу приводит к уменьшению напряжения смещения нуля V_{OFF} , вызванному технологическим разбросом параметров интегральных элементов и/или внешними воздействиями. Измерения экспериментальных образцов показали, что V_{OFF} ОУ ОАmp2 почти в 10 раз меньше, чем у подобного ОУ без ОС по синфазному сигналу. Работоспособность ОУ ОАmp2 при воздействии проникающей радиации характеризуют результаты моделирования зависимости входного тока и коэффициента усиления K_V от флюенса нейтронов (рис. 7). Целесообразно применение ОУ ОАmp2 в области достаточно больших K_V и малых значений I_{INP} , т. е. до 10^{13} нейтронов/см². Воздействие гамма-квантов на параметры ОУ ОАmp2 намного слабее, и поэтому можно рекомендовать его применение до 3 Мрад. Встроенная ОС по

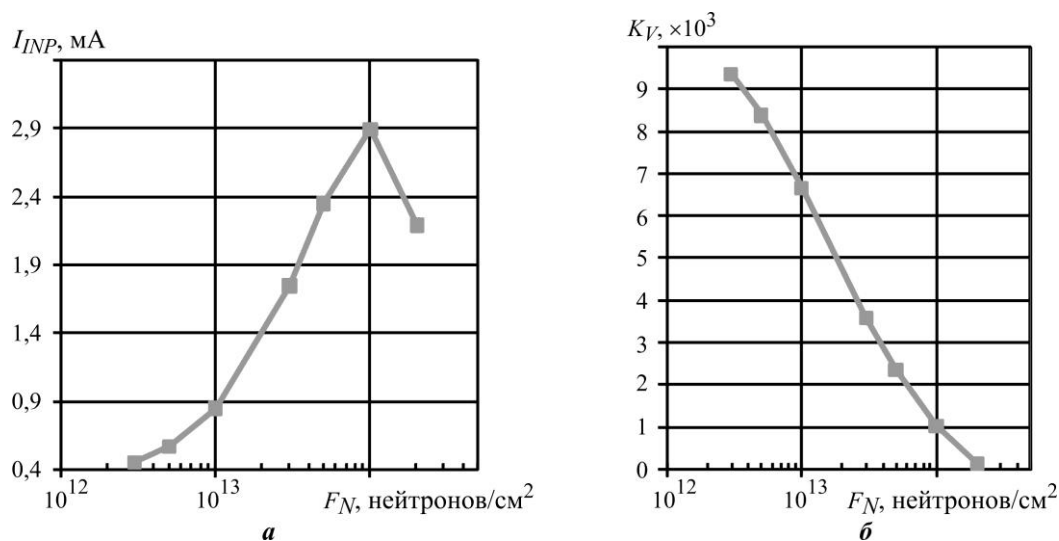


Рис. 7. Зависимости входного тока I_{INP} (а) и коэффициента усиления напряжения K_V (б) ОУ ОАmp2 от потока нейтронов F_N

Fig. 7. Dependences of the input current I_{INP} (a) and voltage gain K_V (b) of OАmp2 on the neutron fluence F_N

синфазному сигналу позволяет без применения дополнительных интегральных элементов реализовать новую функцию, необходимую в различных устройствах, – сдвиг постоянного уровня выходного напряжения ОУ при подаче напряжения на вывод FB . Отметим, что встроенная частотная коррекция ОУ ОАmp2 обеспечивает при частоте единичного усиления 60 МГц запас по фазе 38° .

МОУ ОАmp8 (рис. 8) состоит из трех усилительных каскадов. В первом каскаде, выполненном по схеме «перегнутого» каскада на транзисторах с общей базой $Q1$, $Q2$, нагрузкой которых являются JFET $J7$, $J9$, применяется суммирование токов стока двух входных дифференциальных каскадов ($J2$, $J3$ и $J5$, $J6$) на резисторах $J12$, $J13$. Вторым усилительным каскадом является дифференциальный каскад на $J10$, $J11$ с нагрузкой в виде «токового зеркала» $Q3$, $Q4$. Третий усилительный каскад образует транзистор с общим эмиттером $Q5$ с нагрузкой $J14$. Истоковый повторитель $J16$ с источником тока $J15$ и транзисторами $Q6$ – $Q11$ представляет собой двухтактный выходной каскад.

В МОУ ОАmp8 применены n – p – n -BJT и p -JFET с высоким уровнем радиационной стойкости, а менее радиационно стойкие p – n – p -транзисторы использованы только в выходном каскаде. Уменьшение усиления p – n – p -транзисторов при воздействии проникающей радиации приводит в основном к уменьшению амплитуды выходного сигнала при работе на низкоомную нагрузку. Однако в режиме холостого хода усиление напряжения этого МОУ достаточно высокое. МОУ ОАmp8 можно рекомендовать для применения до флюенса 10^{14} нейтронов/см² (рис. 9). При потоках более 10^{14} нейтронов/см² моделирование следует повторить после экспериментальной апробации моделей в этом диапазоне воздействия проникающей радиации.

В различных аналоговых интерфейсах датчиков применяются ЗЧУ, обычно представляющие собой инвертирующий усилитель напряжения, охваченный емкостной ОС. Быстродействие ЗЧУ, а именно длительность фронта нарастания выходного сигнала, значительно зависит от входной емкости C_{INP} , а на уровень шумов оказывают влияние как C_{INP} , так I_{INP} [11]. По указанной причине в качестве входного транзистора ЗЧУ желательно применять DG JFET. ЗЧУ с входным DG JFET показан на рис. 10, а его характеристики и преимущества рассмотрены в [1].

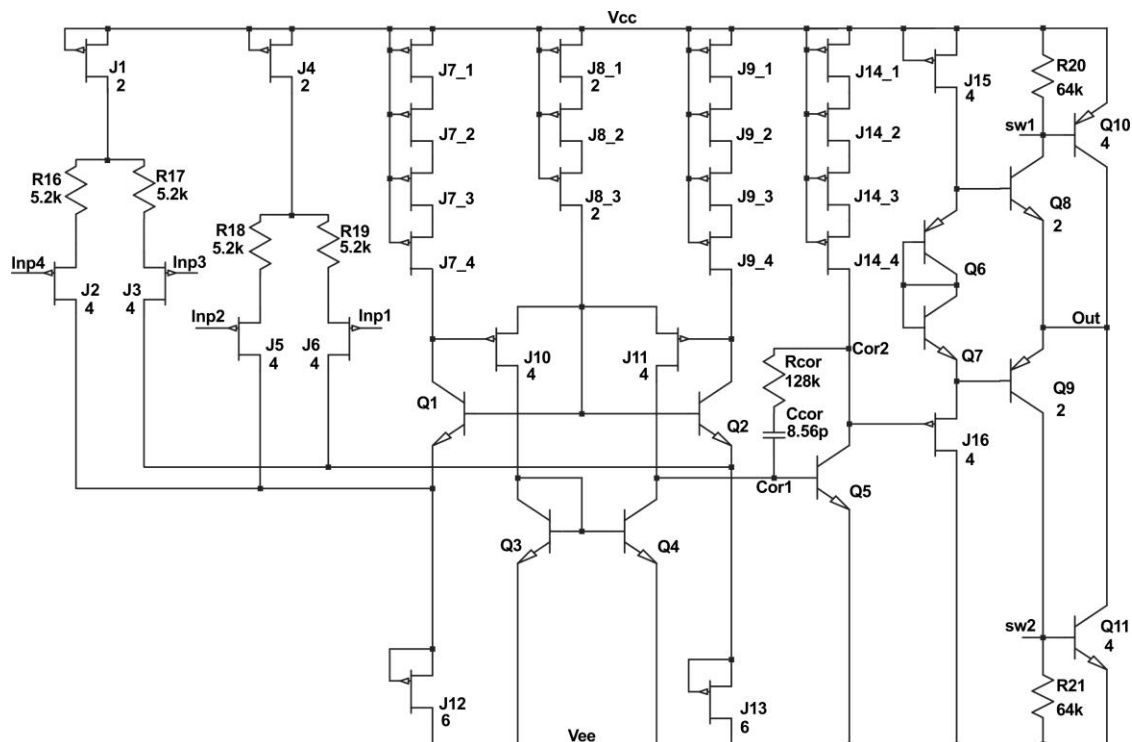


Рис. 8. Электрическая схема МОУ ОАmp8
Fig. 8. Electrical circuit of the MOAmP8

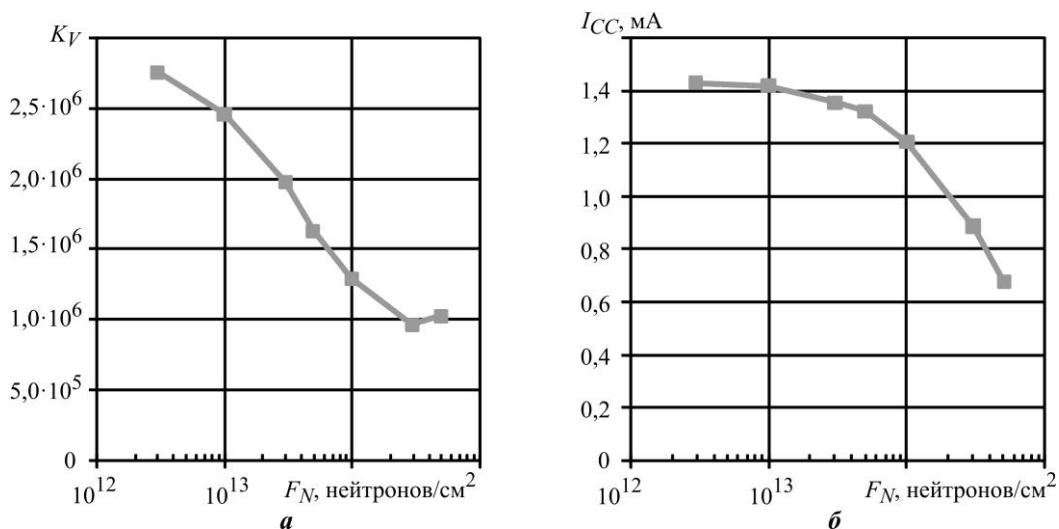


Рис. 9. Зависимости коэффициента усиления напряжения K_V (а) и тока потребления I_{CC} (б) ОУ ОАmp8 от потока нейтронов F_N

Fig. 9. Dependences of the voltage gain K_V (a) and current consumption I_{CC} (b) of OAmP8 on the neutron fluence F_N

Радиационную стойкость ЗЧУ лучше всего описывают результаты моделирования (рис. 11) выходного импульса напряжения в узле *Out* при поступлении на вход *Inp* токового импульса в виде дельта-функции с зарядом $Q_{INP} = 100$ фКл при емкости датчика $C_D = 100$ пФ, подключенного к входу, и соединении вывода нижнего затвора (узел BG) с шиной нулевого напряжения. Для сравнения результатов моделирования выходные импульсы в нормальных условиях и при воздействии $F_N = 10^{14}$ нейтронов/см² приведены со сдвигом по постоянному уровню напряжения.

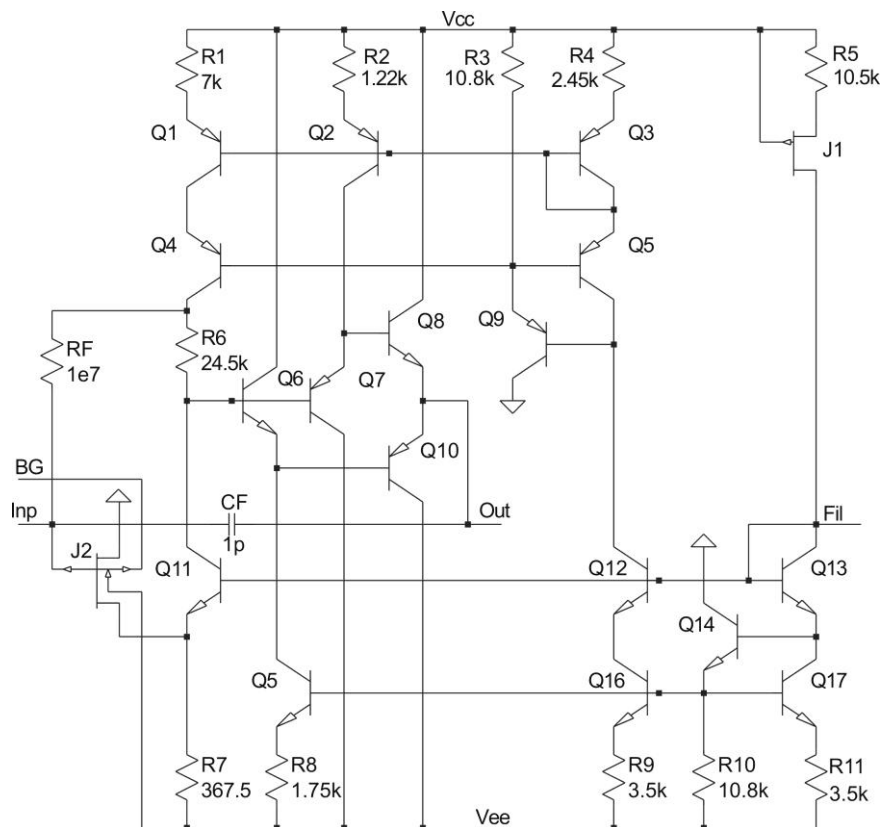


Рис. 10. Электрическая схема ЗЧУ с двухзатворным *p*-JFET
 Fig. 10. Electrical circuit of the CSAs with a double gate *p*-JFET

Результаты моделирования позволяют сделать следующие выводы:

- постоянный уровень выходного напряжения ЗЧУ в нормальных условиях составляет +18,464 мВ, а при воздействии $F_N = 10^{14}$ нейтронов/см² равен +480,683 мВ. Изменение этого уровня обусловлено уменьшением коэффициента усиления тока ВJT выходного каскада, так как даже возможное значительное увеличение обратного тока верхнего затвора, составляющего в нормальных условиях менее 10^{-12} А, не вызовет существенного падения напряжения на резисторе обратной связи $RF = 10$ МОм;

- уменьшение амплитуды выходного импульса с 95,35 до 90,46 мВ и увеличение длительности фронта нарастания с 39,62 до 60,77 нс при воздействии флюенса 10^{14} нейтронов/см² по сравнению с нормальными условиями не является критичным во многих случаях использования ЗЧУ.

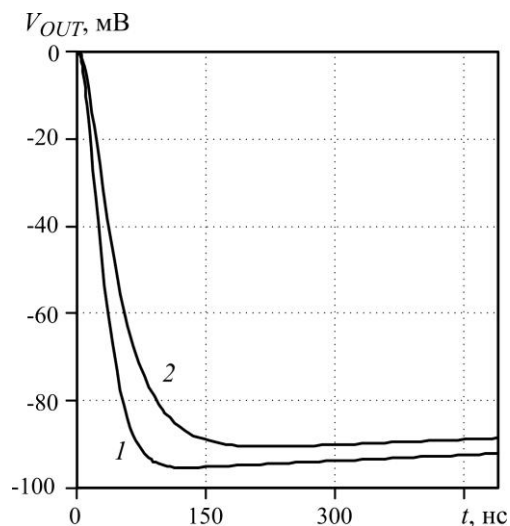


Рис. 11. Напряжение на выходе ЗЧУ со сдвигом постоянного уровня при $C_D = 100$ пФ, $Q_{INP} = 100$ фКл: 1 – в нормальных условиях ($V_{OUT} = 18,464$ мВ); 2 – при $F_N = 10^{14}$ нейтронов/см² ($V_{OUT} = 480,683$ мВ)
 Fig. 11. The output voltage of the CSAs with a constant level shift at $C_D = 100$ pF, $Q_{INP} = 100$ fC: 1 – under normal conditions ($V_{OUT} = 18,464$ mV); 2 – at $F_N = 10^{14}$ neutrons/cm² ($V_{OUT} = 480,683$ mV)

Таким образом, можно утверждать, что ЗЧУ с входным DG JFET работоспособен при $F_N = 10^{14}$ нейтронов/см².

Заключение. Схемотехническое моделирование изменения статических параметров компонентов библиотеки схемотехнических решений БМК МН2ХА031 при воздействии флюенса до 10^{14} нейтронов/см² и поглощенной дозе гамма-квантов до 3 Мрад показало следующее. Все основные компоненты библиотеки (компаратор ADComp3, ОУ ОАmp2, МОУ ОАmp8, ЗЧУ с входным DG JFET) сохраняют свою работоспособность при поглощенной дозе гамма-квантов, равной 3 Мрад. В то же время допустимое значение флюенса для компараторов ADComp3, ОАmp8, ЗЧУ составляет 10^{14} нейтронов/см², для ОУ ОАmp2 – 10^{13} нейтронов/см².

Моделирование радиационного изменения параметров аналоговых компонентов при флюенсах более 10^{14} нейтронов/см² и поглощенной дозе гамма-квантов более 3 Мрад целесообразно только после экспериментальной проверки адекватности моделей ВJT и JFET при указанных уровнях проникающей радиации.

Литература

1. Проектирование аналоговых микросхем для экстремальных условий эксплуатации на основе базового матричного кристалла МН2ХА031 / **О. В. Дворников, В. А. Чеховский, Н. Н. Прокопенко и др.** // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2021. № 2. С. 37–46. doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2021-2-37-46>
2. Прогнозирование стойкости биполярных микросхем к различным видам проникающих излучений / **О. В. Дворников, В. А. Чеховский, В. Л. Дятлов и др.** // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: 23-я Междунар. Крым. конф. (Севастополь, 8–13 сент. 2013). М.; Севастополь: КНТЦ им. Попова, 2015. Т. 2. С. 925–927.
3. **Прокопенко Н. Н., Дворников О. В., Бугакова А. В.** Проектирование низкотемпературных и радиационно-стойких аналоговых микросхем для обработки сигналов датчиков: монография. М.: СОЛОН-Пресс, 2021. 200 с.
4. Учет одновременного воздействия низких температур и проникающей радиации на характеристики биполярных и JFET-транзисторов при схемотехническом моделировании / **О. В. Дворников, В. А. Чеховский, Н. Н. Прокопенко и др.** // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2020. № 1. С. 46–55. doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2020-1-46-55>
5. **Close J. P., Counts L. W.** A 50-fA junction-isolated operational amplifier // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1988. Vol. 23. Iss. 3. P. 843–851. doi: <https://doi.org/10.1109/4.328>
6. **Nanver L. K., Goudena E. J. G.** Design considerations for integrated high-frequency p-channel JFETs // IEEE Transactions on Electron Devices. 1988. Vol. 35. Iss. 11. P. 1924–1934. doi: <https://doi.org/10.1109/16.7406>
7. Проектирование компараторов напряжений на базе элементов радиационно-стойкого низкотемпературного BiJFET базового матричного кристалла МН2ХА030 / **О. В. Дворников, В. А. Чеховский, В. Л. Дятлов и др.** // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2018. № 4. С. 10–16. doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2018-4-10-16>
8. BiJFet array chip МН2ХА030 – a design tool for radiation-hardened and cryogenic analog integrated circuits / **О. В. Дворников, В. Л. Дятлов, В. А. Чеховский et al.** // 2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EexPolytech). St. Petersburg: IEEE, 2018. P. 13–17. doi: <https://doi.org/10.1109/EEExPolytech.2018.8564415>
9. **Галкин Я. Д., Дворников О. В., Чеховский В. А., Прокопенко Н. Н.** Экспериментальные исследования и модель двухзатворного JFET для аналоговых интегральных микросхем // Доклады БГУИР. 2021. Т. 19. № 7. С. 5–12. doi: <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-5-12>

10. Влияние проникающей радиации на параметры аналоговых компонентов базового матричного кристалла МН2ХА030 / **О. В. Дворников, В. А. Чеховский, В. Л. Дятлов и др.** // Доклады БГУИР. 2021. Т. 19. № 4. С. 52–60. doi: <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-4-52-60>

11. **Dvornikov O. V., Tchekhovski V. A., Prokopenko N. N., Pakhomov I. V.** Reducing noises of high-speed Bi-JFET charge-sensitive amplifiers during schematic design // IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 2020. Vol. 862. Art. ID: 022068. doi: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/862/2/022068>

Статья поступила в редакцию 25.01.2022 г.; одобрена после рецензирования 11.02.2022 г.; принята к публикации 04.05.2022 г.

Информация об авторах

Дворников Олег Владимирович – доктор технических наук, доцент, главный научный сотрудник ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт» (Беларусь, 220113, г. Минск, ул. Якуба Коласа, 73), oleg_dvornikov@tut.by

Чеховский Владимир Алексеевич – заведующий лабораторией электронных методов и средств эксперимента Института ядерных проблем Белорусского государственного университета (Беларусь, 220045, г. Минск, ул. Академика Курчатова, 7), vtchek@hep.by

Прокопенко Николай Николаевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информационных систем и радиотехники Донского государственного технического университета (Россия, 344000, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1), заведующий Научно-исследовательской лабораторией проблем проектирования в экстремальной микроэлектронике Института проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук (Россия, 124365, г. Москва, г. Зеленоград, ул. Советская, 3) и Донского государственного технического университета (Россия, 344000, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1), prokopenko@sss.ru

Галкин Ярослав Денисович – младший научный сотрудник лаборатории электронных методов и средств эксперимента Института ядерных проблем Белорусского государственного университета (Беларусь, 220045, г. Минск, ул. Академика Курчатова, 7), аспирант кафедры микро- и наноэлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Беларусь, 220013, г. Минск, ул. Петруся Бровки, 6), galkinyaroslav@gmail.com

Кунц Алексей Вадимович – младший научный сотрудник лаборатории электронных методов и средств эксперимента Института ядерных проблем Белорусского государственного университета (Беларусь, 220045, г. Минск, ул. Академика Курчатова, 7), аспирант кафедры микро- и наноэлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Беларусь, 220013, г. Минск, ул. Петруся Бровки, 6), alexeykunts97@gmail.com

Чумаков Владислав Евгеньевич – аспирант кафедры информационных систем и радиотехники Донского государственного технического университета (Россия, 344000, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1), chumakov.dssa@mail.ru

References

1. Dvornikov O. V., Tchekhovsky V. A., Prokopenko N. N., Galkin Y. D., Kunts A. V., Chumakov V. E. Analog integrated circuits design for extreme environmental conditions on the base of master slice array МН2ХА03. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2021, no. 2, pp. 37–46. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2021-2-37-46>

2. Dvornikov O. V., Chekhovski V. A., Dyatlov V. L., Bogatyrev Yu. V., Lastovsky S. B. Forecasting the resistance of bipolar microcircuits to various types of penetrating radiation. *SVCh-tekhnika i*

telekommunikatsionnyye tekhnologii = Microwave and Telecommunication Technology, 23rd International Crimean Conference (Sevastopol, September 8–13, 2013). Moscow, Sevastopol, Crimean Scientific and Technical Center n. a. Popov, 2015, vol. 2, pp. 925–927. (In Russian).

3. Prokopenko N. N., Dvornikov O. V., Bugakova A. V. *Design of low-temperature and radiation-resistant analog microcircuits for processing sensor signals*, monograph. Moscow, SOLON-Press Publ., 2021. 200 p. (In Russian).

4. Dvornikov O. V., Tchekhovski V. A., Prokopenko N. N., Galkin Ya. D., Kunts A. V. Taking into account the simultaneous effects of low temperatures and penetrating radiation on the characteristics of bipolar and JFETs in circuit simulation. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2020, no. 1, pp. 46–55. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2020-1-46-55>

5. Close J. P., Counts L. W. A 50-fA junction-isolated operational amplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1988, vol. 23, iss. 3, pp. 843–851. doi: <https://doi.org/10.1109/4.328>

6. Nanver L. K., Goudena E. J. G. Design considerations for integrated high-frequency p-channel JFETs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1988, vol. 35, iss. 11, pp. 1924–1934. doi: <https://doi.org/10.1109/16.7406>

7. Dvornikov O. V., Chekhovskiy V. A., Dzyatlau V. L., Prokopenko N. N., Budyakov P. S. Design of voltage comparators based on the elements of the radiation-hardened low-temperature BiJFET array chip MH2XA030. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2018, no. 4, pp. 10–16. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2018-4-10-16>

8. Dvornikov O. V., Dzyatlau V. L., Tchekhovskiy V. A., Prokopenko N. N., Bugakova A. V. BiJFET array chip MH2XA030 – a design tool for radiation-hardened and cryogenic analog integrated circuits. *2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech)*. St. Petersburg, IEEE, 2018, pp. 13–17. doi: <https://doi.org/10.1109/EExPolytech.2018.8564415>

9. Galkin Y. D., Dvornikov O. V., Tchekhovskiy V. A., Prokopenko N. N. Experimental studies and a double gate JFET model for analog integrated circuits. *Doklady BGUIR*, 2021, vol. 19, no. 7, pp. 5–12. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-5-12>

10. Dvornikov O. V., Tchekhovskiy V. A., Dzyatlau V. L., Galkin Y. D., Prokopenko N. N. Ionizing radiation influence on parameters of analog components of the master slice array MH2XA030. *Doklady BGUIR*, 2021, vol. 19, no. 4, pp. 52–60. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-4-52-60>

11. Dvornikov O. V., Tchekhovskiy V. A., Prokopenko N. N., Pakhomov I. V. Reducing noises of high-speed Bi-JFET charge-sensitive amplifiers during schematic design. *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, 2020, vol. 862, art. ID: 022068. doi: [10.1088/1757-899X/862/2/022068](https://doi.org/10.1088/1757-899X/862/2/022068)

The article was submitted 25.01.2022; approved after reviewing 11.02.2022; accepted for publication 04.05.2022.

Information about the authors

Oleg V. Dvornikov – Dr. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., Chief Researcher, “Minsk Scientific Research Instrument-Making Institute” JSC (Belarus, 220113, Minsk, Yakub Kolas st., 73), oleg_dvornikov@tut.by

Vladimir A. Tchekhovskiy – Head of the Electronic Methods and Experimental Means Laboratory, Institute of Nuclear Problems, Belarusian State University (Belarus, 220045, Minsk, Akademik Kurchatov st., 7), vtchek@hep.by

Nikolay N. Prokopenko – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Head of the Information Systems and Radio Engineering Department, Don State Technical University (Russia, 344000, Rostov-on-Don, Gagarin sq., 1), Head of the Research Laboratory of Design Problems in Extreme Microelectronics, Institute for Design Problems in Microelectronics of the Russian Academy of Sciences (Russian, 124365, Moscow, Sovetskaya st., 3) and Don State Technical University (Russia, 344000, Rostov-on-Don, Gagarin sq., 1), prokopenko@sss.ru

Yaroslav D. Galkin – Junior Scientific Researcher of the Electronic Methods and Experimental Means Laboratory, Institute of Nuclear Problems, Belarusian State University (Belarus, 220045, Minsk, Akademik Kurchatov st., 7), PhD student of the Micro and Nanoelectronics Department, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Belarus, 220013, Minsk, Petrus Brovka st., 6), galkinyaroslav@gmail.com

Alexey V. Kunts – Junior Scientific Researcher of the Electronic Methods and Experimental Means Laboratory, Institute of Nuclear Problems, Belarusian State University (Belarus, 220045, Minsk, Akademik Kurchatov st., 7), PhD student of the Micro and Nanoelectronics Department, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Belarus, 220013, Minsk, Petrus Brovka st., 6), alexeykunts97@gmail.com

Vladislav E. Chumakov – PhD student of the Information Systems and Radio Engineering Department, Don State Technical University (Russia, 344000, Rostov-on-Don, Gagarin sq., 1), chumakov.dssa@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>

Особенности разработки метода классификации плоских QFN-корпусов для применения в составе автоматизированных систем технической подготовки производства изделий микроэлектроники

Л. Г. Гагарина¹, Ю. В. Рубцов²

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

²АО «Центральное конструкторское бюро «Дейтон», г. Москва,
Россия

gagar@bk.ru

Аннотация. Разнообразие QFN-корпусов (Quad-Flat No-leads) приводит к определенным трудностям при их выборе и оценке возможности применения, а также к проблемам управления номенклатурой параметров и контроля качества изделия. Классификация плоских QFN-корпусов необходима для унификации их номенклатуры, кодирования моделей корпусов, использования соответствующих параметров для повышения качества продукции и скорости принятия решения при выборе корпусов в автоматизированных системах технической подготовки производства изделий микроэлектроники. В работе предложен метод создания стандарта организации и утилиты для программной реализации алгоритма построения кода классификации плоских QFN-корпусов. Представлены результаты исследований метода классификации плоских QFN-корпусов с целью автоматизации их выбора в автоматизированных системах технической подготовки производства изделий микроэлектроники. Показано, что разработанный метод масштабируется на любые типы QFN-корпусов и обеспечивает правильность их применения в изделиях микроэлектроники.

Ключевые слова: классификация, QFN-корпус, изделия микроэлектроники, унификация

Для цитирования: Гагарина Л. Г., Рубцов Ю. В. Особенности разработки метода классификации плоских QFN-корпусов для применения в составе автоматизированных систем технической подготовки производства изделий микроэлектроники // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 322–332. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-322-332>

Original article

Features of the development of a method for classifying flat QFN packages for use as part of design-for-manufacturing systems in microelectronics industry

L. G. Gagarina¹, Yu. V. Rubtsov²

¹National Research University of Electronic Technology, Moscow,
Russia

²JSC "Central Design Office "Deyton", Moscow, Russia

gagar@bk.ru

Abstract. The variety of QFN packages (Quad-Flat No-leads) causes some difficulties at their selection and assessment of the feasibility of their use, also in product line management and production quality control. Flat QFN packages classifying is necessary for product assortment commonality, package models coding, appropriate parameters use to improve production quality, as well as increasing the speed of decision-making when selecting packages in design-for-manufacturing systems in microelectronics industry. In this work, a method is proposed for creating an organization standard and a utility for software implementation of the algorithm for constructing a classification code for flat QFN packages. The results of flat QFN packages classification method aiming to automate their selection in design-for-manufacturing systems in microelectronics industry have been presented. It was shown that the developed method is scalable to any types of QFN packages and ensures their correct application in microelectronic products.

Keywords: classification, QFN package, microelectronic products, commonality, unification

Features of the development of a method for classifying flat QFN packages for use as part of design-for-manufacturing systems in microelectronics industry

For citation: Gagarina L. G., Rubtsov Yu. V. Features of the development of a method for classifying flat QFN packages for use as part of design-for-manufacturing systems in microelectronics industry. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 322–332. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-322-332>

Введение. Мировой рынок корпусов для изделий микроэлектроники (ИМЭ), по прогнозам зарубежных аналитических компаний в области электроники, к 2030 г. достигнет 60 млрд долл. США по сравнению с 27 млрд долл. США в 2020 г., при этом среднегодовой темп роста с 2021 по 2030 г. составит более 9 %. Корпуса защищают ИМЭ от воздействий окружающей среды и обеспечивают электрические соединения с внешними цепями. Развитие информационных и сквозных технологий, искусственного интеллекта, облачных вычислений инициирует спрос на многофункциональные высокоскоростные ИМЭ с высокой степенью интеграции и низким энергопотреблением. Соответственно, появляются новые требования к корпусированию ИМЭ. В результате созданы новые технологии корпусирования: 2,5D- и 3D-интеграция кристаллов, корпус в корпусе, корпус на корпусе и др.

Существует группа корпусов, которая успешно развивается и массово применяется в настоящее время. В частности, в 1998 г. на рынке была представлена конструкция прямоугольного пластмассового плоского корпуса с выводными площадками по четырем сторонам типа QFN (Quad-Flat No-leads), которая отличалась от существующих малыми размерами, низкими затратами на разработку и отличными тепловыми и электрическими характеристиками. За последнее десятилетие новые разработки с одnorядными и многорядными выводными площадками позволили QFN-корпусам в составе ИМЭ поддерживать гораздо больше портов ввода-вывода и, таким образом, выйти в более широкий спектр сегментов комплектующих. На сегодняшний день разработаны и применяются сотни разновидностей QFN-корпусов, что приводит к определенным трудностям при их выборе и оценке возможности применения, а также к проблемам управления номенклатурой параметров и контроля качества изделий.

В настоящей работе представлены результаты исследований и разработки метода классификации плоских QFN-корпусов с целью автоматизации их выбора в автоматизированной системе технологической подготовки производства ИМЭ.

Систематизация QFN-корпусов. Основные применяемые конструкционные материалы. Основные конструкционные материалы, на основе которых изготавливаются QFN-корпуса, обеспечивают долговременную нагрузку и защищают элементы ИМЭ от воздействий окружающей среды. К таким материалам относятся керамика и пластмасса.

Керамические материалы, основой которых является Alumina (Al_2O_3), применяют при изготовлении корпусов такие компании, как Kyocera Corporate (Япония), AdTech Ceramics (США), Marki Microwave (США), StratEdge (США) и др. Alumina – неорганические материалы, которые обрабатываются при высоких температурах для достижения требуемых физических свойств, отличаются низким тепловым расширением. Электрическое сопротивление, диэлектрические характеристики, механическая прочность и устойчивость к тепловому удару делают керамические материалы незаменимыми для корпусирования ИМЭ, однако высокая стоимость затрат на изготовление QFN-корпусов мотивирует к поиску новых материалов.

Пластмассовые материалы для QFN-корпусов электрически стабильные, имеют высокую диэлектрическую прочность и низкую ионную проводимость. Пластмассовые корпуса изготавливаются на базе эпоксидного формовочного компаунда с наполнителями из диоксида кремния. Они дешевле, чем керамические, имеют меньший вес, но гигроскопичны, что вызывает их растрескивание при сжатии-расширении из-за накопившейся в микропорах влаги. Пластмассовые корпуса имеют низкую надежность соединения пластмассы с металлом (выводными площадками), что вызвано значительной разницей коэффициентов теплового расширения применяемых материалов. Низкая теплопроводность пластмасс является недостатком пластиковых корпусов, но этот недостаток устраняется наличием в их конструкции площадки рассеяния тепла.

Форма контура QFN-корпусов. Контур корпуса – замкнутая линия, ограничивающая его внешнее очертание. Если корпус имеет различные конструктивные элементы, контур определяется как совокупность контуров, образованных проекцией внешних границ его конструктивных элементов (оснований, стенок и крышек) на горизонтальную плоскость, проходящую на уровне примыкания корпуса к внешней поверхности его основания. Таким образом, контур корпуса – это совокупность контуров разного типа, которые могут полностью или частично совпадать и пересекаться в местах наиболее выступающих частей конструктивных элементов. Вместе с тем существует практика дополнительного пространственного описания выступающих частей конструктив-

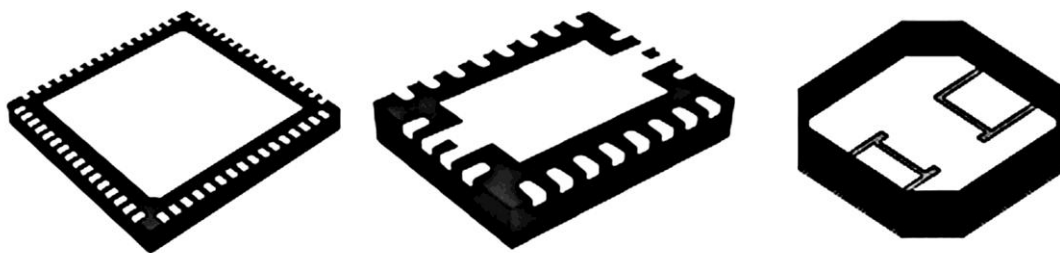


Рис. 1. Формы QFN-корпусов
Fig. 1. QFN package shapes

ных элементов корпуса, в том числе с учетом их длины, ширины и высоты. По форме контура различаются квадратные, прямоугольные и многоугольные (более четырех углов) QFN-корпуса (рис. 1).

Количество сторон с выводными площадками, их форма и количество рядов выводных площадок. Выводные площадки QFN-корпусов могут находиться на одной, двух (рис. 2, а), трех сторонах и более. При этом количество сторон не должно превышать количества углов контура внешнего очертания QFN-корпусов. Форма выводных площадок может быть в одной плоскости, параллельной основанию (рис. 2, а), или выступать на боковые стенки корпуса, создавая паяемую боковую кромку (рис. 2, б). Наличие такой кромки дает возможность паять выводные площадки на печатную плату в трех измерениях, что обеспечивает более прочное паяное соединение и лучшую надежность крепления выводных площадок.

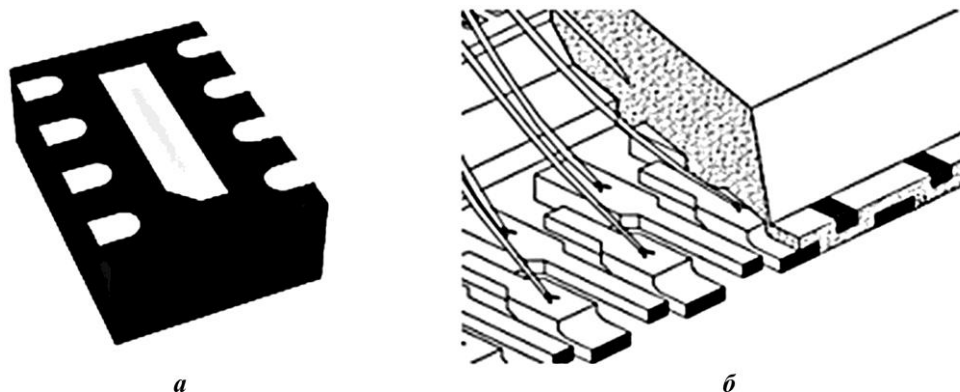


Рис. 2. Формы выводных площадок QFN-корпусов: а – нижняя сторона с выводными площадками в одной плоскости, параллельной основанию; б – выводные площадки с паяемой боковой кромкой
Fig. 2. Forms of terminal pads of QFN packages: а – bottom side with lead-out pads in one plane parallel to the base; б – lead pads with soldered side edge

QFN-корпуса изготавливаются с однорядной (рис. 3, а), двухрядной (рис. 3, б) и трехрядной (рис. 3, в) конструкциями выводных площадок. Это позволяет поддерживать требуемое число портов ввода-вывода для ИМЭ.

Способы соединения элементов с внешними цепями. Элементы ИМЭ в QFN-корпусах могут быть соединены с внешними цепями с помощью проволочных соединений или с использованием технологии Flip Chip.

Одно-, двух- и трехрядная конструкции QFN-корпусов с проволочными соединениями представлены на рис. 4. Проволочное соединение 1 электрически соединяет контактную площадку 3 кристалла 2 с выводными площадками 5. Кристалл крепится с помощью теплопроводного клея, слой которого создает термопрокладку 4, к площадке рассеяния тепла 6.

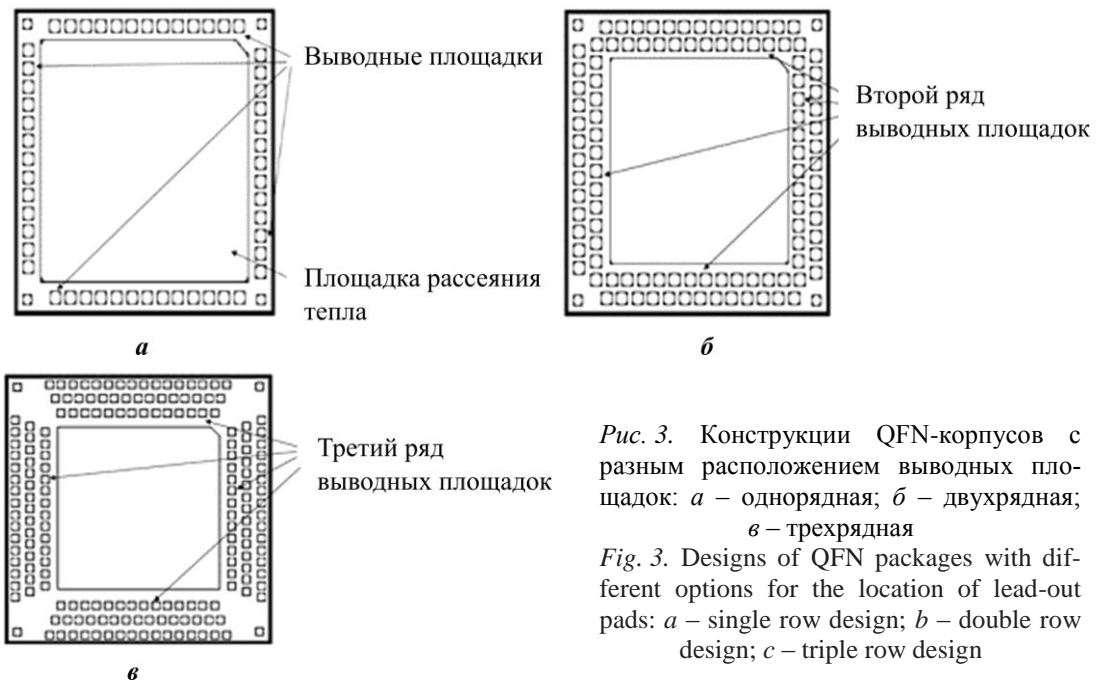


Рис. 3. Конструкции QFN-корпусов с разным расположением выводных площадок: *a* – однорядная; *б* – двухрядная; *в* – трехрядная
 Fig. 3. Designs of QFN packages with different options for the location of lead-out pads: *a* – single row design; *b* – double row design; *c* – triple row design

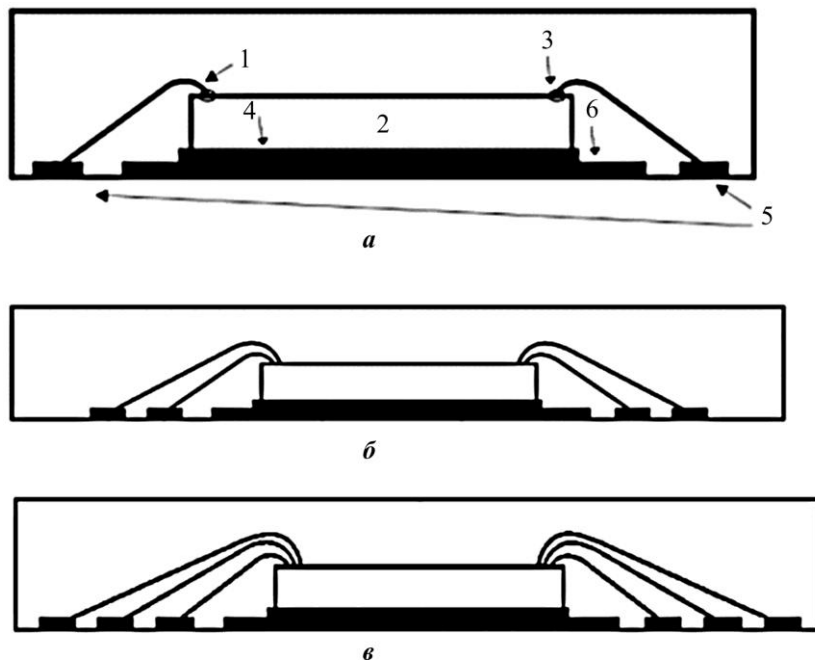


Рис. 4. Конструкции проволочного соединения QFN-корпусов: *a* – однорядная; *б* – двухрядная; *в* – трехрядная (1 – проволочное соединение; 2 – кристалл; 3 – контактные площадки; 4 – термопрокладка; 5 – выводные площадки; 6 – площадка рассеяния тепла)
 Fig. 4. Wire connection design for QFN packages: *a* – single row design; *b* – double row design; *c* – triple row design (1 – wire connection; 2 – crystal; 3 – contact pads; 4 – thermal padding; 5 – lead-out pads; 6 – heat dissipation pad)

Конструктивное исполнение внутренней полости и герметизация. В зависимости от назначения, области применения, по конструктивному исполнению внутренней полости и герметизации QFN-корпуса подразделяются на корпуса с закрытой и открытой внутренними полостями. Первый тип корпуса формируется с присоединенными элементами изделий заливкой компаунда. У второго типа полость закрывается крышкой или остается открытой (рис. 5).

Количество площадок рассеяния тепла. В зависимости от требований и предполагаемого применения QFN-корпуса могут вообще не иметь площадок рассеяния тепла (рис. 6, а), содержать одну или несколько таких площадок (рис. 6, б). Конструкция из нескольких площадок рассеяния тепла используется в тех случаях, когда элементам изделия нужно другое заземление или необходимо другое напряжение.

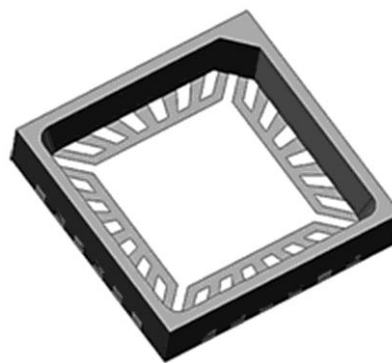
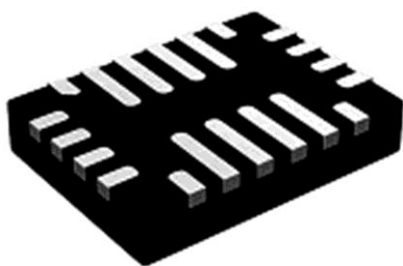
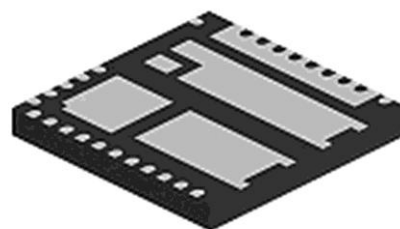


Рис. 5. QFN-корпус с открытой внутренней полостью
Fig. 5. QFN package with an open internal cavity



а



б

Рис. 6. QFN-корпуса без площадки (а) и с несколькими площадками (б) рассеяния тепла
Fig. 6. The presence of heat dissipation areas in QFN packages: а – no heat dissipation area; б – several heat dissipation areas

Линейные размеры, количество и шаг выводных площадок. Линейными размерами QFN-корпусов являются длина, ширина, высота. Длина – это наибольший линейный размер лицевой стороны корпуса, измеренный параллельно основанию корпуса. Ширина – линейный размер лицевой стороны корпуса, измеренный перпендикулярно длине и параллельно основанию корпуса. Для корпусов квадратной формы контура длина и ширина имеют одинаковое значение. Высота QFN-корпусов определяется как линейный размер лицевой стороны корпуса, измеренный перпендикулярно длине, ширине и основанию корпуса. Шаг выводных площадок – это расстояние между центральными точками соседних выводных площадок.

Для распределения QFN-корпусов по линейным размерам, количеству и шагу выводных площадок за основу приняты правила определений и методы расчета доверительного интервала. Учитывая, что количество исследуемых различных по линейным размерам, количеству и шагу выводных площадок QFN-корпусов более 500, они собраны в группы с одинаковыми значениями. При сборе и обобщении информации использованы методы ИСМН (Information classification, marking and handling) [1], которые апробированы в отношении информации об ИМЭ и комплектующих к ним – выводным рамкам [2].

Рассмотрим алгоритм построения двухсторонних доверительных интервалов.

1. Определение нижних и верхних границ интервалов L и M линейных размеров, количества и шагов выводных площадок QFN-корпусов.
2. Расчет средних значений исследуемых величин по формуле

$$x_{cp} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i,$$

где n – количество групп корпусов с одинаковыми значениями; x_i – значения исследуемых величин от $i = 1$ до n .

3. Расчет стандартных отклонений исследуемых величин для групп корпусов j по линейным размерам, количеству и шагу выводных площадок по формуле

$$S_j = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - x_{cp})^2}{n-1}}.$$

4. Расчет нижних L_{sj} и верхних M_{sj} границ доверительных интервалов по формулам

$$L_{sj} = L_j - S_j, \quad M_{sj} = M_j + S_j.$$

В результате реализованного алгоритма определены границы доверительных интервалов линейных размеров: ширина и длина от 1 до 15 мм; высота от 0,5 до 1,5 мм; количество выводных площадок QFN-корпусов от 2 до 700; шаг выводных площадок от 0,1 до 1,5 мм.

Если выводные площадки корпусов имеют разные шаги, то выполняется распределение по максимальному шагу выводных площадок. Дискретность распределяемости QFN-корпусов для ширины или длины равна 1 мм, высоты – 0,5 мм, числа выводных площадок – 10, шага выводных площадок – от 0,1 мм.

Стандарты разработки и изготовления QFN-корпусов. В национальной системе классификации корпусов для ИМЭ используются следующие стандарты: ГОСТ Р 54844-2011 «Микросхемы интегральные. Основные размеры» и ГОСТ Р 57439-2017 «Приборы полупроводниковые. Основные размеры». Отечественные предприятия разрабатывают и изготавливают QFN-корпуса, которые согласно ГОСТ Р 54844-2011 отнесены к типу 5, подтипу 51 или 52 с прямоугольной формой проекции корпуса на плоскость основания, расположением проекции выводов (выводных площадок) на проекции корпуса в пределах проекции корпуса или при наличии выводов до 4,0 мм за пределами проекции корпуса, параллельной плоскости основания, расположением выводов (выводных площадок) относительно плоскости основания по четырем сторонам (подтип 51) или по двум противоположным сторонам (подтип 52). С даты ввода в действие данных стандартов исправления, исключения в них не вносились, данные не добавлялись. В связи с этим рассмотренные стандарты устарели и не могут в должной мере обеспечивать распределение корпусов по типам и подтипам, поэтому отнесение QFN-корпусов к подтипам 51 или 52 недостаточно для их корректного однозначного выбора для применения в ИМЭ.

В международной практике классификация QFN-корпусов и комплектующих к ним регламентируются Сообществом инженеров, специализирующихся в области электронных устройств, и стандартами Международной электротехнической комиссии [3]: Система условных обозначений для корпусов электронных изделий (Jedec descriptive designation system for electronic-device packages jeds30i aug 2019); Стандартные методы и процедуры – обозначения вариантов корпусов (JEDEC SPP-025C Standard practices and procedures – package variation designators).

Однако большинство зарубежных изготовителей не придерживаются рекомендаций данных стандартов, поэтому образовалось множество дублирований и обозначений QFN-корпусов, не дающих представления о свойствах корпусов. Цель классификации – разделение множества изделий по выбранному основанию, проведение унификации [3], управление номенклатурой параметров и контроль за качеством изделий.

Описание разработанного метода классификации QFN-корпусов. Разработанный метод классификации представляет собой набор правил распределения QFN-корпусов на классификационные группы в соответствии с признаками сходства или различия и присвоения им соответствующих кодов. Метод разработан на основании представленных результатов исследований с перспективой дальнейшего использования в координатно-параметрическом управлении для производства ИМЭ в автоматизированной системе управления технологическими процессами [4]. Метод предусматривает иерархическое соподчинение путем последовательного кодирования множества QFN-корпусов на подчиненные классификационные группировки. Код состоит из 33 символов в виде следующей структуры:

– XX – код класса. Указывает на основной конструкционный материал, применяемый в QFN-корпусах, который кодируется буквами К (корпус) и Х (основной конструкционный материал). Таким образом, КС – керамический корпус, КР – пластиковый корпус. Код класса отделен от следующих кодов пробелом;

– XX XX – код подкласса. Определяет форму контура корпуса. Состоит из двух цифр и коррелирует с ГОСТ Р 54844-2011 в части подтипов корпусов. Для квадратной формы корпусов – 51, для прямоугольной формы корпусов – 52, для многоугольной формы корпусов – 53. Код класса отделен от следующих кодов точкой;

– XX XX.XXX – код группы. Первая цифра кода указывает количество сторон в QFN-корпусе с выводными площадками (от 1 до 9, но не более количества углов в QFN-корпусе). Вторая цифра указывает конструкцию выводной площадки: в одной плоскости, параллельной основанию корпуса, указывается цифра 1; с выступом на боковые стенки корпуса, создавая паяемую боковую кромку, указывается цифра 2. Третья цифра указывает количество рядов с выводными площадками. Код группы отделен от следующих кодов точкой;

– XX XX.XXX.XXX – код подгруппы. Первая цифра указывает на конструкцию корпуса, обеспечивающую способ соединения элементов ИМЭ с внешними цепями: цифра 1 – соединение проволокой, цифра 2 – соединение с использованием технологии Flip Chip. Вторая цифра указывает на конструктивное исполнение внутренней полости: цифра 1 – с закрытой внутренней полостью, цифра 2 – с открытой внутренней полостью. Третья цифра указывает количество площадок рассеяния тепла в QFN-корпусе. Код подгруппы отделен от следующего кода вида изделия точкой;

– XX XX.XXX.XXX.XXXXXXXXXXXXXXXXXX – код вида. Первые три цифры указывают ширину QFN-корпуса размером 0,1 мм. Если ширина QFN-корпуса меньше 10 мм, то на месте первой цифры указывается 0, если ширина QFN-корпуса меньше 1 мм, то на месте второй цифры ставится 0. Если третья цифра – 0,1 мм – равна нулю, то на ее месте ставится 0. Вторые три цифры указывают длину QFN-корпуса размерностью 0,1 мм. Правило установки нулей в коде длины аналогично правилу для кода ширины. Третьи три цифры указывают высоту QFN-корпуса размером 0,1 мм. Правило установки нулей в коде высоты аналогично правилу для кода ширины. Четвертые три цифры указывают на количество выводных площадок. Если количество выводных площадок меньше ста, то на месте первой цифры указывается 0, если количество выводных площадок меньше десяти, то на месте второй цифры ставится 0. Если третья

цифра равна нулю, то на ее месте ставится 0. Пятая группа из трех цифр указывает на шаг выводных площадок размером 0,01 мм. Если шаг выводных площадок меньше 1 мм, то на месте первой цифры ставится 0, если вторая цифра равна 0, то на ее месте ставится 0, если третья цифра равна 0, то на ее месте ставится 0. В конце кода вида через пробел указывается общепринятый тип корпуса – QFN.

Пример классификационного кода QFN-корпуса и его расшифровка приведены на рис. 7.

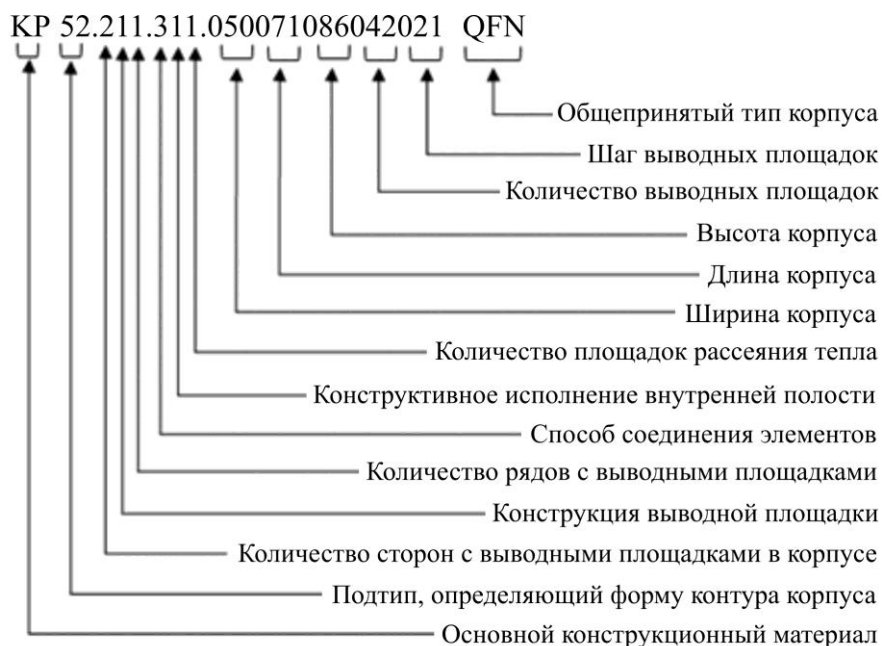


Рис. 7. Полная кодировка QFN-корпуса
Fig. 7. Full QFN package encoding

Приведем результаты расшифровки классификационного кода на рис. 7 QFN-корпуса: KP – пластиковый; 52 – прямоугольной формы; 2 – имеет две стороны с выводными площадками; 11 – конструкция выводной площадки – в одной плоскости, параллельной основанию корпуса; 311 – имеет один ряд с выводными площадками; 050 – конструкция корпуса предназначена для соединения с использованием технологии Flip Chip; 071 – с закрытой внутренней полостью; 1086 – с одной площадкой рассеяния тепла; 042 – имеет 42 выводных площадки; 021 – шаг выводных площадок 0,21 мм.

Применение разработанного метода классификации QFN-корпусов. Для повышения эффективности процесса производства ИМЭ при наличии автоматизированной системы технологической подготовки производства предложено дальнейшее использование разработанного метода классификации. При использовании метода в отношении геометрических, физико-механических и процессных моделей [5] QFN-корпусов обеспечивается автоматизация их выбора из библиотек моделей в составе САПР. Поставленная задача предполагает следующие этапы выполнения:

1. Разработка информационного обеспечения для реализации предложенного метода.
2. Разработка базы данных «Модели QFN-корпусов»:
 - разработка инфологической и даталогической моделей;
 - создание схемы данных.

3. Программная реализация, тестирование и отладка базы данных «Модели QFN-корпусов» с использованием определенной архитектуры программного обеспечения [7].

4. Моделирование технологического процесса подготовки производства ИМЭ с имитацией запросов по выбору QFN-корпуса.

5. Опытная эксплуатация прототипа.

6. Подготовка технической документации: руководство оператора, руководство программиста.

7. Внедрение информационного обеспечения в состав автоматизированной системы технологической подготовки производства ИМЭ.

Заключение. Применение разработанного метода классификации позволит обеспечить оптимальный выбор QFN-корпусов в процессе производства ИМЭ. Тестирование метода классификации выполнено на базе АО «Завод «МАРС» (Тверская область, г. Торжок). Для реализации метода планируется разработка стандарта организации и информационного обеспечения в виде специализированной базы данных, встраиваемой в библиотеки моделей САПР (геометрических, физико-механических и процессных). Разработанный метод может быть масштабирован для классификации других типов корпусов.

Литература

1. *Дормидошина Д. А., Рубцов Ю. В., Савин М. Л.* Применение ИСМН в процессах сбора, обработки и анализа информации о надежности изделий микроэлектроники // Нано- и микросистемная техника. 2020. Т. 22. № 9. С. 485–488. doi: <https://doi.org/10.17587/nmst.22.485-488>

2. *Дормидошина Д. А., Рубцов Ю. В., Савин М. Л.* Исследования и результаты сбора, анализа и обобщения информации о выводных рамках, применяемых в изделиях микроэлектроники // Нано- и микросистемная техника. 2020. Т. 22. № 7. С. 381–385. doi: <https://doi.org/10.17587/nmst.22.381-385>

3. *Рубцов Ю. В., Савин М. Л.* Унификация многовыводных рамок и использование международных стандартов для их применения // Радиоэлектронная отрасль: проблемы и их решения. 2021. № 2. С. 28–30.

4. *Гагарина Л. Г., Лебедев А. В.* Разработка метода координатно-параметрического управления для автоматизированных производств изделий микроэлектроники // Современные наукоемкие технологии. 2021. № 8. С. 52–57. doi: <https://doi.org/10.17513/snt.38779>

5. ГОСТ Р 57412-2017. Компьютерные модели в процессах разработки, производства и эксплуатации изделий. Общие положения. 2-е изд. М.: Стандартинформ, 2018. IV, 10 с.

Статья поступила в редакцию 31.01.2022 г.; одобрена после рецензирования 14.03.2022 г.; принята к публикации 04.05.2022 г.

Информация об авторах

Гагарина Лариса Геннадьевна – доктор технических наук, профессор, директор Института системной и программной инженерии и информационных технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), gagar@bk.ru

Рубцов Юрий Васильевич – генеральный директор АО «Центральное конструкторское бюро «Дейтон» (Россия, 124460, г. Москва, г. Зеленоград, корп. 100, помещение 230), rubtsov@deyton.ru

References

1. Dormidoshina D. A., Rubtsov Yu. V., Savin M. L. The application of ICMH in the collection, processing and analysis of information on the reliability of microelectronic products. *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika = Nano- and Microsystems Technology*, 2020, vol. 22, no. 9, pp. 485–488. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.17587/nmst.22.485-488>
2. Dormidoshina D. A., Rubtsov Yu. V., Savin M. L. Research and the results of the collection, analysis and summarize of information on the lead frame used in microelectronics products. *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika = Nano- and Microsystems Technology*, 2020, vol. 22, no. 7, pp. 381–385. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.17587/nmst.22.381-385>
3. Rubtsov Yu. V., Savin M. L. Unification of multi-terminal frames and the use of international standards for their application. *Radioelektronnaya otrasl': problemy i ikh resheniya = Radioelectronic Industry: Problems and their Solutions*, 2021, No. 2, pp. 28–30. (In Russian).
4. Gagarina L. G., Lebedev A. V. Development of the method coordinate-parametric control automated process control system for production of microelectronic products. *Sovremennyye naukoymkiye tekhnologii = Modern High Technologies*, 2021, no. 8, pp. 52–57. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.17513/snt.38779>
5. GOST R 57412-2017. *Computer models of products in design, manufacturing and maintenance. General*. 2nd ed. Moscow, Standartinform Publ., 2018. iv, 10 p. (In Russian).

The article was submitted 31.01.2022; approved after reviewing 14.03.2022;
accepted for publication 04.05.2022.

Information about the authors

Larisa G. Gagarina – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Director of the Institute of System and Software Engineering and Information Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), gagar@bk.ru

Yuri V. Rubtsov – General Director, JSC “Central Design Office “Deyton” (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, bld. 100, room 230), rubtsov@deyton.ru

Внимание 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

СХЕМОТЕХНИКА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ CIRCUIT ENGINEERING AND DESIGN

Научная статья

УДК 621.311.6:658.512:004

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-3-333-343

Методика автоматизированного проектирования DC-DC-преобразователей с учетом паразитных параметров печатной платы

Е. Ю. Щучкин

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

shchuchkin-pkims@yandex.ru

Аннотация. При проектировании импульсных источников вторичного электропитания в современных САПР разработчик на этапе схемотехнического проектирования не обладает информацией о паразитных параметрах дискретных компонентов и межсоединений на печатной плате. В результате возрастает риск деградации характеристик или катастрофического отказа разрабатываемого изделия. В работе предложено решение задачи повышения достоверности результатов моделирования схем DC-DC-преобразователей за счет применения моделей компонентов, учитывающих паразитные параметры. Представлен подход к автоматизации проектирования преобразователей с применением RLCG-моделей проводников на печатной плате и библиотеки готовых топологических решений. Приведена методика автоматизированного расчета номиналов компонентов схемы с предварительной оценкой паразитных параметров. Проведено сравнение полученных в рамках исследования результатов с известными параметрами макета понижающего обратноходового импульсного преобразователя, а также с результатами моделирования схемы в САПР MicroCap 12. Оптимизация в библиотечном базисе и SPICE-моделирование с учетом паразитных элементов позволили получить значения, наиболее близкие к реальным характеристикам макета прибора.

Ключевые слова: DC-DC, импульсный преобразователь, паразитные параметры, автоматизация проектирования

Для цитирования: Щучкин Е. Ю. Методика автоматизированного проектирования DC-DC-преобразователей с учетом паразитных параметров печатной платы // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 333–343. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-333-343>

DC-DC design automation method with consideration for parasitic parameters of PCB

E. Yu. Shchuchkin

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

shchuchkin-pkims@yandex.ru

Abstract. At the schematic design stage in modern CAD systems, switched secondary power supply designer has no information on parasitic parameters of PCB discrete components and interconnection. Consequently, the risk of designed product characteristics degrade or of its catastrophic failure increases. In this work, a solution of problem of DC-DC converter circuit simulation results validity increase is proposed, based on using component models with consideration for parasitic parameters. An approach to DC-DC design automation using RLCG models of PCB conductors and libraries of topological solutions has been proposed. A method of circuit component values' automated analysis with preliminary estimate of parasitic parameters is presented. Research results were compared to known parameters of flyback pulse step-down converter model and to circuit simulation results in MicroCap 12. Library basis optimization and SPICE simulation with consideration of parasitic parameters has made it possible to get near-real values of prototype model characteristics.

Keywords: DC-DC, pulse converter, parasitic parameter, design automation

For citation: Shchuchkin E. Yu. DC-DC design automation method with consideration for parasitic parameters of PCB. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 333–343. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-333-343>

Введение. С уменьшением размеров устройств и повышением их эффективности возросли требования к импульсным преобразователям. Проектирование источников импульсного электропитания – сложная многокритериальная задача.

Современные САПР радиоэлектронной аппаратуры таких фирм, как Cadence, Altium Designer, предлагают сквозной маршрут проектирования и поддерживают SPICE-моделирование работы устройств, но при этом выбор схемотехнических решений и подбор компонентов целиком ложатся на разработчика [1]. Поэтому возрастает потребность в САПР с поддержкой специализированных проектных процедур, позволяющих автоматизированно подбирать компоненты из библиотеки или элементы схем на основе требований к конечному устройству [2, 3]. Кроме того, в большинстве проектов, созданных в современных САПР, при моделировании схемы изначально не учитываются паразитные параметры. На этапе схемотехнического проектирования разработчик не видит обусловленных паразитными параметрами переходных процессов в виде выбросов напряжения, высокочастотных пульсаций, падений напряжения, которые могут привести к деградации характеристик или катастрофическому отказу модуля [4, 5]. Так, в работе [6] отмечается влияние паразитных параметров пассивных компонентов схемы на работу модуля, однако не учитываются паразитные параметры топологии печатной платы.

В настоящей работе предлагается при моделировании в САПР DC-DC-преобразователей включать в схему устройства паразитные параметры пассивных компонентов и межсоединений на плате для повышения достоверности результатов.

Методика оценки паразитных составляющих печатной платы. Для получения достоверной информации о переходных процессах в устройстве на этапе схемотехнического проектирования можно использовать SPICE-моделирование с учетом паразитных элементов, полученных на основе данных о размещении компонентов уже разработанных модулей с аналогичной топологией преобразователя из библиотеки решений. Включение паразитных элементов в схему на этапе схемотехнического моделирования позволяет увидеть и учесть еще на этапе проектирования эффекты, которые могут вызывать отклонения параметров конечного устройства от предполагаемых или привести к выходу устройства из строя.

В современных САПР при экстракции паразитных составляющих проводник разбивается на звенья [7]. Для каждого отдельного звена проводника строится своя эквивалентная схемотехническая модель типа RLCG. Модель учитывает сопротивление проводника R , емкость между проводящими слоями C , индуктивность проводника L и проводимость G , моделирующую частотно-зависимые утечки через диэлектрический слой. Значения паразитных параметров звеньев получаются исходя из их длины и погонных параметров. Данный подход позволяет учитывать локальные особенности трассировки, такие как взаимная индукция и емкостная связь между проводниками и слоями. Однако, несмотря на высокую точность, данный подход требует постоянного перерасчета значений погонных параметров, что увеличивает время моделирования. На этапе размещения элементов, как правило, нет данных о расположении проводников и их связях с другими проводниками или опорными слоями. Поэтому для предварительной оценки RLCG-параметров цепей оптимальным вариантом будет использование обобщенных погонных параметров для печатной платы с заданными разработчиком параметрами технологического стека. Исходными данными для расчета служат параметры выбранного технологического стека: W – ширина микрополосковой линии; T – высота микрополосковой линии; H – высота диэлектрического слоя; $\tan\delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь; ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость изолирующего материала подложки. Геометрические параметры микрополоска показаны на рис. 1.

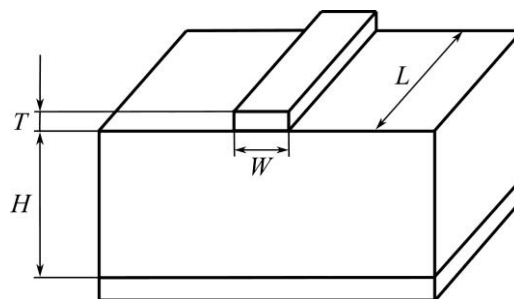


Рис. 1. Геометрические параметры микрополосковой линии
Fig. 1. Geometric parameters of a microstrip line

Для оценки паразитных составляющих проводников печатной платы используются модели, позволяющие рассчитать погонные значения емкости, индуктивности, проводимости и сопротивления микрополосковой линии. Зная погонные значения и длины проводников, можно определить значения паразитных параметров платы для построения модели. Оценку погонной индуктивности и емкости цепей для этапа размещения можно выполнить на основе упрощенной модели микрополосковой линии Хаммерстада – Дженсена [8, 9]. При расчете эффективной диэлектрической проницаемости ϵ_{eff} можно пренебречь коэффициентами $a(u)$ и $b(\epsilon_r)$, учитывающими эффек-

тивное приращение ширины микрополосковой линии, а также влиянием скин-эффекта на ширину проводника [10, 11]. Тогда получим формулу

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10H}{W} \right)^{-1/2}.$$

Волновое сопротивление микрополосковой линии Z можно определить как

$$Z = \frac{Z_{L1}(W, H)}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}},$$

где Z_{L1} – волновое сопротивление микрополосковой линии в однородной среде, рассчитанное по формулам Хаммерстада – Дженсена.

Таким образом, зная волновое сопротивление микрополоска, можно найти погонную емкость, индуктивность и проводимость линии [12]:

$$C_0 = \frac{\varepsilon_{eff}}{cZ}, \quad L_0 = C_0 Z^2, \quad G_0 = \tan \delta 2\pi f C_0,$$

где c – скорость света в вакууме; f – частота сигнала.

Погонное сопротивление равно: $R_0 = \rho / (WT)$.

Оценить длины цепей между элементами на плате можно с помощью манхэттенской метрики расстояния на основе рекомендованного варианта топологии из документации производителя или уже разработанных решений.

Методика автоматизированного проектирования схемы преобразователя. Методика автоматизированного проектирования схемы состоит из трех последовательных этапов: расчет номинальных значений компонентов схемы для преобразователя питания на основе выражений из технической документации на микросхему преобразователя широтно-импульсной модуляции (ШИМ); выбор библиотечных компонентов на основе рассчитанных значений; интеграция в netlist-описание схемы предварительно оцененных паразитных параметров. Методика может быть представлена в виде блок-схемы, приведенной на рис. 2.

Для большинства преобразователей в рамках одной топологии последовательность расчета номиналов компонентов совпадает. Различаются только выражения для расчета. Так, например, методика расчета номиналов компонентов обратноходового преобразователя может быть сформулирована в виде линейного алгоритма:

1. Задание входных и выходных параметров модуля.
2. Расчет количества витков и значений индуктивностей в обмотках трансформатора.
3. Расчет номинала сопротивления датчика тока.
4. Расчет номиналов элементов RCD-демпфера.
5. Расчет номиналов элементов RC-цепочки осциллятора ШИМ-контроллера.
6. Расчет номиналов элементов резистивного делителя в цепи обратной связи, а также номинальных значений элементов цепи коррекции.
7. Расчет номинальных значений емкости выходного конденсатора.
8. Расчет номинальных значений элементов цепи обратной связи стабилизатора напряжения в цепи вторичной обмотки.
9. Расчет суммарных потерь в преобразователе и его КПД.

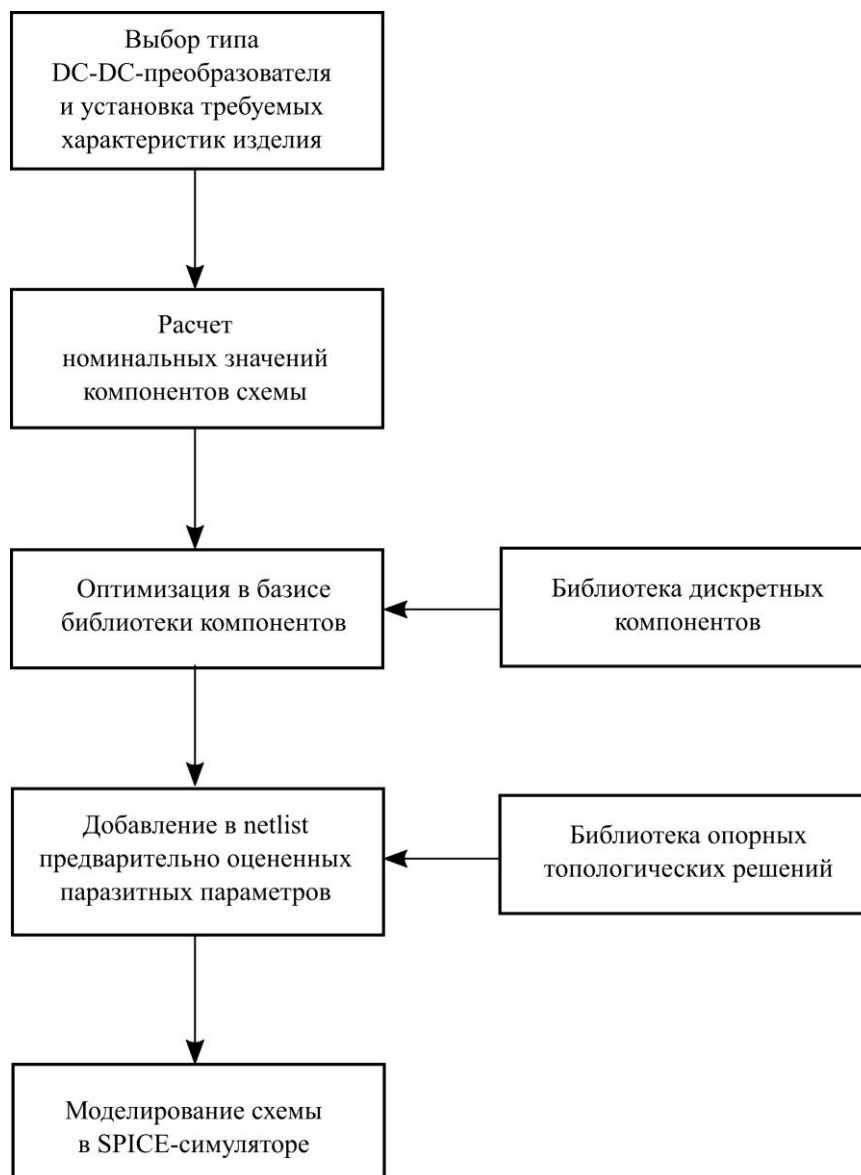


Рис. 2. Блок-схема проектирования преобразователя
 Fig. 2. DC-DC converter design block-scheme

Для оценки потерь на перемагничивание магнитопровода можно воспользоваться эмпирическим выражением из документации фирмы Коол Мц [13]:

$$power_losses = \frac{V}{1000} a B_m^b \left(\frac{f_{sw}}{10^3} \right)^c,$$

где a, b, c, V – эмпирические коэффициенты из документации на магнитопровод.

Приведение рассчитанных значений к дискретной библиотеке может выполняться с помощью процедуры оптимизации [14]. Интеграция паразитных параметров происходит на этапе синтеза netlist-описания схемы. Все пассивные компоненты заменяются эквивалентными неидеальными моделями [6], в качестве межсоединений в схему вставляются RLCG-модели проводников.

Результаты и их обсуждение. Проведено сравнение результатов, полученных с помощью разработанного программного обеспечения, с результатами моделирования в САПР MicroCap 12 и характеристиками собранного макета обратноходового преобразователя. Макет, собранный по схеме, приведенной на рис. 3, представляет собой понижающий источник питания с выходной мощностью 9,9 Вт и выходным напряжением 3,3 В. В результате параметрической оптимизации в базе библиотеки компонентов программа выдает рекомендуемые номиналы всех пассивных элементов схемы, а также отклонения полученных в итоге параметров модуля от изначально заданных пользователем [14–16]. Данное отклонение объясняется тем, что рассчитанные значения компонентов почти никогда не попадают в дискретную сетку ряда номиналов радиодеталей, которые будут использоваться в конечной схеме.

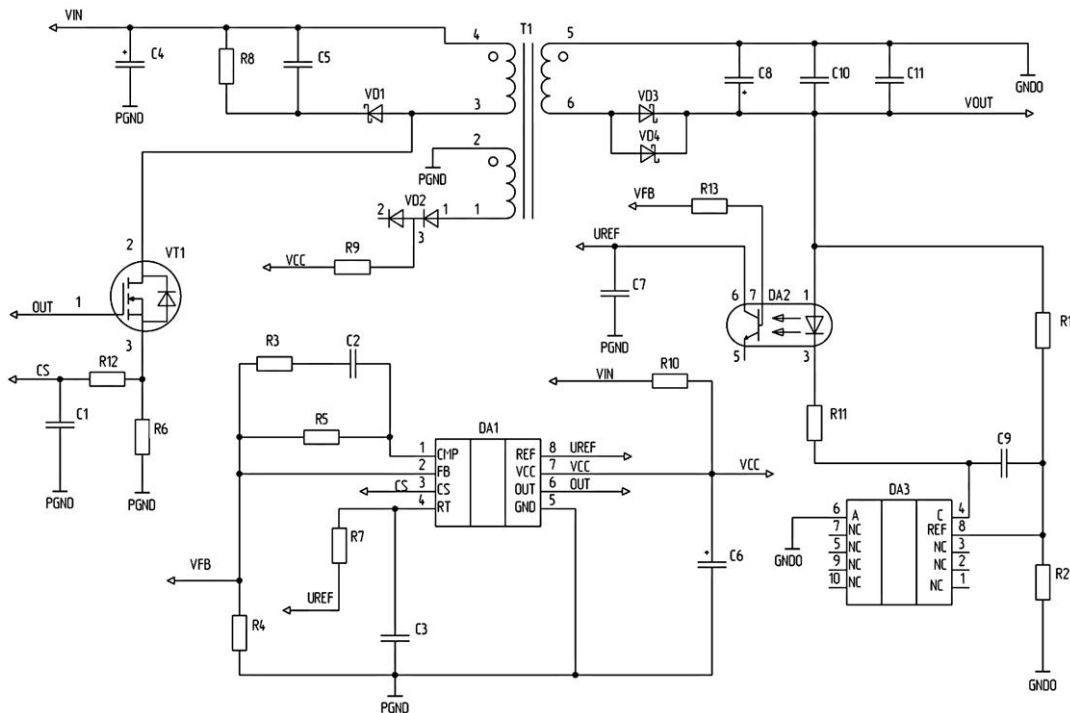


Рис. 3. Принципиальная электрическая схема модуля flyback-преобразователя
 Fig. 3. Flyback DC-DC module schematic

В табл. 1 приведена часть рассчитанных номиналов пассивных элементов схемы без привязки к библиотеке компонентов, часть номиналов по результатам оптимизации в базе библиотеки и номиналы элементов, которые использовались в макете конечного устройства. В табл. 2 представлены параметры модуля преобразователя электропитания, полученные по результатам моделирования в Ngspice с учетом паразитных элементов и традиционного моделирования схемы в MicroCap 12, а также значения, полученные на изготовленном макете. Из табл. 2 видно, что из-за ошибки округления оптимального значения пассивного компонента при подборе ближайшего аналога из библиотеки деградируют параметры модуля. Наиболее близкие результаты к практическим значениям параметров модуля дает моделирование с использованием разработанного программного обеспечения. Значение выходного напряжения при максимальном выходном токе снижается с заданного 3,300 до 3,294 В. Данный эффект можно объяснить падением напряжения на паразитном сопротивлении металлизации при достаточно большом выходном токе.

Таблица 1

**Номинальные значения пассивных компонентов модуля
обратноходового понижающего источника питания**

Table 1

Values of the passive components of the flyback DC-DC module

Компонент	Номиналы элементов		
	до оптимизации	после оптимизации	в макете преобразователя
R1, кОм	1,640	1,650	1,650
R2, кОм	1,000	1,000	1,000
R3, Ом	445,397	470,000	470,000
R4, кОм	20,000	20,000	20,000
R5, кОм	37,500	35,000	36,500
R6, Ом	0,239	0,200	0,180
C2, пФ	145,349	100,000	100,000
C3, пФ	200,000	220,000	210,000
C5, мкФ	0,112	0,100	0,100
C8, мкФ	416,279	470,000	470,000
C11, мкФ	0,010	0,010	0,010
L ₃₋₄ , мкГн	30,1	30,1	31,36
L ₅₋₆ , мкГн	9,1	9,1	9,49
L ₁₋₂ , мкГн	67,73	67,73	70,56

Таблица 2

**Полученные параметры модуля обратноходового
понижающего источника питания**

Table 2

The obtained parameters of the flyback DC-DC module

Параметр	Разработанное программное обеспечение	MicroCap 12	Макет преобразователя
$U_{\text{вых}}$, В	3,294	3,348	3,286
Частота переключения, кГц	195	200	198
Пульсация выходного напряжения, мВ	107	19	119
Превышение напряжения на стоке ключа, В	30	7	34
Рассеиваемая мощность, Вт	3,109	1,881	3,144
КПД, %	76	81	77

На рис. 4, а приведены осциллограммы выходного напряжения макета обратноходового преобразователя. Представленные результаты, полученные в рамках традиционного подхода к моделированию (рис. 4, б), не отображают переходных высокочастотных процессов, вызванных индуктивностью проводников платы, выходной емкостью и ее эквивалентным последовательным сопротивлением, так как при традиционном моделировании на этапе разработки схемотехники нет информации о паразитных параметрах платы. Поскольку данные колебания влияют на величину пульсаций выходного напряжения, для разработчика важно знать их амплитудное значение

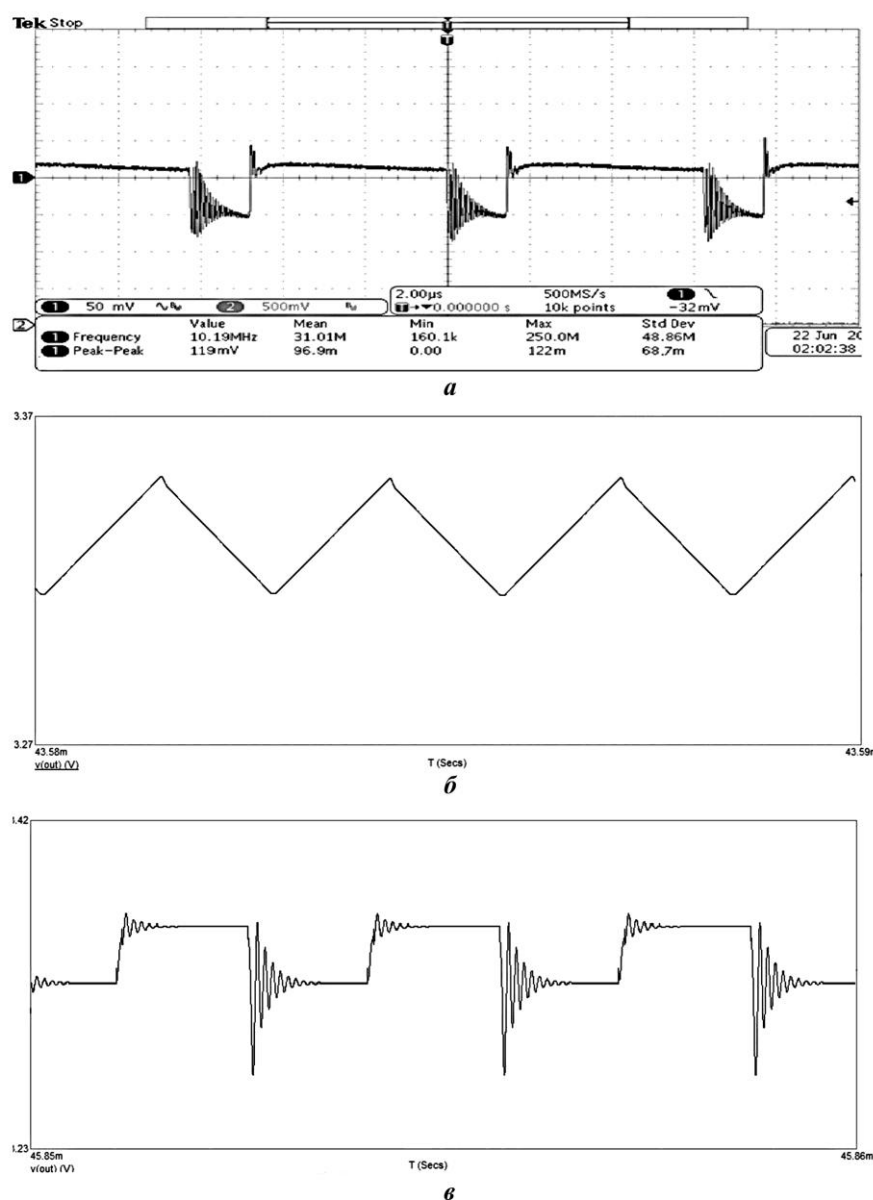


Рис. 4. Переходные процессы на выходе макета модуля флюбак-преобразователя, полученные с помощью осциллографа (а), в результате моделирования схемы преобразователя в MircoCap 12 (б) и моделирования схемы с использованием разработанного программного обеспечения (в)

Fig. 4. Transient processes at the output of the flyback DC-DC module obtained using an oscilloscope (a), as a result of the converter circuit simulation in MircoCap 12 (b) and as a result of the circuit simulation using developed software complex (c)

еще на этапе проектирования схемы. При применении предложенного подхода с предварительным учетом паразитных параметров в результате моделирования получен график, который более качественно отображает процессы, протекающие на плате модуля за счет оценки паразитных параметров платы (рис. 4, в). Так как оценка носит эмпирический характер, полученный график будет неточно воспроизводить реальную осциллограмму, но при этом он более информативен, чем зависимость, полученная при традиционном подходе.

Заключение. Предложенная методика позволяет автоматизировать процесс разработки схем модулей питания за счет применения библиотек готовых схмотехнических и топологических решений. Проведенное сравнение полученных результатов моделирования разработанной схемы с известными параметрами и характеристиками макета устройства, а также с результатами моделирования в САПР MicroCap 12 показало, что оптимизация в дискретном библиотечном базисе приводит к отклонениям полученных характеристик преобразователя от изначально заданных пользователем. SPICE-моделирование с учетом моделей паразитных параметров дискретных компонентов и межсоединений печатной платы позволило получить значения характеристик, более близкие к реальным показаниям макетов приборов, чем при традиционном подходе к моделированию.

Литература

1. Design and simulation of DC-DC buck converter using Cadence tool / **K. M. Sudharshan, C. S. Anilkumar, R. Pallavi et al.** // 2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT). Bangalore: IEEE, 2018. P. 2198–2202. doi: <https://doi.org/10.1109/RTEICT42901.2018.9012108>
2. **Feeney C., Wang N.** A new Electronic Design Automation tool for the optimization of PwrSoC/PwrSiP DC-DC converters // 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio, TX: IEEE, 2018. P. 2905–2909. doi: <https://doi.org/10.1109/APEC.2018.8341430>
3. **Ferreiro A. L., Simón A. R., Casas S. L.** An emulator software tool for improving learning of DC-DC converters // IEEE Revista Iberoamericana de Tecnologías del Aprendizaje. 2020. Vol. 15. Iss. 2. P. 63–69. doi: <https://doi.org/10.1109/RITA.2020.2987686>
4. A modified step-up DC-DC flyback converter with active snubber for improved efficiency / **Ch. Pesce, J. Riedemann, R. Pena et al.** // Energies. 2019. Vol. 12. Iss. 11. Art. No. 2066. doi: <https://doi.org/10.3390/en12112066>
5. **Taylor R., Manack R.** Controlling switch-node ringing in synchronous buck converters // Analog Applications Journal. 2012. Vol. 2Q. P. 5–7.
6. Optimization and analysis of PwrSoC buck converter with integrated passives for automotive application / **V. Švikić, J. Cortes, P. Alou et al.** // 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Pittsburgh, PA: IEEE, 2014. P. 2164–2171. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2014.6953690>
7. What's good about PCB SI metal surface roughness? SPB16.3 has some new enhancements! // Cadence Blogs [Электронный ресурс]. 05.01.2011. URL: https://community.cadence.com/cadence_blogs_8/b/pcb/posts/what-s-good-about-pcb-si-metal-surface-roughness-spb16-3-has-some-new-enhancements (дата обращения: 15.08.2021).
8. **Hammerstad E., Jensen O.** Accurate models for microstrip computer-aided design // 1980 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Washington, DC: IEEE, 1980. P. 407–409. doi: <https://doi.org/10.1109/MWSYM.1980.1124303>
9. **Щучкин Е. Ю.** Решение задачи размещения элементов на печатной плате на основе упрощенной модели микрополосковой линии // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2021. № 3. С. 43–49. doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2021-3-43-49>
10. Использование метода конечных элементов для расчета парциального распределения емкости микрополосковой линии / **М. Г. Рубанович, Д. В. Вагин, В. А. Хрусталева и др.** // Докл. Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2014. № 3 (33). С. 75–84.
11. **Абденов А. Ж., Мальцев А. С., Рубанович М. Г.** Оценка погрешности методов расчета индуктивности элементов в микрополосковом исполнении // Вестник Алтайского государственного технического университета им. И. И. Ползунова. 2006. № 2. С. 162–168.
12. **Eudes Th., Ravelo Bl., Louis A.** Transient response characterization of the high-speed interconnection RLGC-model for the signal integrity analysis // Progress in Electromagnetics Research. 2011. Vol. 112. P. 183–197. doi: <https://doi.org/10.2528/PIER10111805>
13. Powder core products // Magnetics [Электронный ресурс]. URL: <https://www.mag-inc.com/Products/Powder-Cores/Kool-Mu-Cores> (дата обращения: 01.12.2021).

14. *Shchuchkin E. Y.* Parametric optimization algorithm for DC-DC converters // 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). St. Petersburg; Moscow: IEEE, 2020. P. 2418–2421. doi: <https://doi.org/10.1109/EIConRus49466.2020.9039184>

15. *Иванов Е. А., Якунин А. Н.* Импульсный DC/DC-преобразователь напряжения с уменьшенными массогабаритными параметрами // Изв. вузов. Электроника. 2020. Т. 25. № 5. С. 423–431. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2020-25-5-423-431>

16. *Kang H. S., Maksimović D., Cohen I.* Efficiency optimization in digitally controlled flyback DC-DC converters over wide ranges of operating conditions // IEEE Transactions on Power Electronics. 2012. Vol. 27. Iss. 8. P. 3734–3748. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2186590>

Статья поступила в редакцию 02.12.2021 г.; одобрена после рецензирования 21.02.2022 г.; принята к публикации 04.05.2022 г.

Информация об авторе

Щучкин Евгений Юрьевич – аспирант кафедры проектирования и конструирования интегральных схем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), shchuchkin-pkims@yandex.ru

References

1. Sudharshan K. M., Anilkumar C. S., Pallavi R., Yatheesh H. G., Santosh, Siva Reddy S. V. Design and simulation of DC-DC buck converter using Cadence tool. *2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT)*. Bangalore, IEEE, 2018, pp. 2198–2202, doi: <https://doi.org/10.1109/RTEICT42901.2018.9012108>

2. Feeney C., Wang N. A new Electronic Design Automation tool for the optimization of PwrSoC/PwrSiP DC-DC converters. *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. San Antonio, TX, IEEE, 2018, pp. 2905–2909. doi: <https://doi.org/10.1109/APEC.2018.8341430>

3. Ferreiro A. L., Simón A. R., Casas S. L. An emulator software tool for improving learning of DC-DC converters. *IEEE Revista Iberoamericana de Tecnologías del Aprendizaje*, 2020, vol. 15, iss. 2, pp. 63–69, doi: <https://doi.org/10.1109/RITA.2020.2987686>

4. Pesce Ch., Riedemann J., Pena R., Jara W., Maury C., Villalobos R. A modified step-up DC-DC flyback converter with active snubber for improved efficiency. *Energies*, 2019, vol. 12, iss. 11, art. no. 2066. doi: <https://doi.org/10.3390/en12112066>

5. Taylor R., Manack R. Controlling switch-node ringing in synchronous buck converters. *Analog Applications Journal*, 2012, vol. 2Q, pp. 5–7.

6. Šviković V., Cortes J., Alou P., Oliver J., Cobos J. A. Optimization and analysis of PwrSoC buck converter with integrated passives for automotive application. *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Pittsburgh, PA, IEEE, 2014, pp. 2164–2171. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2014.6953690>

7. What's good about PCB SI metal surface roughness? SPB16.3 has some new enhancements! *Cadence Blogs*. 05.01.2011. Available at: https://community.cadence.com/cadence_blogs_8/b/pcb/posts/what-s-good-about-pcb-si-metal-surface-roughness-spb16-3-has-some-new-enhancements (accessed: 15.08.2021).

8. Hammerstad E., Jensen O. Accurate models for microstrip computer-aided design. *1980 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. Washington, DC, IEEE, 1980, pp. 407–409. doi: <https://doi.org/10.1109/MWSYM.1980.1124303>

9. Shchuchkin E. Yu. The problem of element placement on a printed circuit board: the solution based on a simplified model of a microstrip line. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2021, no. 3, pp. 43–49. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2021-3-43-49>

10. Rubanovich M. G., Vagin D. V., Khrustalev V. A., Bogomolov P. G., Stolyarenko A. A. Using of the finite element method for calculating the partial capacity distribution in the microstrip line. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki = Proceedings of the TUSUR University*, 2014, no. 3 (33), pp. 75–84. (In Russian).

11. Abdenov A. Zh., Mal'tsev A. S., Rubanovich M. G. Estimation of error of methods for calculating the inductance of elements in a microstrip design. *Vestnik Altayskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. I. I. Polzunova*, 2006, no. 2, pp. 162–168. (In Russian).

12. Eudes Th., Ravelo Bl., Louis A. Transient response characterization of the high-speed interconnection RLCG-model for the signal integrity analysis. *Progress in Electromagnetics Research*, 2011, vol. 112, pp. 183–197. doi: <https://doi.org/10.2528/PIER10111805>

13. Powder core products. *Magnetics*. Available at: <https://www.mag-inc.com/Products/Powder-Cores/Kool-Mu-Cores> (accessed: 01.12.2021).

14. Shchuchkin E. Y. Parametric optimization algorithm for DC-DC converters. *2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*. St. Petersburg, Moscow, IEEE, 2020, pp. 2418–2421. doi: <https://doi.org/10.1109/EIConRus49466.2020.9039184>

15. Ivanov E. A., Yakunin A. N. Pulse DC/DC voltage converter with reduced weight and size parameters. *Izv. vuzov. Elektronika = Proc. Univ. Electronics*, 2020, vol. 25, no. 5, pp. 423–431. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2020-25-5-423-431>

16. Kang H. S., Maksimović D., Cohen I. Efficiency optimization in digitally controlled flyback DC-DC converters over wide ranges of operating conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 27, iss. 8, pp. 3734–3748. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2186590>

The article was submitted 02.12.2021; approved after reviewing 21.02.2022;
accepted for publication 04.05.2022.

Information about the author

Evgeny Yu. Shchuchkin – PhD student of the Design and Construction of Integrated Circuits Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), shchuchkin-pkims@yandex.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-ru.ru
- ООО «Урал-Пресс Округ»: www.delpress.ru
- ООО «ИВИС»: www.ivis.ru

Прогнозирующая система управления повышающего DC-DC-преобразователя с оптимизацией рабочей частоты

А. А. Чердинцев

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

antoncherdintsev@yandex.ru

Аннотация. Системы управления прогнозирующего типа позволяют значительно уменьшить затраты на настройку и разработку преобразователей. В настоящее время существующие способы реализации систем управления показали свою эффективность. Однако некоторые проблемы, такие как простота проектирования и настройки устройства, устойчивость к изменениям параметров нагрузки, все еще требуют поиска новых подходов к реализации систем управления прогнозирующего типа. В работе представлен новый способ модификации модели прогнозирующей системы управления для повышающих DC-DC-преобразователей. Разработанная система управления, помимо функции поддержания необходимого уровня выходного напряжения, оптимизирует работу устройства для получения максимального КПД. Показано, что, изменяя скважность управляющего сигнала, можно регулировать уровень выходного напряжения, изменяя период работы, – КПД устройства. Установлено, что модифицированная система расчета целевой функции позволяет использовать достаточно большой горизонт планирования вследствие сокращения требуемой вычислительной мощности. Приведенные результаты моделирования демонстрируют преимущества предложенного метода управления, в частности быстрый переходный отклик и высокую степень робастности.

Ключевые слова: повышающий DC-DC-преобразователь, гибридная система управления, модель прогнозирующей системы управления, оптимальное управление, управление по напряжению

Для цитирования: Чердинцев А. А. Прогнозирующая система управления повышающего DC-DC-преобразователя с оптимизацией рабочей частоты // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 344–355. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-344-355>

Original article

Predictive control system of a DC-DC boost converter with optimization of the operating frequency

A. A. Cherdintsev

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

antoncherdintsev@yandex.ru

Abstract. Predictive control systems allow considerable reduce of costs associated with converters setting up and developing. Nowadays, known approaches to control system implementation demonstrate their efficiency. However, some problems, such as ease of designing and setting up, immunity to load parameter variations, still require searching for new approach to predictive control system implementation. This paper presents a new way to modify the model of predictive control system for DC-DC boost converters. In addition to the function of maintaining the required output voltage level, new control system optimizes the operation of the device to obtain maximum efficiency. It was shown that the output voltage level is regulated by changing the duty cycle of the control signal and the efficiency of the device – by changing the operating period. It has been established that modified system for calculating the objective function allows using sufficiently large prediction horizon due to a reduction in the required computing power. The presented results of modeling demonstrate the advantages of the proposed control method, including a fast transient response and a high degree of robustness.

Keywords: DC-DC boost converter, hybrid system, model predictive control, MPC, optimal control, voltage control

For citation: Cherdintsev A. A. Predictive control system of a DC-DC boost converter with optimization of the operating frequency. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 344–355. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-344-355>

Введение. Конвертеры, преобразовывающие постоянное напряжение одного значения в другое, широко применяются в разных устройствах, включая источники питания и приводы двигателей. Существующие способы реализации системы управления, например с использованием линейных, цифровых и других методов, показали свою эффективность. Тем не менее современные стандарты настройки, сложности проектирования, устойчивости к изменениям параметров нагрузки устройств требуют новых способов реализации системы управления [1]. Новые подходы помогают улучшить устойчивость устройств, упростить процесс настройки системы управления для конкретных условий работы, повысить быстроту и точность учета изменяющихся внешних условий.

Одно из перспективных направлений – модель прогнозирующей системы управления (МПСУ), позволяющая учитывать особенности работы конкретного преобразователя непосредственно на этапе проектирования [2]. МПСУ используется в области силовой электроники, при разработке AC-DC-преобразователей [3, 4] и DC-DC-преобразователей [5–7]. Однако данный подход имеет серьезный недостаток: для его реализации требуется большая вычислительная мощность. На сегодняшний день существует ряд способов снижения требуемых вычислений [1].

Цель настоящей работы – модификация МПСУ, позволяющая частично решить поставленную задачу. Кроме того, реализована функция оптимизации КПД уже работающего устройства в зависимости от изменений внешних условий. Настоящее исследование является продолжением работы [8].

Описание прогнозирующей системы управления. Прогнозирующая система управления основана на прогнозировании состояния прибора в будущем в рамках горизонта планирования. Система вычисляет состояние преобразователя при каждом из возможных управляющих входов, при этом каждому такому состоянию ставится в соответствие целевая функция, обычно выбираемая как отклонение выходного напряжения от эталона. Оптимальной является последовательность управляющих входов, целевая функция которой минимальна. Первый элемент из этой последовательности используется для непосредственного управления преобразователем. Эти вычисления и сравнения проводятся на каждом временном шаге работы устройства. Данная методика называется политикой отступающего горизонта и описана в ряде работ, например [1, 9].

Как правило, системы управления преобразователей служат для удерживания выходного напряжения на необходимом уровне. Для этого используется математическая дискретная по времени модель DC-DC-преобразователя. Данная модель дает возможность параллельно решать и другие, не менее важные, задачи. Например, МПСУ позволяет оптимизировать КПД устройства путем изменения частоты работы в заданных пределах. При этом выходное напряжение поддерживается постоянным за счет изменения скважности сигнала управления ключом. Таким образом, система управления изменением скважности регулирует уровень выходного напряжения, а изменением периода работы – КПД устройства.

Модель повышающего преобразователя. Модель с непрерывным временем. Повышающий DC-DC-преобразователь постоянного тока, показанный на рис. 1, преобразовывает меньшее входное постоянное напряжение $V_s(t)$ в более высокое выходное постоянное напряжение $V_0(t)$. Работа и моделирование рассматриваемого преобразователя описаны в [8]. В модифицированной модели DC-DC-преобразователя один из ключей заменен на диод для упрощения вычислений.

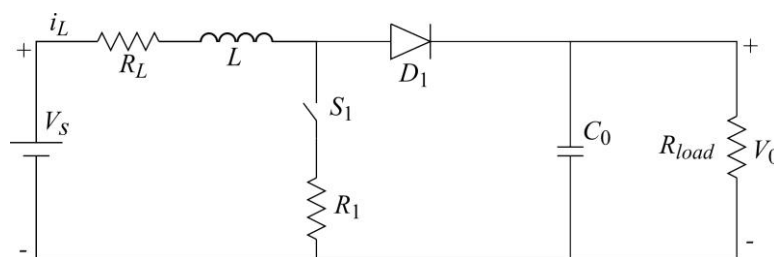


Рис. 1. Схема повышающего DC-DC-преобразователя
 Fig. 1. Diagram of the DC-DC boost converter

С положениями переключателя связаны два режима: открытый ключ S_1 и закрытый. В первом режиме ток катушки $i_L(t)$ увеличивается, что приводит к накоплению энергии в катушке L . Во втором режиме ($u = 0$) катушка через диод D_1 подсоединяется к выходу, что приводит к уменьшению $i_L(t)$. Пространство состояний преобразователя в области непрерывного времени задается следующими уравнениями:

$$u = 1: \frac{\partial x(t)}{\partial t} = A_1 x(t) + B_1 v_s(t),$$

$$u = 0: \frac{\partial x(t)}{\partial t} = A_2 x(t) + B_2 v_s(t) + C_2,$$

где вектор начального состояния, содержащий ток катушки и выходное напряжение, имеет вид

$$x(t) = [i_L(t), v_o(t)]^T.$$

Системные матрицы следующие:

$$A_1 = \begin{pmatrix} -(R_L + R_1) / L & 0 \\ 0 & -1 / (C_0 R_{load}) \end{pmatrix},$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} 1 / L & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} -R_L / L & -1 / L \\ 1 / C_0 & -1 / (C_0 R_{load}) \end{pmatrix},$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} 1 / L & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$C_2 = \begin{pmatrix} V_{th} / L \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Графическое представление повышающего преобразователя в виде автомата приведено на рис. 2.

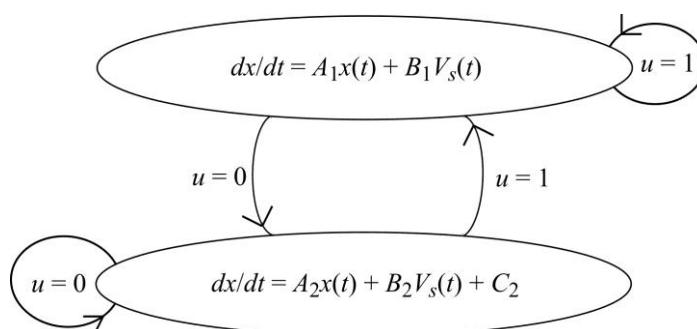


Рис. 2. Модель DC-DC-преобразователя с непрерывным временем
Fig. 2. Model of DC-DC converter with continuous time

Дискретно-временная модель. Построение дискретно-временной модели с учетом изменений аналогично построению, проведенному в работе [8]. Кроме того, вычисляется параметр D , необходимый для сокращения расчетов целевой функции и оптимизации рабочей частоты. Построение подходящей модели повышающего DC-DC-преобразователя для использования в прогнозирующей системе управления имеет принципиальное значение, так как именно с помощью нее вычисляется состояние системы на всем горизонте планирования. Для правильного прогнозирования необходимо достаточно точное моделирование реальной работы устройства.

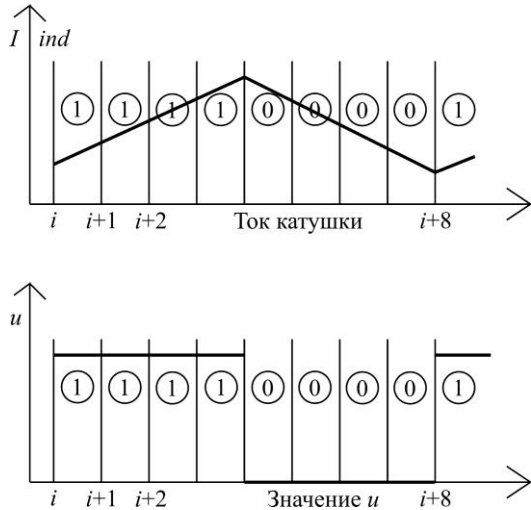


Рис. 3. Режимы работы, используемые в математической модели [8]
 Fig. 3. Operating modes used in the mathematical model [8]

Как следует из рис. 3, после дискретизации модели во времени преобразователь может работать в двух основных режимах в зависимости от формы тока катушки. Тогда в дискретном времени вектор состояний задается следующими уравнениями:

$$x(i+1) = \begin{cases} (1 + A_1 T_s)x(i) + B_1 T_s v_s(i); & u = 1, \\ (1 + A_2 T_s)x(i) + B_2 T_s v_s(i) + C_2; & u = 0, \end{cases}$$

где 1 – единичная матрица; T_s – интервал дискретизации.

Схематично переключение между режимами представлено на рис. 4.

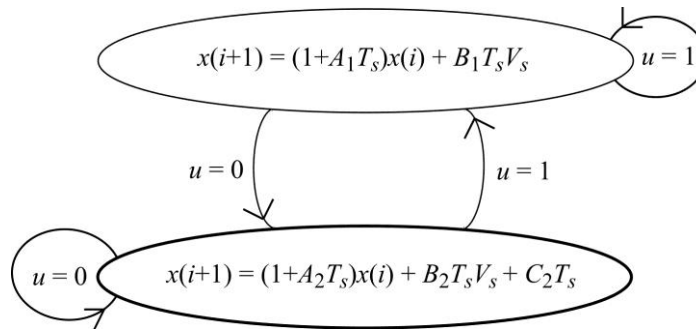


Рис. 4. Дискретно-временная математическая модель DC-DC-преобразователя [8]
 Fig. 4. Discrete-time mathematical model of DC-DC converter [8]

Во время работы устройства вычисляется вспомогательный параметр – токовая нагрузка в данный момент времени I_{load} :

$$R_{load} = \frac{V_0}{I_{load}},$$

$$I_{load} = I_{ind} - \frac{C(V_0(i) - V_0(i-1))}{T_s},$$

$$I_{ind} = \sum_{i=1}^5 I_L(i) \frac{V_s}{V_0}.$$

Для сокращения количества вариантов комбинаций режимов работы необходимо рассчитать заранее теоретическую скважность сигнала D по формуле

$$D = \frac{V_0 + V_{th} - V_s}{V_0 + V_{th}}.$$

Модель прогнозирующей системы управления. Блок расчета периода работы устройства. Данный блок необходим для расчета оптимального периода работы преобразователя T , при котором достигается максимально возможный КПД. Однако в силу особенностей цифровой реализации системы управления на значение периода налагаются ряд ограничений. Он должен быть кратен интервалу дискретизации T_s и отклоняться не более чем на три интервала дискретизации от заданного номинального значения T_{nom} . Таким образом, вводится параметр N_{per} , равный отношению периода T_{nom} к интервалу дискретизации T_s . Параметр N_{per} может принимать значения от $\left(\frac{T_{nom}}{T_s} - 3\right)$ до $\left(\frac{T_{nom}}{T_s} + 3\right)$.

Оптимальное значение N_{per} находится путем минимизации мощности потерь энергии на ключе, диоде и при перезарядке ключа:

$$P_1 = \frac{C_{key} U_{key}^2}{2T_s N_{per}},$$

$$P_2 = \left(\frac{I_{load}}{1-D}\right)^2 R_{key} D + \frac{V_s^2}{12L^2} D^3 T_s^2 N_{per}^2 R_{key},$$

$$P_3 = I_{load} V_{th},$$

где P_1 – мощность потерь при перезарядке ключа; P_2 – потери на ключе; P_3 – потери на диоде.

Блок расчета управляющего сигнала. Основная задача управления для DC-DC-преобразователя состоит в минимизации ошибки выходного напряжения. Это достигается путем открытия или закрытия ключа по нужному сигналу управления. При этом выходное напряжение должно оставаться стабильным, несмотря на резкие изменения выходной нагрузки, входного напряжения и других внешних условий [1, 8].

В прогнозирующих системах управления управляющие сигналы вычисляются путем минимизации целевой функции, характеризующей отклонение выходного напряжения от заданного эталона. Поэтому выбор и последующее вычисление целевой функции – ключевая задача МПСУ.

Целевая функция выбирается как

$$J(i) = \sum_{l=i}^{i+N-1} (|v_{0,err_V}(l+1|i)|). \quad (1)$$

Она равна сумме абсолютных значений ошибок уровня выходного напряжения на всем горизонте планирования N . Ошибка рассчитывается как

$$v_{0,err}(i) = v_{0,ref} - V_0(i).$$

Задача оптимизации для МПСУ – минимизация целевой функции $J(i)$. Таким образом находится оптимальная последовательность переключающихся состояний:

$$u(i) = \arg \min J(i).$$

Оптимизационная переменная – это последовательность переключающихся состояний за горизонтом, равная

$$U(k) = [u(k), u(k+1), \dots, u(k+N-1)]^T.$$

После минимизации целевой функции (1) получается последовательность сигналов управления $U^*(k)$. Каждый элемент из нее показывает положение ключа в данный момент времени. В рассматриваемом случае важен только первый элемент $u(k)$ этой последова-

тельности, показывающий текущее состояние ключа. Пока ключ остается в состоянии, заданном $u(k)$, проводится новое моделирование поведения преобразователя, основываясь на новых измерениях, полученных в предыдущем экземпляре выборки [1, 9, 10].

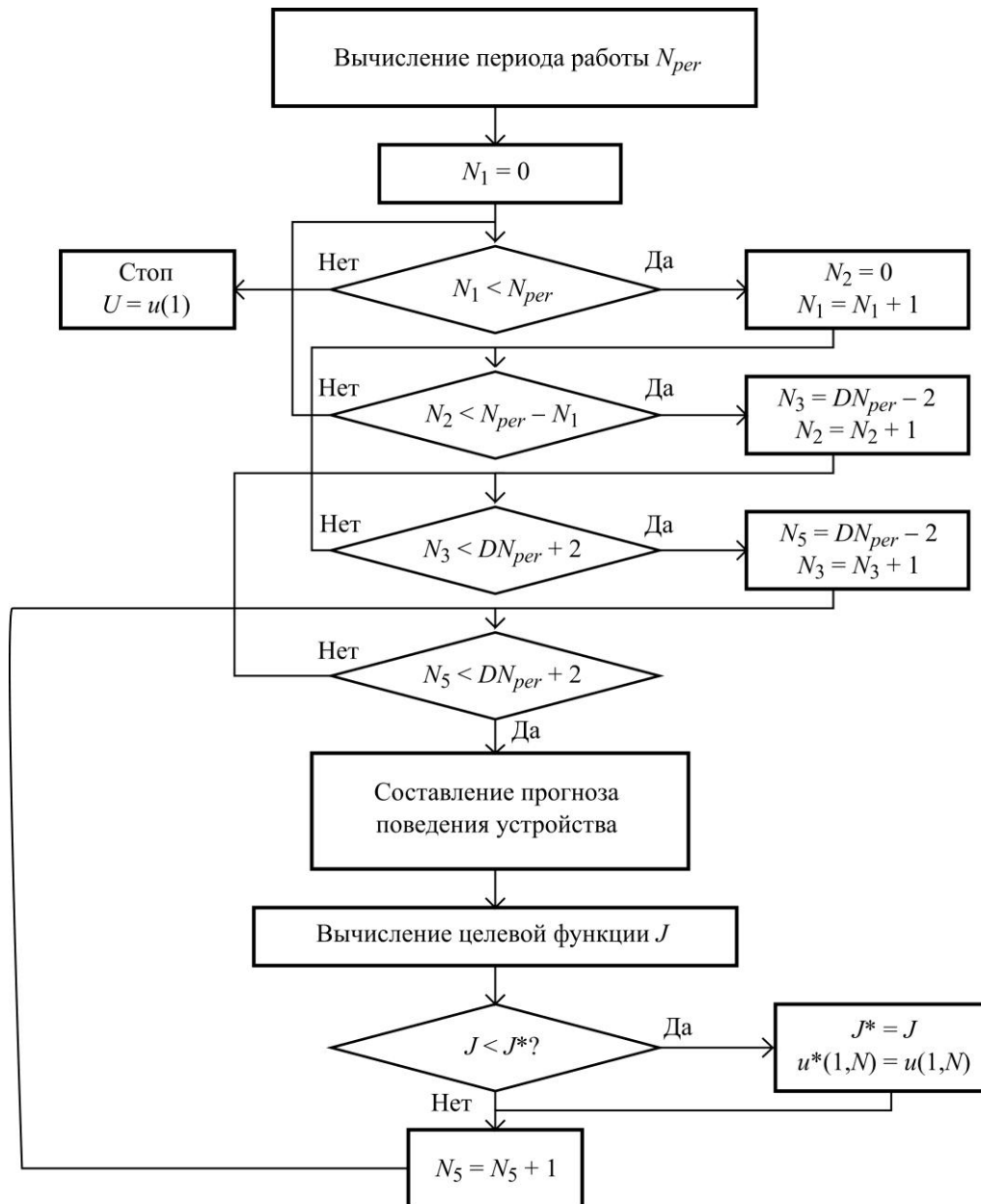


Рис. 5. Алгоритм работы системы управления
 Fig. 5. Operation algorithm of the control system

Как правило, минимизация (1) требует много вычислительных мощностей [1, 10]. При прямом переборе всех возможных вариантов получаем 2^N последовательности, каждая из которых прогнозирует соответствующие состояния устройства и рассчитывает целевую функцию. Применяя модель работы преобразователя, задавая заранее промежуток опорных частот и используя рассчитанный заранее параметр D , можно значительно уменьшить количество необходимых расчетов. Похожие способы описаны, например, в [9]. С их помощью исключается из расчета множество не реализуемых в

реальности состояний устройства, что существенно понижает требуемую вычислительную мощность. Модифицированный алгоритм поиска оптимизационной переменной показан на рис. 5. На рис. 6 изображено моделирование поведения устройства с использованием МПСУ при условии, что в горизонт планирования укладываются три периода работы ($N = 3N_{per}$). При этом:

- N_{per} берется из результата расчета предыдущего блока;
- N_3 и N_5 варьируются вокруг теоретического значения DN_{per} ;
- N_4 , N_6 и N_7 однозначно задаются остальными переменными.

В итоге нужно перебирать только четыре переменные (N_1, N_2, N_3 и N_5):

$$\begin{aligned}
 N_1 &\in (0; N_{per}), \\
 N_2 &\in (0; N_{per} - N_1), \\
 N_3 &\in ((DN_{per} - 2); (DN_{per} + 2)), \\
 N_4 &= N_{per} - N_3, \\
 N_5 &\in ((DN_{per} - 2); (DN_{per} + 2)), \\
 N_6 &= N_{per} - N_5, \\
 N_7 &= N - (N_1 + N_2 + N_3 + N_4 + N_5 + N_6).
 \end{aligned}$$

Количество вариантов равно:

$$n = \frac{25N_{per}(N_{per} - 1)}{2}.$$

Таким образом, система управления состоит из трех вспомогательных подблоков, вычисляющих ток нагрузки, теоретическую скважность и частоту работы устройства, и одного основного блока, рассчитывающего непосредственно управляющий сигнал (рис. 7).

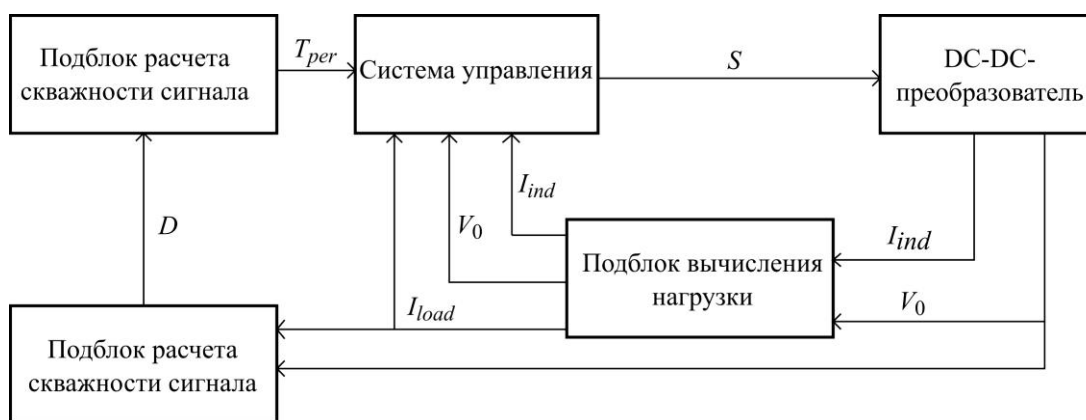


Рис. 7. Блок-схема системы управления
Fig. 7. Block diagram of the control system

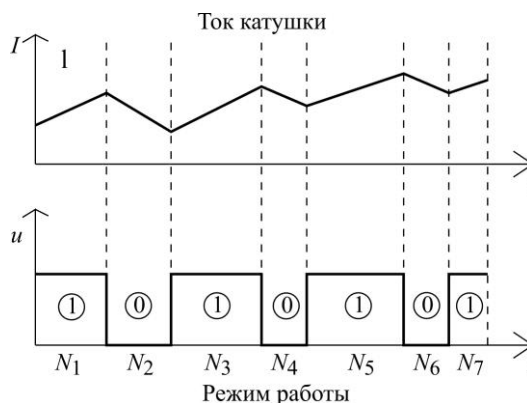


Рис. 6. Ток катушки и режимы работы на горизонте прогнозирования
Fig. 6. Inductor current and operating modes on the prediction horizon

Результаты моделирования. Проведено моделирование работы DC-DC-преобразователя в нескольких стрессовых условиях. Про моделированы отклики на ступенчатые изменения входного напряжения, опорного напряжения, тока нагрузки. Кроме того, показана работа подблока оптимизации частоты. Параметры устройства аналогичны параметрам, принятым в [8], а именно: $L = 10$ мкГн, $R_L = 1$ мОм, $C_0 = 600$ мкФ, $R_{key} = 22$ мОм, $C_{key} = 10$ нФ. Ток нагрузки в среднем составляет 2 А. Если не указано иное, входное напряжение $V_s = 6$ В, а выходное напряжение $V_0 = 8$ В. Горизонт планирования $N = 30$, интервал дискретизации $T_s = 2$ мкс.

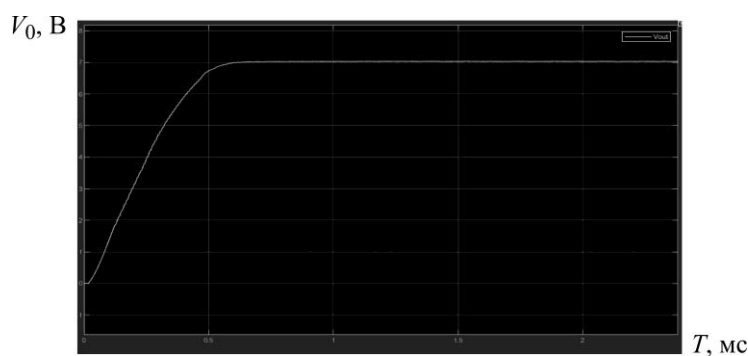


Рис. 8. Результаты моделирования старта
Fig. 8. Results of the launch simulation

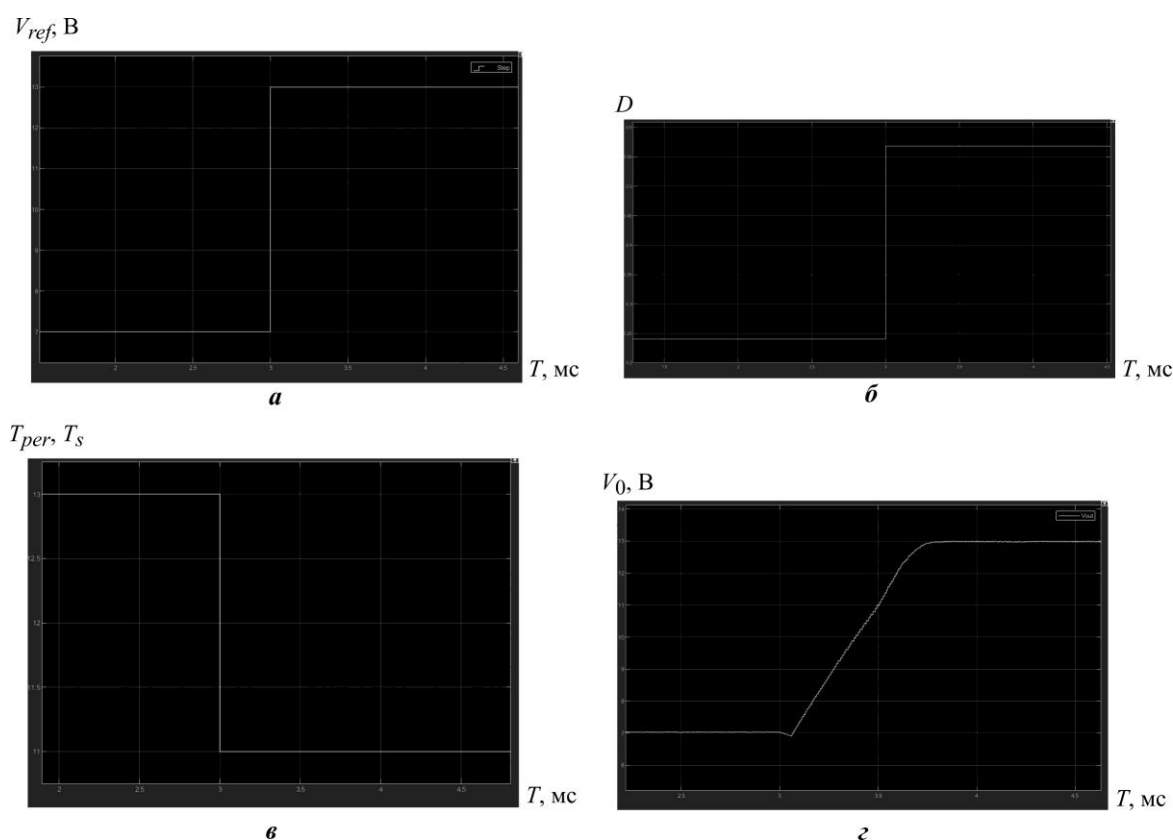


Рис. 9. Результаты моделирования резкого повышения уровня опорного напряжения: *a* – опорное напряжение; *b* – скважность управляющего сигнала; *c* – работа устройства в периодах дискретизации; *d* – выходное напряжение

Fig. 9. Simulation results of a sharp increase in the reference voltage level: *a* – reference voltage; *b* – the duty cycle of the control signal; *c* – operation of the device during the sampling period; *d* – output voltage

Рассмотрим случай запуска устройства. На рис. 8 показан процесс заряда выходной емкости до необходимого значения 7 В. Отметим, что V_0 достигает стабильного значения за 0,5 мс без заметного превышения. Это время зависит от значения выходной емкости.

Рассмотрим случай резкого повышения необходимого уровня опорного напряжения. На рис. 9 показан процесс выхода напряжения от начального уровня 7 В до значения 13 В. При этом меняется не только необходимый уровень выходного напряжения, но и оптимальная частота работы устройства (см. рис. 9, в). Несмотря на такие резкие изменения режима работы, переход происходит плавно, без существенных ошибок уровня выходного напряжения и достаточно быстро.

Рассмотрим случай резкого повышения уровня токовой нагрузки. На рис. 10 показан процесс реакции напряжения на увеличение токовой нагрузки с 3 до 5,5 мА. Заметных отклонений от стабильного значения при таких стрессовых воздействиях не наблюдается.

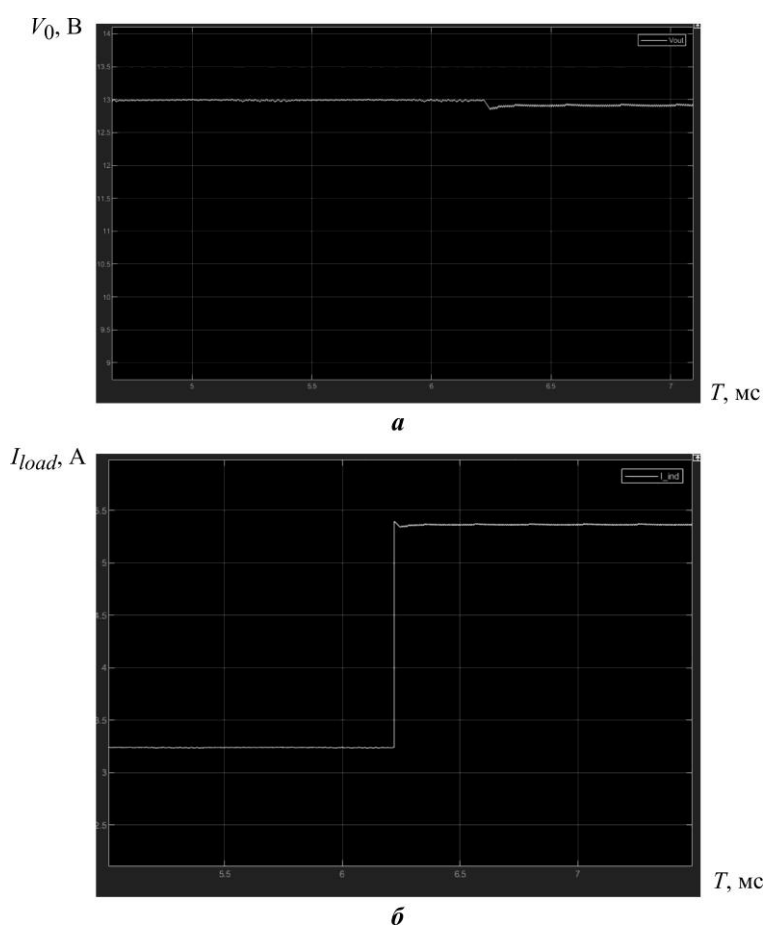


Рис. 10. Результаты моделирования резкого повышения уровня выходного тока:

a – выходное напряжение; b – выходной ток

Fig. 10. Simulation results of a sharp increase in the output current level:

a – output voltage; b – output current

Заключение. Полученная система управления повышающего DC-DC-преобразователя имеет такие преимущества прогнозирующих систем, как отсутствие необходимости в дополнительных цепях компенсации, быстрый отклик на внешние возмущения [1]. Предложенные модификации системы позволяют не только поддерживать постоянный уровень выходного напряжения, но и находить оптимальную частоту работы системы для минимизации потери энергии. При этом оптимизация частоты происходит во время рабо-

ты устройства и не требует отдельной настройки. Кроме того, использованная модифицированная стратегия расчета целевой функции позволила значительно сократить требуемую вычислительную мощность, что дало возможность ввести дополнительную функцию оптимизации. Размер колебаний частоты работы устройства настраивается заранее, что позволяет отнести систему управления к системам с постоянной частотой работы.

Предложенный метод оптимизации можно распространить и на другие виды DC-DC-преобразователей. Также возможно улучшить и упростить данный метод. Результаты моделирования свидетельствуют об эффективности данного метода оптимизации.

Литература

1. *Karamanakos P., Geyer T., Manias S.* Direct voltage control of DC-DC boost converters using enumeration-based model predictive control // IEEE Transactions on Power Electronics. 2014. Vol. 29. Iss. 2. P. 968–978. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2256370>
2. *Rawlings J. B., Mayne D. Q.* Model predictive control: Theory, computation, and design. Madison, WI: Nob Hill, 2009. 533 p.
3. *Nguyen T.-L., Vu H.-C., Tran Q.-H., Lee H.-H.* Voltage sensorless model predictive control of AC/DC matrix converters // 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia). Nanjing: IEEE, 2020. P. 214–218. doi: <https://doi.org/10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368177>
4. *Gokdag M., Gulbudak O.* Model predictive control of AC-DC matrix converter with unity input power factor // 2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018). Doha: IEEE, 2018. P. 1–5. doi: <https://doi.org/10.1109/CPE.2018.8372587>
5. *Leng Zh., Liu Q.* A simple model predictive control for buck converter operating in CCM // 2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE). Pilsen: IEEE, 2017. P. 19–24. doi: <https://doi.org/10.1109/PRECEDE.2017.8071262>
6. Predictive functional control for buck DC-DC converter / *Z. Liu, F. Gao, L. Xie et al.* // The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC). Qingdao: IEEE, 2015. P. 320–325. doi: <https://doi.org/10.1109/CCDC.2015.7161711>
7. Model predictive control of three-level bidirectional DC-DC converter based on super capacitor energy storage system / *D. Zhang, C. Chen, Y. Ou et al.* // 2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE). Istanbul: IEEE, 2020. P. 1–5. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEE49691.2020.9249868>
8. *Чердинцев А. А., Щагин А. В., Лукин С. А.* Модифицированная прогнозирующая система управления повышающего DC-DC-преобразователя // Изв. вузов. Электроника. 2021. Т. 26. № 6. С. 533–546. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2021-26-6-533-546>
9. Enumeration-based predictive control for buck DC-DC converter / *Q. Huang, X. Yan, R. Ling et al.* // 2017 29th Chinese Control and Decision Conference (CCDC). Chongqing: IEEE, 2017. P. 6700–6704. doi: <https://doi.org/10.1109/CCDC.2017.7978383>
10. *Yuya M., Maruta H.* A study on model based control of DC-DC converter with simple enumeration and pruning restriction computation // IECON 2019 – 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Lisbon: IEEE, 2019. P. 1567–1572. doi: <https://doi.org/10.1109/IECON.2019.8927141>

Статья поступила в редакцию 24.12.2021 г.; одобрена после рецензирования 02.03.2022 г.; принята к публикации 04.05.2022 г.

Информация об авторе

Чердинцев Антон Александрович – аспирант Института микроприборов и систем управления имени Л. Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), antoncherdintsev@yandex.ru

References

1. Karamanakos P., Geyer T., Manias S. Direct voltage control of DC-DC boost converters using enumeration-based model predictive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 29, iss. 2, pp. 968–978. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2256370>
2. Rawlings J. B., Mayne D. Q. *Model predictive control: Theory, computation, and design*. Madison, WI, Nob Hill, 2009. 533 p.
3. Nguyen T.-L., Vu H.-C., Tran Q.-H., Lee H.-H. Voltage sensorless model predictive control of AC/DC matrix converters. *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*. Nanjing, IEEE, 2020, pp. 214–218. doi: <https://doi.org/10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368177>
4. Gokdag M., Gulbudak O. Model predictive control of AC-DC matrix converter with unity input power factor. *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*. Doha, IEEE, 2018, pp. 1–5. doi: <https://doi.org/10.1109/CPE.2018.8372587>
5. Leng Z., Liu Q. A simple model predictive control for buck converter operating in CCM. *2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. Pilsen, IEEE, 2017, pp. 19–24. doi: <https://doi.org/10.1109/PRECEDE.2017.8071262>
6. Liu Z., Gao F., Xie L., Li X., Xie L. Predictive functional control for buck DC-DC converter. *The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC)*. Qingdao, IEEE, 2015, pp. 320–325. doi: <https://doi.org/10.1109/CCDC.2015.7161711>
7. Zhang D., Chen C., Ou Y., Zheng T., Tang W. Model predictive control of three-level bidirectional DC-DC converter based on super capacitor energy storage system. *2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*. Istanbul, IEEE, 2020, pp. 1–5. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEE49691.2020.9249868>
8. Cherdintsev A. A., Shagin A. V., Lupin S. A. Modified predictive control system of the DC-DC boost converter. *Izv. vuzov. Elektronika = Proc. Univ. Electronics*, 2021, vol. 26, no. 6, pp. 533–546. (in Russian). doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2021-26-6-533-546>
9. Huang Q., Yan X., Ling R., Hu Q., Yu D., Liu H. Enumeration-based predictive control for buck DC-DC converter. *2017 29th Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*. Chongqing, IEEE, 2017, pp. 6700–6704. doi: <https://doi.org/10.1109/CCDC.2017.7978383>
10. Yuya N., Maruta H. A study on model based control of DC-DC converter with simple enumeration and pruning restriction computation. *IECON 2019 – 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Lisbon, IEEE, 2019, pp. 1567–1572. doi: <https://doi.org/10.1109/IECON.2019.8927141>

The article was submitted 24.12.2021; approved after reviewing 02.03.2022;
accepted for publication 04.05.2022.

Information about the author

Anton A. Cherdintsev – PhD student of the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), antoncherdintsev@yandex.ru

Уважаемые авторы!

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

Аппаратная реализация алгоритмов цифровой обработки сигналов в рекуррентном потоковом процессоре на ПЛИС

*Ю. А. Степченков, Н. В. Морозов, Ю. Г. Дьяченко, Д. В. Хилько,
Д. Ю. Степченков, Ю. И. Шикунов*

*Федеральный исследовательский центр «Информатика
и управление» Российской академии наук, г. Москва, Россия*

YStepchenkov@ipiran.ru

Аннотация. Потоковая вычислительная архитектура является альтернативой традиционной вычислительной фон-неймановской архитектуре. Однако существующие варианты потоковой вычислительной архитектуры имеют ряд серьезных проблем, которые к настоящему времени еще не решены. В работе описаны результаты верификации аппаратной реализации архитектуры гибридного рекуррентного сигнального процессора (ГРСП), представленной аппаратной моделью уровня регистровых передач. Макетный образец реализован на отладочной плате с программируемой логической интегральной схемой Intel Arria10. ГРСП включает в себя фон-неймановский процессор в качестве управляющего уровня и потоковое рекуррентное обрабатывающее устройство с четырьмя вычислительными ядрами в качестве операционного уровня. Тестирование ГРСП на типовом приложении цифровой обработки данных – распознавателе изолированных слов – на отладочной плате подтвердило его битэкзактность имитационной модели и исходной C++-модели распознавателя изолированных слов. Верификация аппаратной реализации ГРСП на синтетических тестах показала, что его производительность в среднем на 5 % превышает производительность цифрового сигнального процессора DSP TMS320C55x фирмы Texas Instruments. Оптимизация аппаратной поддержки быстрого преобразования Фурье ускоряет его расчет, существенно уменьшает размер капсулы, сокращает требуемые аппаратные ресурсы и упрощает его масштабирование.

Ключевые слова: рекуррентный сигнальный процессор, гибридная потоковая архитектура, аппаратная модель, ПЛИС, быстрое преобразование Фурье

Финансирование работы: работа выполнена в рамках государственного задания № 0063-2019-0010.

Для цитирования: Аппаратная реализация алгоритмов цифровой обработки сигналов в рекуррентном потоковом процессоре на ПЛИС / Ю. А. Степченков, Н. В. Морозов, Ю. Г. Дьяченко и др. // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 356–366. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-356-366>

Original article

Hardware implementation of the digital signal processing algorithms in recurrent signal processor on FPGA

Yu. A. Stepchenkov, N. V. Morozov, Yu. G. Diachenko, D. V. Khilko,
D. Yu. Stepchenkov, Yu. I. Shikunov

Federal Research Center "Computer Science and Control"
of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

YStepchenkov@ipiran.ru

Abstract. Dataflow architecture is an alternative to traditional von Neumann computing architecture. However, known variants of dataflow architecture have a range of serious problems with no effective solution up to the present day. This paper represents Hybrid Recurrent Signal Processor's (HRSP) hardware verification results. It describes HRSP's register transfer level model implementing its architectural specification, and hardware prototype on HAN Pilot Platform demo-board with field-programmable gate array Intel Arria10. HRSP consists of a von Neumann master processor on a control layer and a recurrent dataflow unit on an operational layer. Data-flow unit includes four computing cores. HRSP's hardware model combines soft or hardware implementation of the control processor and hardware model of the operational layer. Testing the HRSP's hardware prototype on demo-board using an isolated word recognizer (IWR) as a typical data processing application has proved that the hardware model is bit-exact with both HRSP's imitation model and the original IWR C++ model. The HRSP's hardware prototype's achieved performance ensures IWR's operation in real-time mode on demo-board. It is slightly better than the performance of the TMSC55x (Texas Instruments) digital signal processor. Verification of the HRSP's hardware implementation on synthetic tests showed that its performance is, on average, 5 % higher than the performance of the DSP TMSC55x digital signal processor. The results of proposed optimization of hardware support for Fast Fourier Transform (FFT) in HRSP prove that such the optimization speeds up FFT calculation, significantly reduces the capsule size, reduces the required hardware resources and simplifies FFT scaling.

Keywords: recurrent signal processor, hybrid dataflow architecture, hardware model, FPGA, fast Fourier transform, FFT

Funding: the work has been carried out within the framework of the state task No. 0063-2019-0010.

For citation: Stepchenkov Yu. A., Morozov N. V., Diachenko Yu. G., Khilko D. V., Stepchenkov D. Yu., Shikunov Yu. I. Hardware implementation of the digital signal processing algorithms in recurrent signal processor on FPGA. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 356–366. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-356-366>

Введение. Поточковые вычислительные архитектуры (ПВА) [1, 2] являются альтернативой традиционной вычислительной фон-неймановской архитектуре. Однако в существующих вариантах ПВА к настоящему времени не решены следующие проблемы:

реализация рекурсий, петель (циклов) и итераций, работа с константами и др. Эффективная реализация ПВА основана на использовании ассоциативной памяти большого объема, что целесообразно только для систем массового параллелизма [1].

В работе [3] утверждается, что известным потоковым процессорам требуется в 2–3 раза больше команд для выполнения программы по отношению к процессорам традиционной архитектуры. В работе [2] отмечается, что ориентация разработчиков на господствующую методологию проектирования (парадигму «сбора») привела в конечном счете к утрате конкурентных преимуществ ПВА.

Попытки использования потоковой парадигмы в области цифровой обработки сигналов также имеют многолетнюю историю [4]. Принципы ПВА и требования со стороны алгоритмов цифровой обработки сигналов хорошо сочетаются друг с другом в приложениях, для которых характерна высокая степень внутреннего параллелизма. Основной сдерживающей причиной широкого практического применения такой интеграции является фактор стоимости, который делает нецелесообразным прямолинейное использование в них решений из области ПВА-систем массового параллелизма [4, 5].

В работе [6] рассматривается реализация принципов рекуррентности и самодостаточности данных за счет объединения в одном операнде собственно данных и необходимой информации: кода операции, выполняемой над ними, и места назначения результата обработки. Совокупность таких операндов образует капсулу, предназначенную для выполнения определенного алгоритма аналогично программному коду для фон-неймановской архитектуры и представляющую собой сжатый потоковый граф вычислительного процесса. При выполнении капсулы в ПВА операнды подвергаются рекуррентной развертке, характер которой определяется как исходным видом операндов, так и логикой работы рекуррентных преобразователей в составе аппаратных средств ПВА.

Разработанный в Федеральном исследовательском центре «Информатика и управление» Российской академии наук (г. Москва) гибридный рекуррентный сигнальный процессор (ГРСП) [5, 7] является одним из представителей семейства ПВА. Он позволяет обойтись без ассоциативной памяти большого объема. Для разработки и отладки капсул, реализующих конкретные алгоритмы цифровой обработки сигналов в ГРСП, используются его имитационная модель на языке C# [8] и аппаратная модель на языке VHDL [9]. Первая облегчает и ускоряет процесс разработки и отладки капсул, вторая обеспечивает адекватность реализации ГРСП на отладочной плате с ПЛИС и позволяет оценить эффективность реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов на ГРСП в режиме реального времени. Опытная эксплуатация ГРСП на подмножестве типовых алгоритмов цифровой обработки сигналов продемонстрировала высокую эффективность использования ГРСП для решения задач цифровой обработки сигналов, обеспечивающую большую производительность по сравнению с передовыми цифровыми процессорами [9]. В то же время она выявила необходимость расширения аппаратной поддержки некоторых типовых алгоритмов цифровой обработки сигналов, в частности быстрого преобразования Фурье (БПФ) и ряда цифровых фильтров.

В настоящей работе описываются особенности архитектуры ГРСП, реализованной на отладочной плате HAN Pilot Platform с ПЛИС Intel Arria10 SoC [10], рассматривается ее модернизация с целью расширения аппаратной поддержки типовых алгоритмов цифровой обработки сигналов, обсуждаются технические характеристики ГРСП на ПЛИС и результаты тестирования.

Аппаратная модель ГРСП. Аппаратная модель ГРСП включает в себя управляющий процессор и рекуррентный обработчик сигналов, представленный контроллером буферной памяти, буферной памятью, распределителем, интерфейсом обмена данными и N параллельными вычислительными секциями (рис. 1). Каждая вычислительная секция включает в себя память совпадений и вычислитель, имеющий в своем составе умножитель с 40-разрядным аккумулятором (УА40) и аппаратным устройством сдвига вправо и влево на 1–15 разрядов, 16-разрядное арифметико-логическое устройство (АЛУ16) и преобразователь тегов. Вместе с распределителем и интерфейсом обмена данными

вычислительные секции составляют рекуррентное обрабатывающее устройство. Контроллер буферной памяти содержит арбитр обращений к буферной памяти со стороны управляющего процессора (чтение и запись) и рекуррентного обрабатывающего устройства (запись).

Роль управляющего процессора в архитектуре ГРСП может играть процессор любого типа. Главное требование к его характеристикам – достаточное быстродействие, обеспечивающее требуемые темп и характер обработки промежуточных результатов рекуррентного обрабатывающего устройства и записи данных в рекуррентный обработчик сигналов. В текущей реализации функции управляющего процессора выполняет программный процессор NIOS-II, интегрируемый в проект на этапе логического синтеза в САПР Quartus Prime SE 18 [11], или процессор ARM Cortex-A9, реализованный аппаратно в ПЛИС.

Буферная память состоит из четырех банков памяти общей разрядностью 64 бит. В отдельном регистре хранятся биты готовности операндов капсулы, разрешающие чтение операндов из буферной памяти, банки которой являются двухпортовыми ОЗУ. Первый порт служит для записи данных в буферную память со стороны управляющего процессора и рекуррентного обрабатывающего устройства, а также для чтения данных из буферной памяти в управляющий процессор. Он управляется системной частотой шины адреса / данных. Второй порт используется для чтения операндов из буферной памяти в рекуррентное обрабатывающее устройство и управляется внутренней частотой последнего.

Функциональные модули рекуррентного обработчика сигналов образуют кольцевой конвейер. Интерфейс обмена данными отправляет промежуточные и окончательные результаты обработки капсулы в буферную память для рекурсивного использования.

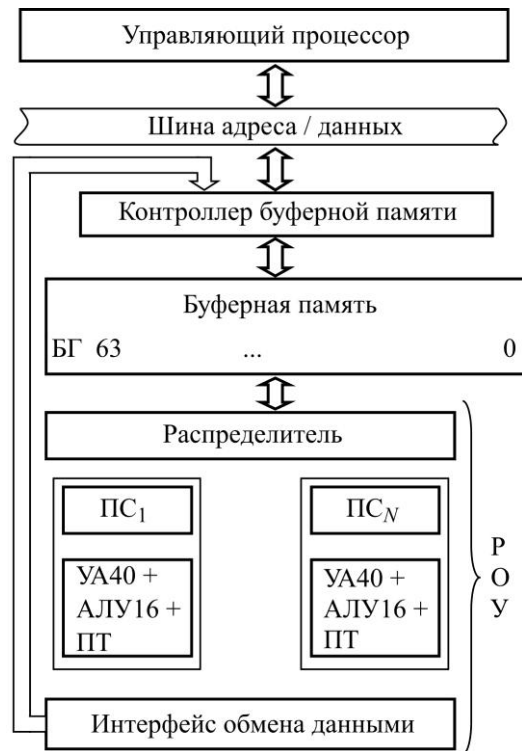


Рис. 1. Структура аппаратной модели ГРСП (ПС – память совпадений; БГ – биты готовности; ПТ – преобразователь тегов; РОУ – рекуррентное обрабатывающее устройство)

Fig. 1. HRSP hardware model structure (ПС – memory of coincidences; БГ – ready bits; ПТ – tag converter; РОУ – recurrent processing device)

Реализация ГРСП на ПЛИС. Для аппаратной апробации разработанной архитектуры реализован единственно возможный (быстрый и доступный по цене) вариант в виде ПЛИС-реализации. Он принципиально не может иметь более высокое быстродействие по сравнению с другими видами реализации (заказными и полузаказными ИС на базовом матричном кристалле), но удобен для отладки и позволяет оценить производительность архитектуры ГРСП в тактах частоты рекуррентного обрабатывающего устройства. Аппаратные ресурсы, потребовавшиеся для реализации ГРСП в ПЛИС Intel Arria10 SoC 10AS066K3F40E2SG в режиме автоматического синтеза с помощью САПР Quartus Prime SE 18.0 [6], представлены в табл. 1 для варианта реализации управляющего процессора в виде программного процессора NIOS-II. Аппаратные затраты определены в количестве адаптивных логических модулей, регистров, битов памяти и блоков DSP.

Таблица 1

Аппаратные ресурсы для реализации ГРСП с NIOS-II

Table 1

Hardware resources for the HRSP implementation with NIOS-II

Функциональные блоки ГРСП	Ресурсы ПЛИС			
	АЛМ*	Регистры	Память, бит	DSP
Управляющий уровень	3641	4048	33788672	4
Буферная память	15262	10223	141900	0
Распределитель	16666	4397	0	0
Вычислительные секции	36826	26788	5248	4
Интерфейс обмена данными	2042	1242	0	0
Итого	74440	46698	33935820	8

*АЛМ – адаптивный логический модуль.

Тестирование аппаратной модели. Цели тестирования ГРСП на отладочной плате следующие:

- верификация аппаратной модели на соответствие имитационной модели путем проверки идентичности получаемых результатов;
- сравнение производительности ГРСП и современных процессоров цифровой обработки сигналов на типовых алгоритмах обработки данных.

Для верификации аппаратной модели выбрано типовое приложение процессора цифровой обработки сигналов – распознаватель изолированных слов. Прогон капсул, сгенерированных для всех алгоритмов распознавателя изолированных слов по исходным данным, извлеченным из тестовых произнесений 100 слов английского языка, в имитационной и аппаратной моделях показал полное совпадение всех промежуточных результатов. Суммарная точность распознавания (95 %), показанная макетным образцом, совпала с точностью распознавания, обеспечиваемой исходной программой C++-распознавателя изолированных слов на персональном компьютере.

В табл. 2 приведена оценка производительности ГРСП по сравнению с DSP TMSC55x фирмы Texas Instruments при выполнении синтетических тестовых алгоритмов [12, 13], являющихся типовыми для широкого класса задач цифровой обработки сигналов и аналогичных тестам из набора [14]. При этом быстродействие DSP TMSC55x принято за эталонное. Анализ данных показывает, что ГРСП по сравнению с DSP TMSC55x лучше выполняет алгоритмы фильтрации (за исключением адаптивного фильтра) и некоторые другие. Например, фильтры с $K_c = 6$ и $K_s = 3$ ГРСП считает в 1,14–1,50 раза быстрее, чем DSP TMSC55x. Однако на некоторых задачах ГРСП работает в 1,6–3,2 раза медленнее, чем DSP TMSC55x. Это связано с наличием в DSP TMSC55x аппаратной

Таблица 2

Показатели производительности ГРСЦ и DSP TMS55x при выполнении синтетических тестов алгоритмов

Table 2

HRSP performance compared to DSP TMS55x on synthetic tests

Алгоритм		DSP TMS55x	ГРСЦ
Фильтр с конечной импульсной характеристикой	для реальных данных	1	$1 + (1/(1 + K_c))$
	для одиночных отсчетов	1	1
	для комплексных данных	1	$1 + (3/(1 + K_c))$
Адаптивный фильтр наименьших среднеквадратичных значений		1	$1 - (K_c - 1)/(4 + 3K_c)$
Биквадратный фильтр с бесконечной импульсной характеристикой		1	$1 + (3 + 10K_s)/(4 + 21K_s)$
Сумма поразрядных произведений двух векторов		1	1
Поразрядная сумма двух векторов		1	1,50
Поиск максимума в векторе		1	0,60
Декодер Витерби		1	0,31
256-точечное БПФ		1	1,25

Примечание: K_c – число коэффициентов фильтра; K_s – число секций фильтра.

поддержки соответствующих алгоритмов, существенно ускоряющей их выполнение. Этот недостаток может быть устранен за счет расширения функциональности ГРСЦ, в частности более широкой аппаратной поддержки суперскалярных операций в вычислительных секциях; увеличения числа рабочих регистров в вычислителе; внедрения механизмов быстрой загрузки данных в регистры компьютерных блоков, минуя некоторые этапы конвейерной обработки.

Расширение аппаратной поддержки типовых алгоритмов цифровой обработки сигналов. Текущая версия реализует 256-точечный БПФ-алгоритм (Radix-2) в формате фиксированной точки с записью результатов на место входных данных и имеет следующие особенности:

- четыре входных 16-битных данных упаковываются в один операнд, мнимые и действительные части хранятся в разных разделах капсулы в битреверсивном порядке;
- поворотные коэффициенты хранятся в секционной памяти констант в полном объеме в каждой вычислительной секции;
- специальная инструкция *Butt*, введенная в систему команд, обеспечивает четырехцикловое вычисление Radix-2 «бабочки».

На рис. 2 показана схема выполнения инструкции *Butt* в установившемся режиме. Эффективность такого вычисления БПФ на одной секции ГРСЦ сравнима с DSP TMS55x. Но ее можно повысить за счет аппаратной оптимизации.

Перечислим основные проблемы аппаратной поддержки БПФ в ГРСЦ:

- 1) избыточные накладные расходы хранения поворотных коэффициентов;
- 2) хранение отсчетов в капсуле в упакованных операндах;
- 3) нециклическая схема считывания действительных и мнимых частей отсчетов;
- 4) цикл № 2 инструкции *Butt* требует специального режима распаковки и рассылки упакованных данных;
- 5) изменение числа отсчетов БПФ требует переработки капсулы.

Анализ текущей версии средств аппаратной поддержки БПФ свидетельствует о большой степени аппаратной избыточности. Можно выделить два основных направления оптимизации архитектуры: оптимизация инструкции *Butt* и модификация буферной памяти.

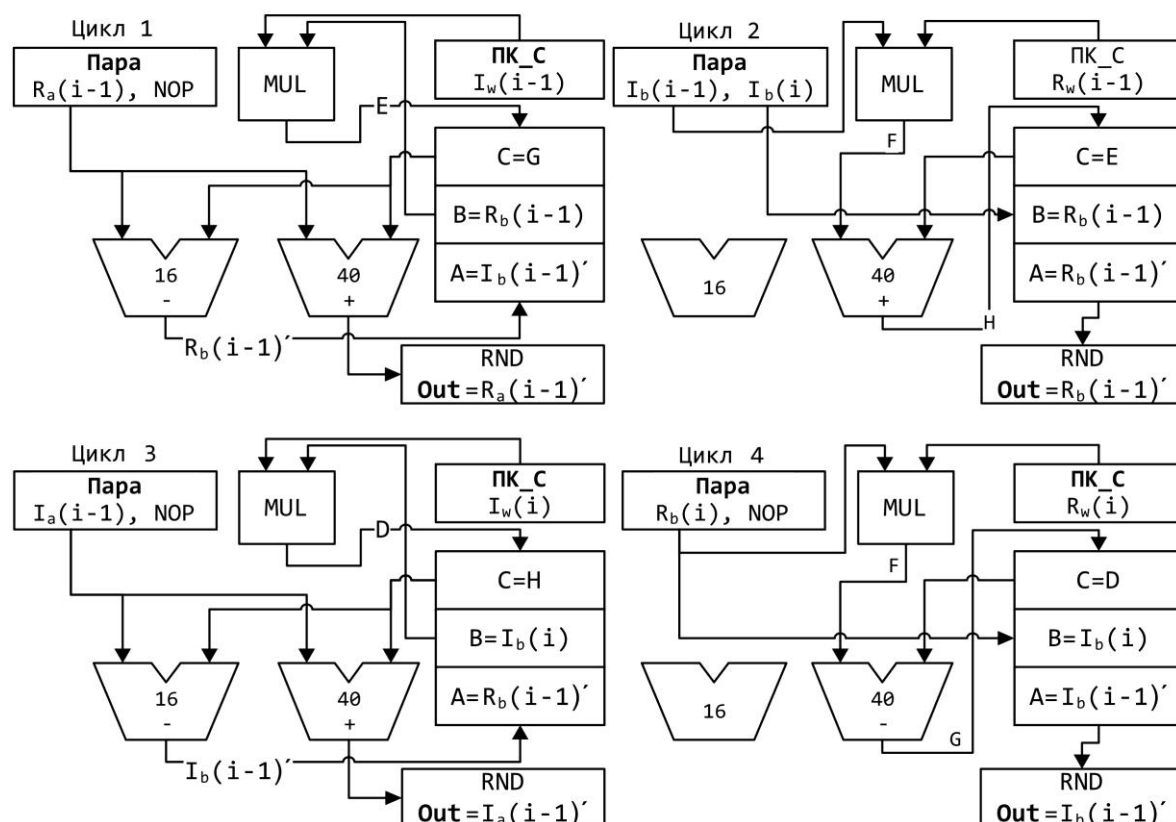


Рис. 2. Существующая схема инструкции Butt
 Fig. 2. Current Butt instruction algorithmic diagram

Новая инструкция Butt, четырехцикловая реализация которой показана на рис. 3, решает проблемы 3 и 4 за счет добавления в секционный вычислитель двух регистров W2 и W3, а также регистровой памяти для четырех 16-битных констант. В состав буферной памяти введены автономные банки памяти БПФ для хранения действительных и мнимых значений отсчетов и коэффициентов БПФ и блок управления этой памятью, обеспечивающий генерацию адресов и чтение-запись ее содержимого. Особенности нового алгоритма заключаются в следующем:

- банки действительных и мнимых значений адресуются одним адресом;
- адреса самых первых «бабочек» не зависят от размера БПФ, поэтому их можно задавать в процессе инициализации аппаратуры;
- адреса компонент предыдущей «бабочки» хранятся для последующей записи по ним результата расчета «бабочки»;
- считанные значения отсчетов и коэффициентов записываются в упакованные операнды и передаются в рекуррентный обработчик сигналов стандартным путем.

В табл. 3 показаны результаты сравнения двух версий реализации БПФ – старой и новой (данные приведены для $N = 256$ точек). Новая версия инвариантна к размерности БПФ, требует меньшего объема памяти и почти в 6 раз сокращает длину капсулы.

Таким образом, реализованная модификация архитектуры ГРСП требует существенно меньших аппаратных ресурсов при одинаковом числе поддерживаемых точек БПФ, более производительна и масштабируема при выполнении алгоритма БПФ.

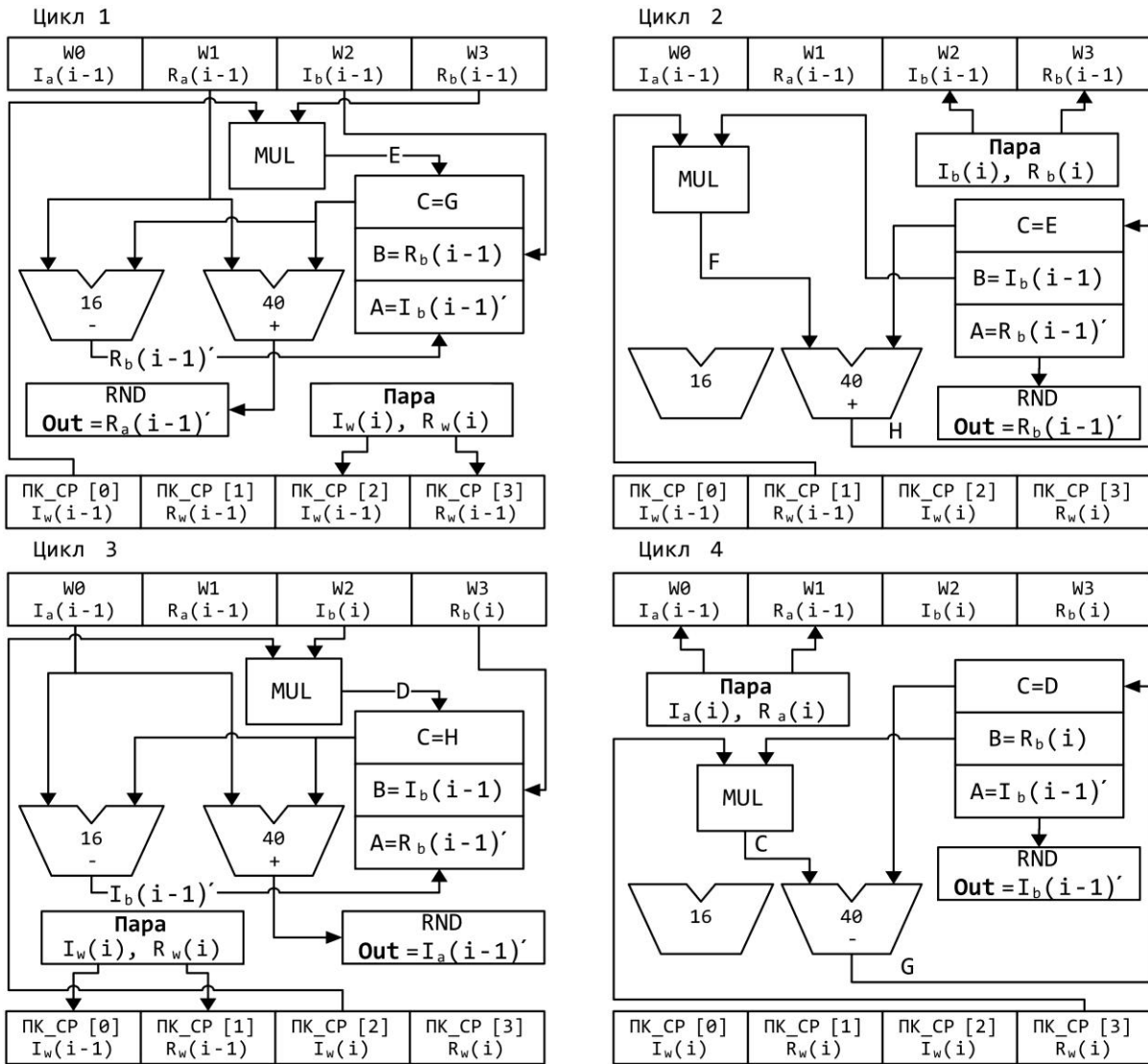


Рис. 3. Усовершенствованная схема инструкции ButT
 Fig. 3. Advanced ButT instruction algorithmic diagram

Результаты реализации двух версий БПФ на ГРСЦ

Таблица 3

Results of the implementation of two FFT implementation cases on HRSP

Table 3

Параметр	Старая версия	Новая версия	
Поддерживаемые БПФ, число точек	256	от 8 до 256	от 8 до 1024
Память коэффициентов, число 16-битных слов	256×4 = 1024	256	1024
Память отсчетов, число 16-битных слов	528	512	
Размер капсулы, число операндов	155	23	
Benchmark, число циклов	1024	1024	
Overhead, число циклов	44	16	
Итого, число циклов	1068	1040	

Заключение. Аппаратная VHDL-модель ГРСП обеспечила проверку корректности ее решений на макетном образце на базе отладочной платы HAN Pilot Platform, что подтвердило эффективность ее архитектуры для задач, допускающих распараллеливание вычислений. На синтетических тестах ГРСП продемонстрировал производительность в среднем на 5 % выше, чем DSP TMS55x. Тестирование аппаратной реализации ГРСП на типовом приложении процессора цифровой обработки сигнала – распознавателе изолированных слов – подтвердило ее битэкзактность имитационной модели ГРСП и исходной модели C++-распознавателя.

Полученные результаты подтверждают успешность оптимизации средств аппаратной поддержки БПФ в ГРСП. Новая версия средств не только характеризуется большей гибкостью и скоростью, но и позволяет сократить размер капсулы.

Материалы статьи доложены на X Всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» (МЭС-2021) (1 марта – 1 ноября 2021 г., г. Москва, г. Зеленоград).

Литература

1. **Бурцев В. С.** Параллелизм вычислительных процессов и развитие архитектуры суперЭВМ: сб. статей. М.: Торус Пресс, 2006. 414 с.
2. Вопросы применения и реализации потоковой модели вычислений / **А. В. Климов, Н. Н. Левченко, А. С. Окунев и др.** // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2016. № 2. С. 100–106.
3. **Дикарев Н. И., Шабанов Б. М., Шмелёв А. С.** Использование мелко гранулярного параллелизма в процессоре с архитектурой управления потоком данных // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2016. № 2. С. 144–150.
4. **Sundararajan S.** Minimizing communication and synchronization overhead in multiprocessors for digital signal processing: PhD dissertation. Berkeley, CA: University of California, 1995. 187 p.
5. **Степченков Ю. А., Дьяченко Ю. Г., Хилько Д. В., Петрухин В. С.** Рекуррентная потоковая архитектура: особенности и проблемы реализации // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2016. № 2. С. 120–127.
6. **Хилько Д. В., Степченков Ю. А., Шикунев Д. И., Шикунев Ю. И.** Рекуррентная потоковая архитектура: технические аспекты реализации и результаты моделирования // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2016. № 2. С. 128–135.
7. **Shikunov Yu., Stepchenkov Yu., Khilko D.** Recurrent mechanism developments in the data-flow computer architecture // 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus). Moscow; St. Petersburg: IEEE, 2018. P. 1413–1418. doi: <https://doi.org/10.1109/EIconRus.2018.8317362>
8. **Хилько Д. В., Степченков Ю. А., Шикунев Ю. И., Орлов Г. А.** Развитие средств капсульного программирования потоковой рекуррентной архитектуры // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2018. № 3. С. 2–9. doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2018-3-2-9>
9. Аппаратная верификация рекуррентного обработчика сигналов на ПЛИС / **Ю. А. Степченков, Н. В. Морозов, Ю. Г. Дьяченко и др.** // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2021. № 2. С. 77–82. doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2021-2-77-82>
10. HAN pilot platform. Specifications // terasIC [Электронный ресурс]. URL: <https://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&CategoryNo=216&No=1133&PartNo=2> (дата обращения: 28.03.2022).
11. Intel Quartus Prime software // Intel [Электронный ресурс]. URL: <https://www.intel.ru/content/www/ru/ru/software/programmable/quartus-prime/download.html> (дата обращения: 28.03.2022).
12. **Stepchenkov Yu. A., Khilko D. V., Shikunov Yu. I., Orlov G. A.** DSP filter kernels preliminary benchmarking for recurrent data-flow architecture // 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus). St. Petersburg; Moscow: IEEE, 2021. P. 2040–2044. doi: <https://doi.org/10.1109/EIconRus51938.2021.9396594>

13. TMS320C55x DSP CPU Reference Guide. Literature Number: SPRU371F. URL: https://www.ti.com/lit/ug/spru371f/spru371f.pdf?ts=1654850280246&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.ru%252F.

14. The BDTImark2000™: a measure of DSP execution speed / Berkeley Design Technology, Inc. // Muhammad Shaaban's Home Page [Электронный ресурс]. URL: <http://meseec.ce.rit.edu/eecc722-fall2001/papers/dsp/4/bdtimark2000.pdf> (дата обращения: 28.03.2022).

Статья поступила в редакцию 04.02.2022 г.; одобрена после рецензирования 11.02.2022 г.; принята к публикации 04.05.2022 г.

Информация об авторах

Степченков Юрий Афанасьевич – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник, заведующий отделом Института проблем информатики Федерального исследовательского центра «Информатика и управление» Российской академии наук (Россия, 119333, г. Москва, ул. Вавилова, 44, стр. 2), YStepchenkov@ipiran.ru

Морозов Николай Викторович – старший научный сотрудник Федерального исследовательского центра «Информатика и управление» Российской академии наук (Россия, 119333, г. Москва, ул. Вавилова, 44, стр. 2), NMorozov@ipiran.ru

Дьяченко Юрий Георгиевич – кандидат технических наук, старший научный сотрудник Федерального исследовательского центра «Информатика и управление» Российской академии наук (Россия, 119333, г. Москва, ул. Вавилова, 44, стр. 2), YDiachenko@ipiran.ru

Хилько Дмитрий Владимирович – старший научный сотрудник Федерального исследовательского центра «Информатика и управление» Российской академии наук (Россия, 119333, г. Москва, ул. Вавилова, 44, стр. 2), DKhilko@ipiran.ru

Степченков Дмитрий Юрьевич – старший научный сотрудник Федерального исследовательского центра «Информатика и управление» Российской академии наук (Россия, 119333, г. Москва, ул. Вавилова, 44, стр. 2), Stepchenkov@mail.ru

Шикунов Юрий Игоревич – инженер-исследователь Федерального исследовательского центра «Информатика и управление» Российской академии наук (Россия, 119333, г. Москва, ул. Вавилова, 44, стр. 2), yishikunov@yandex.ru

References

1. Burtsev V. S. *Parallelism of computing processes and development of the supercomputer's architecture*, collected papers. Moscow, Torus Press Publ., 2006. 414 p. (In Russian).

2. Klimov A. V., Levchenko N. N., Okunev A. S., Stempkovsky A. L. The application and implementation issues of dataflow computing system. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2016, no. 2, pp. 100–106. (In Russian).

3. Dikarev N. I., Shabanov B. M., Shmelev A. S. The use of fine-grained parallelism in dataflow processor. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2016, no. 2, pp. 144–150. (In Russian).

4. Sundararajan S. *Minimizing communication and synchronization overhead in multiprocessors for digital signal processing*, PhD dissertation. Berkeley, CA, University of California, 1995. 187 p.

5. Stepchenkov Yu. A., Diachenko Yu. G., Khilko D. V., Petrukhin V. S. Recurrent data-flow architecture: features and realization problems. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2016, no. 2, pp. 120–127. (In Russian).

6. Khilko D. V., Stepchenkov Yu. A., Shikunov D. I., Shikunov Yu. I. Recurrent data-flow architecture: technical aspects of implementation and modeling results. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2016, no. 2, pp. 128–135. (In Russian).

7. Shikunov Yu., Stepchenkov Yu., Khilko D. Recurrent mechanism developments in the data-flow computer architecture. *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*. Moscow, St. Petersburg, IEEE, 2018, pp. 1413–1418. doi: <https://doi.org/10.1109/EIConRus.2018.8317362>
8. Khilko D. V., Stepchenkov Yu. A., Shikunov Yu. I., Orlov G. A. Development of capsule programming tools for recurrent data-flow architecture. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2018, no. 3, pp. 2–9. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2018-3-2-9>
9. Stepchenkov Yu. A., Morozov N. V., Diachenko Yu. G., Khilko D. V., Stepchenkov D. Yu., Shikunov Yu. I. Hardware verification of the recurrent signal processor on FPGA. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES) = Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES)*, 2021, no. 2, pp. 77–82. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2021-2-77-82>
10. HAN pilot platform, specifications. *terasIC*. Available at: <https://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&CategoryNo=216&No=1133&PartNo=2> (accessed: 28.03.2022).
11. Intel Quartus Prime software. *Intel*. Available at: <https://www.intel.ru/content/www/ru/ru/software/programmable/quartus-prime/download.html> (accessed: 28.03.2022).
12. Stepchenkov Yu. A., Khilko D. V., Shikunov Yu. I., Orlov G. A. DSP filter kernels preliminary benchmarking for recurrent data-flow architecture. *2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*. St. Petersburg, Moscow, IEEE, 2021, pp. 2040–2044. doi: <https://doi.org/10.1109/EIConRus51938.2021.9396594>
13. TMS320C55x DSP CPU Reference Guide. Literature Number: SPRU371F. URL: https://www.ti.com/lit/ug/spru371f/spru371f.pdf?ts=1654850280246&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.ru%252F
14. Berkeley Design Technology, Inc. The BDTImark2000™: a measure of DSP execution speed. *Muhammad Shaaban's Home Page*. Available at: <http://meseec.ce.rit.edu/eccc722-fall2001/papers/dsp/4/bdtimark2000.pdf> (accessed: 28.03.2022).

The article was submitted 04.02.2022; approved after reviewing 11.02.2022;
accepted for publication 04.05.2022.

Information about the authors

Yuri A. Stepchenkov – Cand. Sci. (Eng.), Leading Researcher, Head of Department, Federal Research Center “Computer Science and Control” of the Russian Academy of Sciences (Russia, 119333, Moscow, Vavilov st., 44, bld. 2), YStepchenkov@ipiran.ru

Nikolay V. Morozov – Senior Scientific Researcher, Federal Research Center “Computer Science and Control” of the Russian Academy of Sciences (Russia, 119333, Moscow, Vavilov st., 44, bld. 2), NMorozov@ipiran.ru

Yuri G. Diachenko – Cand. Sci. (Eng.), Senior Scientific Researcher, Federal Research Center “Computer Science and Control” of the Russian Academy of Sciences (Russia, 119333, Moscow, Vavilov st., 44, bld. 2), YDiachenko@ipiran.ru

Dmitri V. Khilko – Senior Scientific Researcher, Federal Research Center “Computer Science and Control” of the Russian Academy of Sciences (Russia, 119333, Moscow, Vavilov st., 44, bld. 2), DKhilko@ipiran.ru

Dmitri Yu. Stepchenkov – Senior Scientific Researcher, Federal Research Center “Computer Science and Control” of the Russian Academy of Sciences (Russia, 119333, Moscow, Vavilov st., 44, bld. 2), Stepchenkov@mail.ru

Yuri I. Shikunov – Research Engineer, Federal Research Center “Computer Science and Control” of the Russian Academy of Sciences (Russia, 119333, Moscow, Vavilov st., 44, bld. 2), yishikunov@yandex.ru

High-speed decision feedback equalizer with low input capacitance dynamic latch comparators

M. T. Grigoryan

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

manvelg@synopsys.com

Abstract. The recovery of degraded signal due to channel loss assumes importance in high-speed integrated circuits (ICs) design. Scaling of the CMOS transistor over time gives opportunity to increase data rate in high-speed SerDes protocols. Hence there is a need to design special input-output blocks that will be responsible for providing necessary performance and throughput. Continuous time linear equalizer has controllable boost for Nyquist frequency, but its gain is not enough to compensate channel loss. In this work, another solution is proposed: decision feedback equalizer, which is simple n -tap digital filter and can recover signal after continuous time linear equalizer. The double-tail comparator having low input capacitance and providing faster switching is considered. Simulation results show up to 36.6 % time saving during operation mode. It gives opportunity to increase frequency of data transmission. Eye diagram results have been received for whole system consisting of two-stage continuous time linear equalizer and 1-tap decision feedback equalizer. Eye diagrams show that proposed decision feedback equalizer architecture increases eye height by about 13.9 % and eye width by 13.5 %. The area of decision feedback equalizer circuit has been increased by ~19 % due to added comparators.

Keywords: continuous time linear equalizer, decision feedback equalizer, double-tail comparator, IC

For citation: Grigoryan M. T. High-speed decision feedback equalizer with low input capacitance dynamic latch comparators. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 367–373. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-367-373>

Научная статья

Высокоскоростной эквалайзер обратной связи с динамическими компараторами, имеющий низкую входную емкость

М. Т. Григорян

*Национальный политехнический университет Армении,
г. Ереван, Армения
ЗАО «Синописис Армения», г. Ереван, Армения*

manvelg@synopsys.com

Аннотация. При разработке высокоскоростных ИС важно учитывать возможность восстановления качества сигнала, ухудшенного из-за потерь в канале передачи данных. Масштабирование КМОП-транзистора дает возможность существенно увеличивать скорость передачи данных в системах. Следовательно, возникает потребность в разработке специальных блоков ввода-вывода, которые обеспечат необходимую производительность и пропускную способность. Асинхронный линейный эквалайзер имеет управляемое усиление частоты Найквиста, но его усиления недостаточно для компенсации потерь в канале. В работе представлен эквалайзер с решающей обратной связью, который представляет собой простой цифровой фильтр с n -отводами и может восстановить сигнал после асинхронного линейного эквалайзера. Рассмотрен динамический компаратор, имеющий малую входную емкость и обеспечивающий более быстрое переключение. Результаты моделирования отражают снижение задержки переключения до 36,6 % в рабочем режиме. Это дает возможность увеличить частоту передачи данных. Получены результаты глазковых диаграмм для всей системы, состоящей из двухкаскадного асинхронного линейного эквалайзера и одноотводного эквалайзера с решающей обратной связью. Глазковые диаграммы показывают, что предлагаемая архитектура эквалайзера с решающей обратной связью увеличивает высоту глаза примерно на 13,9 % и ширину глаза на 13,5 %. Площадь эквалайзера с решающей обратной связью увеличена на ~19 % за счет добавления компараторов.

Ключевые слова: асинхронный линейный эквалайзер, эквалайзер с решающей обратной связью, динамический компаратор, ИС

Для цитирования: Григорян М. Т. Высокоскоростной эквалайзер обратной связи с динамическими компараторами, имеющий низкую входную емкость // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 367–373. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-367-373>

Introduction. It is difficult to imagine the operation of modern electronic devices without integrated circuits (ICs) that are installed independently of each other and perform different functions [1]. Nevertheless, integrated circuits are in constant communication with each other and exchanging processed information [2]. For the whole system to work properly, it is necessary to ensure the correct transmission of information in the system between different ICs. Continuous scaling of the CMOS transistor over time has led to an increase in data trans-

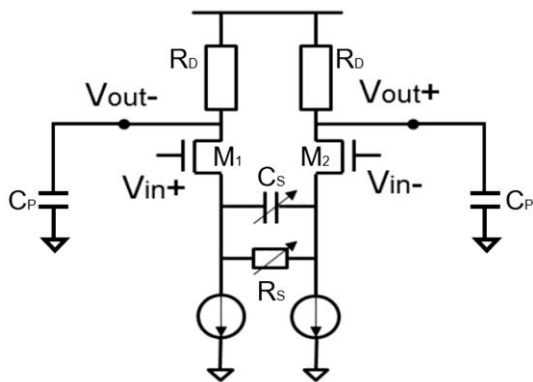


Fig. 1. Continuous time linear equalizer

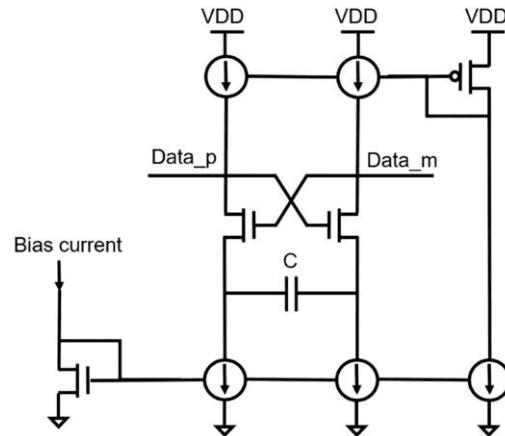


Fig. 2. Negative capacitance circuit

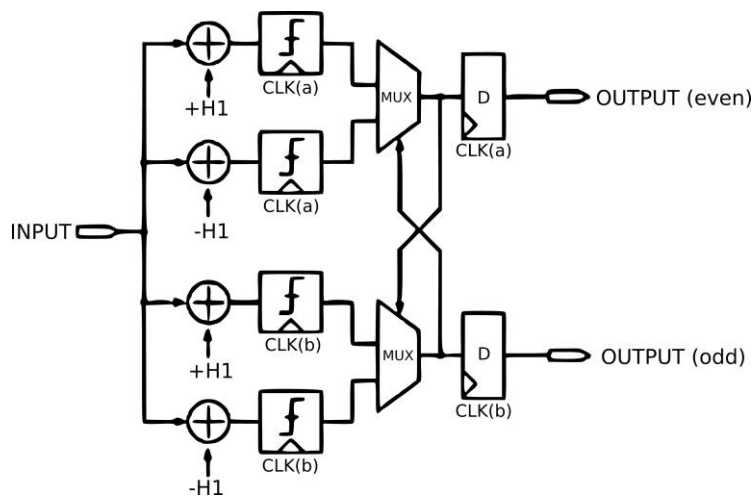


Fig. 3. Decision feedback equalizer

fer speeds. It is known that the channel has low-pass filter AC characteristics, hence degraded signal recovery in high frequencies becomes more significant [3].

In modern SerDes architectures continuous time linear equalizer (CTLE) and decision feedback equalizer (DFE) are widely used to compensate channel loss [4]. Conventionally, CTLE is a differential amplifier with embedded degeneration resistance and capacitance (fig. 1). To increase gain of CTLE inductive load is used instead of resistance in differential amplifier [5]. But it can't be controlled over process, voltage and temperature (PVT) variation and occupies large area in IC. To control CTLE's AC performance negative capacitance (Neg-C) circuit can be connected to the output of CTLE [6] (fig. 2). It makes possible to have wide operating frequency range and increase gain. However, in long channels signal loss is higher than -20 dB and CTLE can't compensate it. To recover data DFE circuit is used (fig. 3). It eliminates residual post-cursor of inter symbol interference (ISI).

Each path (odd and even) has two cases, and the selection of right path depends on previous bit. The selection is happening through a multiplexer with respect to the feedback tap coefficient (H1). After choosing right path the comparator makes decision. The conventional double-tail comparator is used in DFE [7] (fig. 4). At the reset mode (when $CLK = 0$) Out_p and Out_n are resetting to ground. At the operation mode (when $CLK = 1$) $M3$ and $M4$ transistors are open. $Mr1$ and $Mr2$ transistors' gate voltage is starting to discharge. Depending on input data one of them will close sooner and the output data will be achieved.

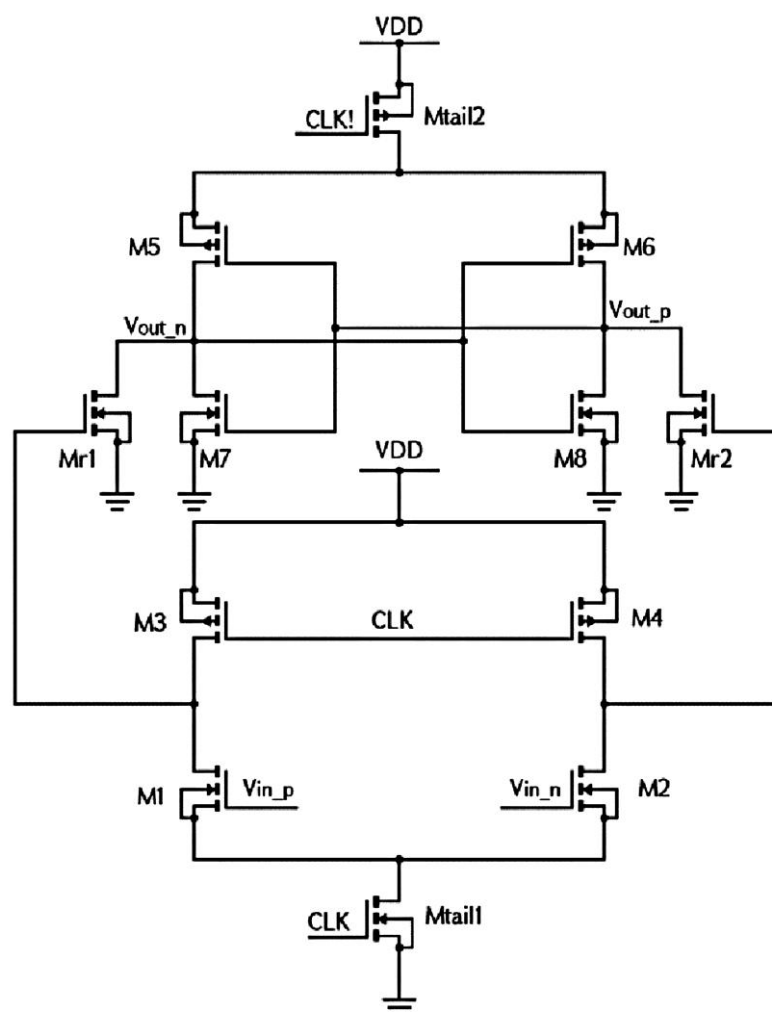


Fig. 4. Conventional double-tail comparator

Proposed DFE circuit. To speed up DFE operation mode it has been proposed to use improved version of double-tail dynamic latch comparator (fig. 5).

In this architecture M9 and M10 transistors are used instead of Mtail2. At the *reset stage* the voltages of np and nn nodes are connected to VDD via Mr1 and Mr2 transistors. So, the voltages of np and nn are equal to VDD, which closes M9 and M10 transistors. At the same time M11 and M12 transistors set fp and fn to 0, hence the outputs become equal to VDD. This function gives opportunity to disconnect regenerative latch from supply voltage. At the *comparison stage* M1 and M2 transistors start to discharge np and nn nodes. Due to input data, they have different currents. With the help of M5 – M8 transistors the output data is achieved. After operation mode they have different voltages. The voltage at the node having high voltage value decreases more quickly due to charge injection which produce offset. To reduce offset between fp and fn the Mr3 transistor is used. M3 and M4 transistors decrease load for previous stage and the speed of comparator increases.

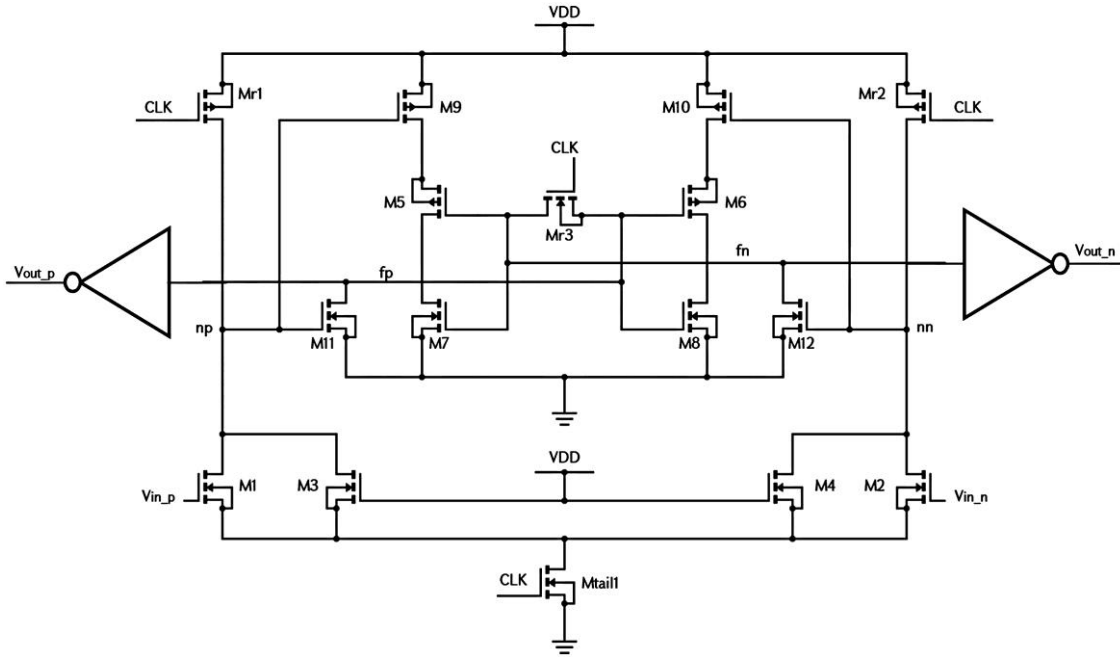


Fig. 5. Proposed double-tail comparator

Simulation results. The proposed scheme was designed with “SAED 14nm” FINFET technology [8] and “Custom compiler” software tool [9]. All results were received with HSPICE circuit simulation tool [10]. To check performance of proposed double-tail dynamic latch comparator transient simulation was done. Results and comparison with conventional solution for worst corner are presented in fig. 6.

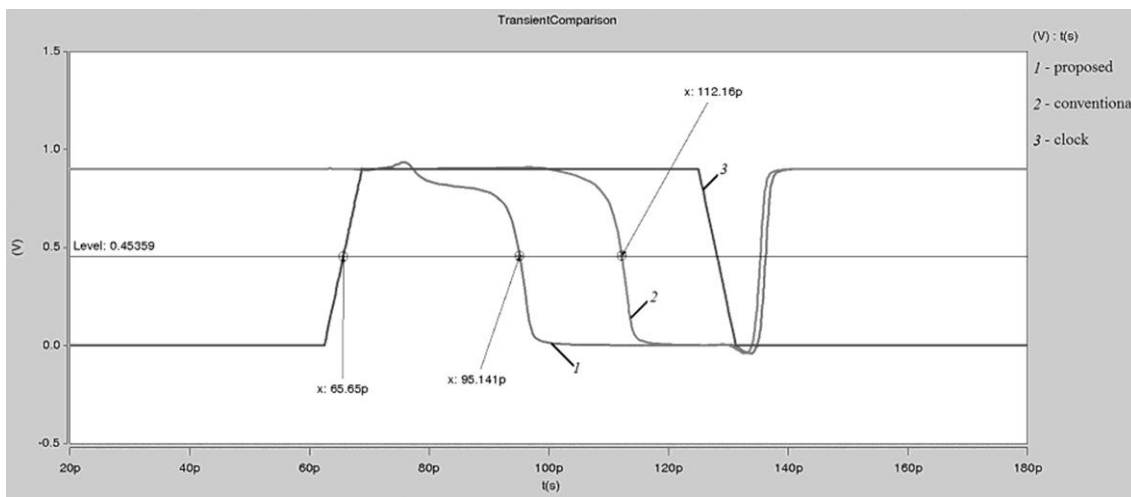


Fig. 6. Delay of conventional and proposed double-tail comparators

Simulation has demonstrated that for conventional and proposed double-tail dynamic latch comparators (in worst corner) the delay is 46.51 and 29.491 ps, respectively, and the difference is 17.019 ps (−36.6 %). Hence, the proposed double-tail comparator’s delay time for operation mode is by about 36.6 % less than the conventional comparator’s delay time.

To check performance of whole system consisting of two-stage CTLE and 1-tap DFE eye diagram results were measured via transient analysis (fig. 7). The results received from eye diagram and comparison of conventional and proposed solutions are summarized in table.

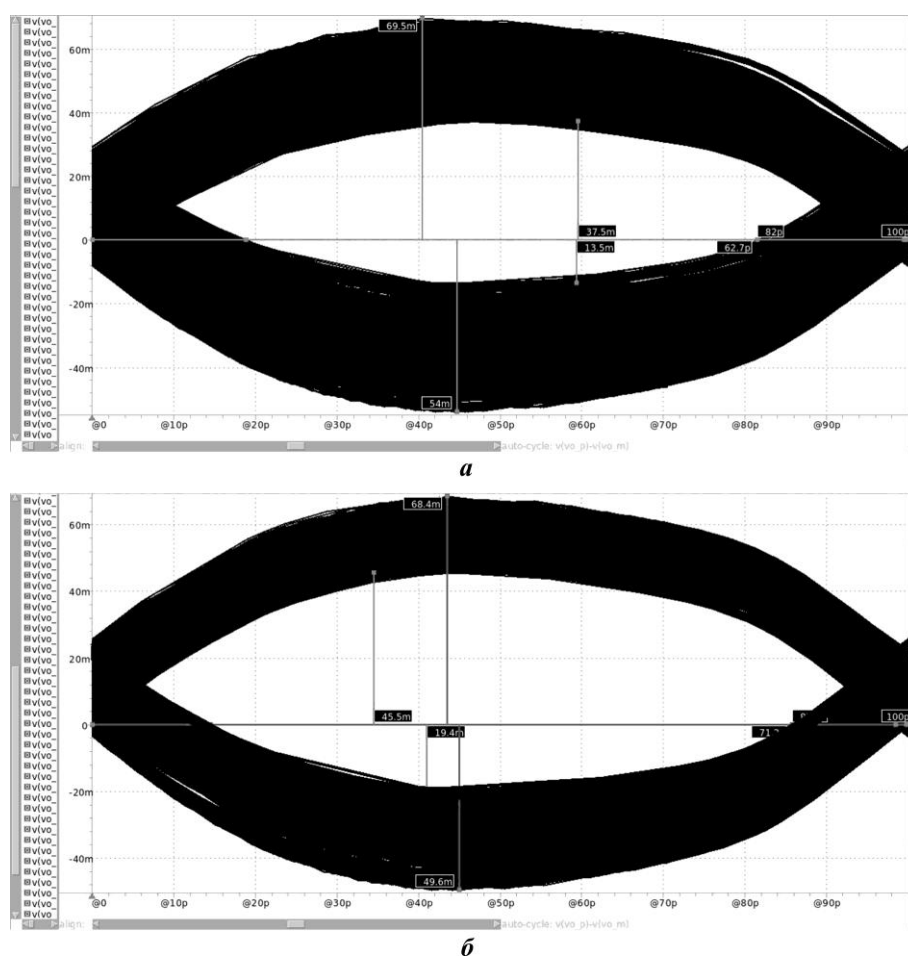


Fig. 7. Eye diagrams with conventional DFE (a) and proposed DFE (b)

Eye diagram results with conventional and proposed DFE

Parameter	With conventional DFE	With proposed DFE	Difference
Eye height, mV	51	64.9	13.9 (+27.25 %)
Eye width, ps	62.7	71.2	8.5 (+13.5 %)

The values given in the table indicate that proposed DFE configuration gives opportunity to increase eye height by about 13.9 % and eye width by 13.5 %.

Conclusion. Proposed double-tail comparator has improved delay time compared with conventional solution. Additional architecture is responsible for reducing input capacitance and provides faster switching for outputs. Simulation results showed that operation mode takes about 36.6 % less time which improves performance of whole system and gives opportunity to increase data rate. It has been suggested to use proposed double-tail comparator in DFE block. Eye diagrams showed that proposed DFE architecture increases eye height by about 13.9 % and eye width by 13.5%. The area of DFE circuit has been increased by ~19 % due to added comparators.

References

1. Stojanović V. High-speed serial links: design trends and challenges. *Fifth International Workshop on System-on-Chip for Real-Time Applications (IWSOC'05)*. Banff, IEEE, 2005, p. 514. doi: <https://doi.org/10.1109/IWSOC.2005.72>
2. Rashdan M., El-Sayed F., Salman M. Performance comparison between SerDes and time-based serial links. *2020 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE)*. Antalya, IEEE, 2020, pp. 37–41. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEEE49618.2020.9102626>
3. Zhou N., Huang K., Lve F., Wang Z., Zheng X., Zhang Ch., Li F., Wang Zh. A 76 mW 40-Gb/s SerDes transmitter with 64: 1 MUX in 65-nm CMOS technology. *2016 6th International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC)*. Beijing, IEEE, 2016, pp. 155–158. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEIEC.2016.7589709>
4. Choi Y., Kim Y.-B. A 10-Gb/s receiver with a continuous-time linear equalizer and 1-tap decision-feedback equalizer. *2015 IEEE 58th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*. Fort Collins, CO, IEEE, 2015, pp. 1–4. doi: <https://doi.org/10.1109/MWSCAS.2015.7282072>
5. Zheng K., Frans Y., Chang K., Murmann B. A 56 Gb/s 6 mW 300 μm^2 inverter-based CTLE for short-reach PAM2 applications in 16 nm CMOS. *2018 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*. San Diego, CA, IEEE, 2018, pp. 1–4. doi: <https://doi.org/10.1109/CICC.2018.8357076>
6. Grigoryan M. T., Atanesyan A. A., Hakobyan G. H., Harutyunyan S. S. Two stage CTLE for high speed data receiving. *2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, IEEE, 2020, pp. 374–377. doi: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088865>
7. Razavi B. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. 2nd ed. New York, McGraw-Hill, 2015. 782 p.
8. 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.
9. *Galaxy Custom Designer Schematic Editor User Guide*. Synopsys Inc., 2014. 236 p.
10. *HSPICE Reference Manual*. Synopsys Inc., 2017. 846 p.

The article was submitted 15.03.2022; approved after reviewing 29.03.2022;
accepted for publication 04.05.2022.

Information about the author

Manvel T. Grigoryan – PhD student of the Electronics, Micro and Nanoelectronics Department, National Polytechnic University of Armenia (Armenia, 0009, Yerevan, Teryan st., 105), Analog and Mixed Signal Circuit Design Engineer, Eng. II, “Synopsys Armenia” CJSC (Armenia, 0026, Yerevan, Arshakunyats ave., 41), manvelg@synopsys.com

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

A voltage control system for a low-power devices to address transistor overstress in I2C systems

V. Sh. Melikyan¹, H. V. Gumroyan², D. S. Shaljyan^{1,2}, D. V. Manucharyan³

¹“Synopsys Armenia” CJSC, Yerevan, Armenia

²National Polytechnic University of Armenia, Yerevan, Armenia

³Armenian National Agrarian University, Yerevan, Armenia

vazgenm@synopsys.com

Abstract. Modern standard cell libraries most commonly contain low-power devices designed without high voltage drivers. Once these devices are connected to high voltage data buses, this can lead to data loss issues and rapid depreciation of connected devices. An example of communication protocol using high voltage level (3.3 or 5 V) for data transmission lines is Inter-Integrated Circuit (I2C). By adding a voltage control system it is possible to avoid transistors degradation in such systems. In this work, a novel approach in I2C and low voltage transistors communication is considered: a voltage control system is proposed that allows connecting low-power devices to I2C bus without additional voltage calibration outside the integrated circuit. It has been demonstrated that proposed voltage control system reduces the voltages on data communication lines and uses it as a bias voltage for the receiver or transmitter input buffers. The developed system ensures the input buffers protection from overstress while supplying the bias voltage on the output of voltage controller system.

Keywords: integrated circuit, inter-integrated circuit, I2C system, voltage calibration, bias voltage, transmitter, receiver

For citation: Melikyan V. Sh., Gumroyan H. V., Shaljyan D. S., Manucharyan D. V. A voltage control system for a low-power devices to address transistors overstress in I2C systems. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 374–381. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-374-381>

Научная статья

Система управления напряжением для уменьшения перенапряжения транзисторов в маломощных устройствах, подключенных к системе I2C

В. Ш. Меликян¹, Р. В. Гумроян², Д. С. Шалджян^{1,2}, Д. В. Манучарян³

¹ЗАО «Синописис Армения», г. Ереван, Армения

²Национальный политехнический университет Армении, г. Ереван, Армения

³Национальный аграрный университет Армении, г. Ереван, Армения

vazgenm@synopsys.com

Аннотация. Современные библиотеки стандартных ячеек, как правило, содержат устройства, спроектированные только с помощью маломощных транзисторов. Подсоединение таких устройств к высоковольтным шинам передачи данных может привести к потере данных, а также скорому износу подключенных устройств. Примером протокола, в котором для управления линиями данных используется высокое напряжение (3,3 или 5 В), является Inter-Integrated Circuit (I2C). Используя системы управления напряжением, можно уменьшить износ транзисторов в подобных системах. В работе предложена система управления напряжением, которая дает возможность подключать маломощные устройства к шине I2C без дополнительной калибровки напряжения вне интегральной схемы. Показано, что рассматриваемая система снижает напряжения на линиях передачи данных и использует их в качестве напряжений смещения для входных буферов приемника или передатчика. Применение разработанной системы управления напряжением обеспечивает защиту входных буферов от преждевременного износа при подаче напряжения смещения на выход регулятора напряжения.

Ключевые слова: интегральная микросхема, система I2C, калибровка напряжения, передатчик, приемник, напряжение смещения

Для цитирования: Меликян В. Ш., Гумроян Р. В., Шалджян Д. С., Манучарян Д. В. Система управления напряжением для уменьшения перенапряжения транзисторов в маломощных устройствах, подключенных к системе I2C // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 374–381. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-374-381>

Introduction. The rapid progress of semiconductor industry [1] resulted in the development and advancement of data transfer methods between electronic components. The whole variety of standards for these data communications [2, 3] can be split into two major categories:

- *parallel* – data exchange occurs simultaneously along several buses;
- *serial* – data transfer occurs on a bus by using serializer and deserializer systems [4].

The most common applications of the serial data transfer protocol are the Universal Serial Bus (USB), 1-Wire and the Inter-Integrated Circuit (I2C). The I2C interface uses two wires for data transfer: serial data line (SDA) used to send/receive data for master and slave devices,

and serial clock line (SCL) for transmitting the clock signal. Therefore, the connected devices do not require an additional data line [5].

The I2C interface is synchronous, which means that only one device can be a master at a time and data transfer between connected devices is synchronized with clock controlled by the master. The start and stop signals initiate and finish data communication [6, 7]. Data sharing in I2C system occurs in such a way (see e. g. [8, p. 161]) that during the data transfer process the SDA and SCL lines are constantly switching, which leads to a continuous operational mode change in the transistors of the input buffer. The most common application of I2C protocol is the connection to liquid crystal display (LCD). In such modules the voltage values used in I2C are 5 and 3.3 V. The I2C protocols are also used during a final test of a packaged IC. If the voltage control is not correctly handled at this stage the wafer tests can damage the chip and lead to a final test failure and yield loss. With technological node continuous shrinking the transistor overstress in IC design using FinFET technology becomes more challenging. Modern ICs are designed with the low-power techniques and that requires a certain design to be performed for I/O systems maintenance [9, 10]. The supply voltages have dropped up to 0.8 V inside the IC systems. Since the voltages on the rest of the board are higher it became a necessity to design I/O blocks that can maintain these differences in the voltage values [11, p. 375–381]. Improper voltage handling in the transmitter/receiver (Rx/Tx) block can lead to additional stress on the input buffers and cause a functional failure.

In most cases the input buffer can be represented as a single NMOS transistor directly connected to a data transfer bus. Once the system is ready to launch, the SDA and SCL lines are pulled up. When the device participates in data transfer process, i.e. is turned on, the input transistor is not considered to be under the stress. Conversely, when the device is turned off there are no internal supply voltages, although the 3.3 V line is still active. Since the devices are constantly connected to high voltage the drain-source voltage on the input transistor is equal to 3.3 V as well. This will lead to transistor parameters degradation and the I/O block operational failure, i.e. transistor overstress. To avoid these issues a drain voltage on the input transistor should constantly be biased. The known approach to handle this scenario is to insert additional control systems into the line to be able to pull off the connected devices when those are not a part of data communication process. For a turned off device, the data input is equal to logic 0 and the input transistor (m_1) is in the cut-off mode. Once the voltage is applied to the bias transistor (m_b), the voltage value on m_b 's source starts to rise. Since the m_1 drain is connected to the m_b 's source and the value of that point is never going to reach the voltage value on SDA/SCL lines, the m_1 is not going to be under stress. When the device is turned off there is no actual supply for generating the V_{bias} voltage. To generate the bias voltage SDA and SCL lines can be used.

Proposed voltage controller system architecture. To reduce usage of the external systems it has been proposed to embed a voltage control system (VCS) into the input transistor buffer. Proposed system implements a bias voltage generation for turned-off device connected to the data lines as part of a voltage control circuit which will drop the voltage value from the SDA/SCL lines to a required nominal value. The target bias voltage value was assumed equal to 1.8 V and the voltage on the data lines to 3.3 V.

As shown in fig. 1, two parallel diodes are connected to the SCL and SDA lines. At first stage the voltage is dropped by a threshold value of the first diode. Then two parallel diodes are connected to third one that drops the voltage value by another threshold. Connecting diodes in such manner helps to avoid shorts creation between SDA and SCL lines. The input buffer transistors are considered not to be under overstress when the bias voltage is around devices' VDD value on the data lines.

Output voltage on the bias net is formed based on the enable signal value, which determines whether the power supply for the system is turned on or off. When the system is connected to the supply line, the voltage on vdd1v8 net is set to 1.8 V. This means that the system works in operational mode, i.e. the enable value is also set to 1.8 V. Therefore the mp1 transistor operates in triode mode, and the mp2 transistor in cut-off, which means that the voltage value on bias is equal to the value on vdd1v8.

When the system is turned off the enable value is 0 V, which changes the state of the mp2 transistor to triode mode and mp1 to cut-off. Once the mp2 transistor is opened the voltage formed by the control system is going to be applied to bias net.

With the implemented system the voltage on the bias is not dependent on whether the system is turned on or off and is always equal to 1.8 V. The bias net is connected to the bias transistor in the transmitter. This means that the voltage value on the gate of this transistor is 1.8 V as well and is independent from the system operation. This implementation makes it possible to overcome stress related issues in the transmitters' input buffer.

Simulation results. During the IC modeling process additional simulations are required to estimate the potential IC failures. These simulations are using specific aging models helping to determine potential flaws in chip operation during time. Once the IC is fabricated, the same models are used again as a part of a chip final test. Synopsys HSPICE circuit level simulator was used for the results simulations performed for 27 PVT corners, including FF (fast-fast), SS (slow-slow), TT (typical-typical), with supply voltage $\pm 10\%$ and temperature ranging from -40 to 125 °C variations using 14nm FinFET technology node. Proposed system was connected to the transmitters input buffer, and the data transfer simulations for typical PVT corners were performed to make sure that the data does not corrupt.

The operational simulation results of the input (SDA) and output (TX_OUT) signal, when the power supply is turned on ($vdd1v8 = 1.8$ V) are presented in fig. 2. When the data transmission through SDA line begins and the TX_OUT starts to switch its values, the circuitry part of the proposed system is being cut from the bias net, and the supply vdd1v8 voltage is fed to the transmitter input buffer. Since the I2C bus is connected to the high voltage source, the data transfer process is going to be inversed, i.e. when the transmitted data is equal to logic 0 transmitter's input NMOS transistor is closed and the data on the line is equal to logic 1, and vice versa: when the transmitting data is equal to logic 1 the input NMOS transistor is open and the data on the voltage on the line equals to logic 0. The parasitic capacitance in the connected voltage control system is small and the I2C bus itself carries a high voltage, so the signal distortions created by the voltage control system are not significant.

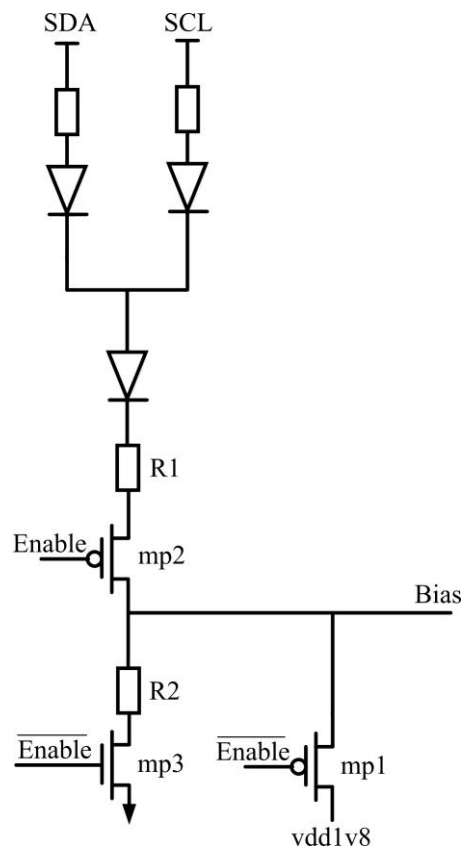


Fig. 1. Voltage controller circuit

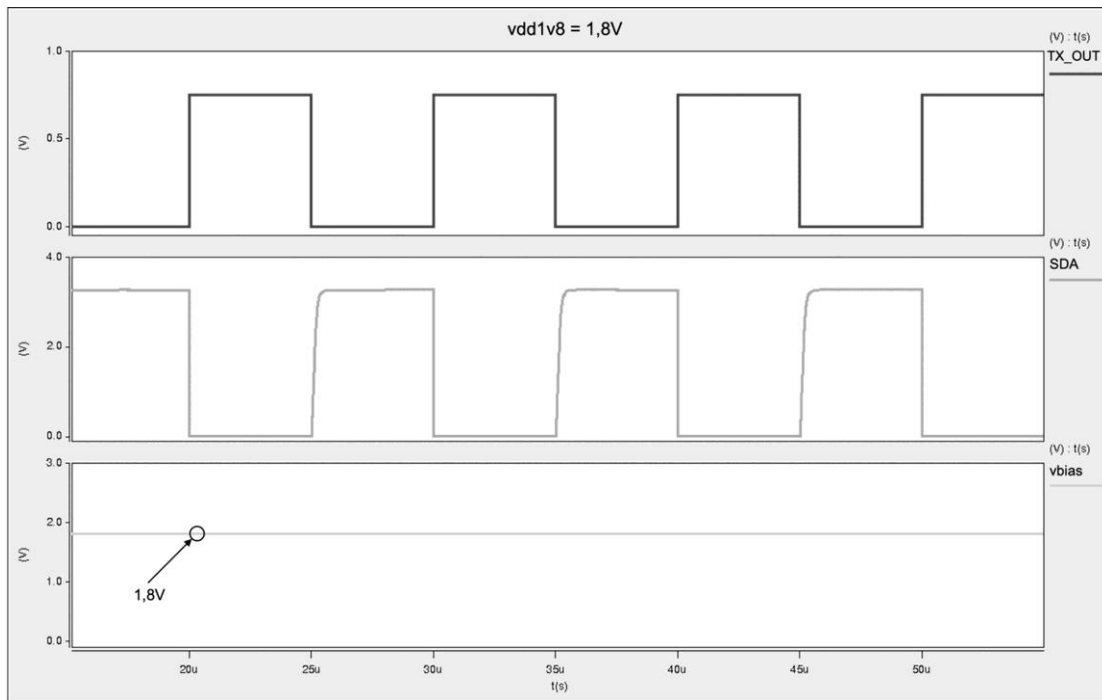


Fig. 2. Operational simulation results of data transmission with power supply on

Fig. 3 shows the bias voltage value when the supply power is turned off ($v_{dd1v8} = 0$ V). When there is no data transfer through SDA and SCL, no voltage is applied to input buffer transistors drains, therefore the transistors are not under the stress and the bias voltage is 0 V. Once other devices start the data transfer process on I2C lines the bias voltage starts to form. For TT corner the voltage on the output of the proposed system varies from 1.76 to 1.8 V, depending on the number of pulled up data transmission lines.

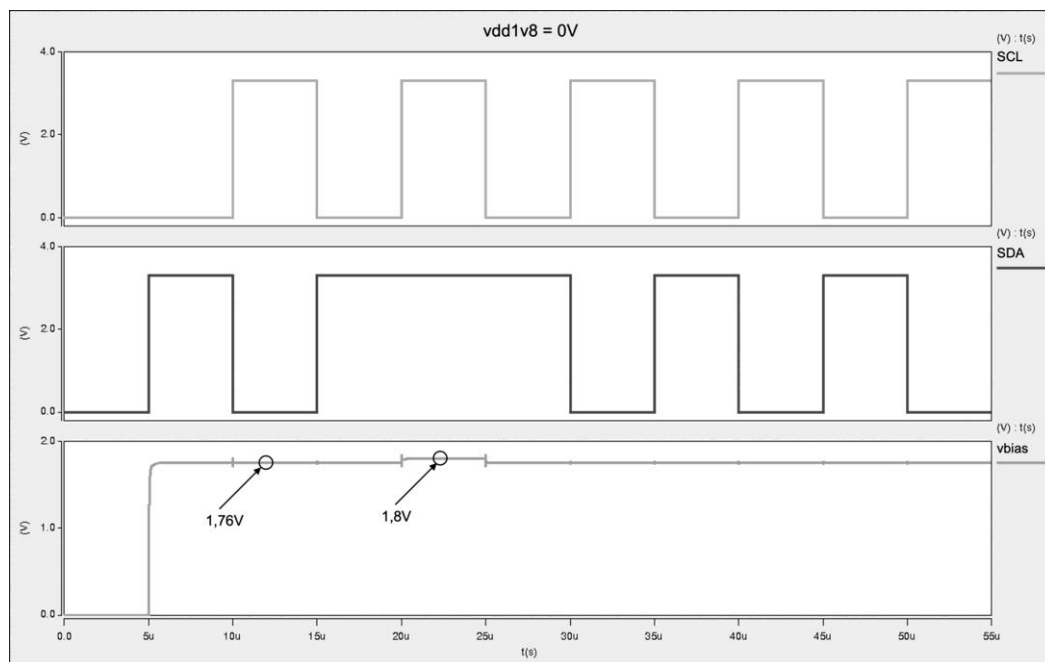


Fig. 3. Bias voltage generation with power supply off

Simulation results for the typical cases for different voltages on the data lines are presented in table 1. According to PVT variations the lowest measured voltage was equal to 1.55 V and the highest measured value is 1.92 V, which is sufficient to keep the low voltage transistors out of overstress.

Table 1

Bias voltage values resulting from simulation

PVT corners	Voltage on the data line, V		
	2.97	3.3	3.63
TT, 25 °C	1.62	1.76	1.92
FF, 125 °C	1.55	1.65	1.75
SS, -40 °C	1.59	1.74	1.90

Fig. 4 shows the transient processes on the V_{bias} net voltage value, when the power supply is turned off and then back on, i.e. vdd1v8 and enable switch from logic 0 (0 V) to 1.8 V. When the supply power is disabled (enable = 0), mp2 and mp3 transistors are opened, therefore the voltage divider section of the proposed system (R1–R2 resistors) generates a bias voltage equal to 1.76 V, which is sufficient to keep the transistor out of stress. After the supply voltage is turned on, during the transition time the voltage on the bias net rises to 2.8 V due to transient processes in the mp2 and mp3 transistors. Those processes last for ~1.7 ns which is not sufficient for the input buffer transistors to undertake stress.

To evaluate the transistors overstress, the aging simulations were performed using two models simultaneously: Bias Temperature Instability (BTI) and Hot Carrier Injection (HCI). The results are shown in table 2.

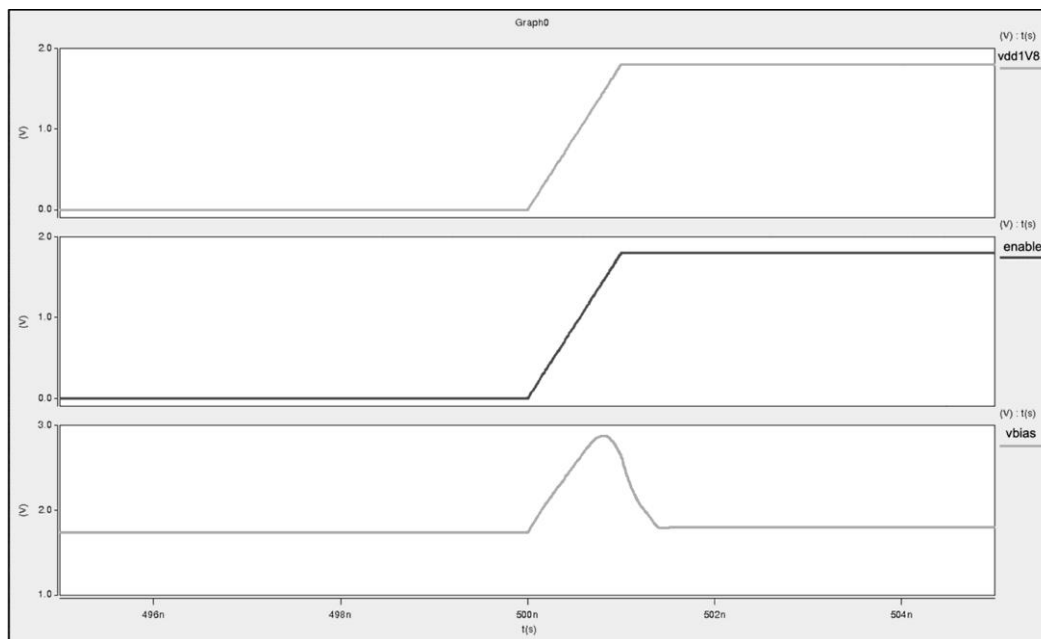


Fig. 4. Bias voltage during power up

Table 2

Transistor aging simulation results

Stress conditions (10 years)	Drain-source current degradation, %	ΔV_{th} degradation, mV	Drain-source current degradation using VCS, %	ΔV_{th} degradation using VCS, mV
TT, 3.63 V, -40 °C	8.46	65	0.64	4.9
SS, 3.63 V, -40 °C	7.32	56.28	0.67	5.14
FF, 3.63 V, -40 °C	7.18	55.23	0.63	4.8
TT, 3.63 V, +125 °C	50	385	6.37	48
SS, 3.63 V, +125 °C	49.05	377	7.10	54
FF, 3.63 V, +125 °C	46.4	357	6.25	48

The comparison was performed between a system including the proposed circuit and a system not including it. Simulation results showed that for the worst case the drain-source current degradation and ΔV_{th} degradation values are improved by ~87 %.

Conclusion. The voltage control method implemented in 14nm FinFET technology node is presented. The proposed system reduces transistor stress for the device's input buffer connected to the I2C bus, and allows using the system without any additional circuitry outside of the IC. The output of the proposed system was connected to input buffer bias transistor and the target voltage selected equal to the power supply voltage.

The most challenging part of the proposed system was to provide bias voltage for the IC input buffer when the power supply is turned off. For that purpose, the SDA/SCL lines have been selected as the voltage sources. When voltage on data lines changes by ± 10 %, in typical case bias voltage fluctuations are equal to 16 %.

Proposed system reduces the drain-source current degradation and ΔV_{th} degradation values by ~87 % and can be used in the modern data links to avoid transistors overstress in I2C systems, which makes it possible to improve final test performance and to lower yield loss.

References

1. Li J., Qu C., Wu F., Jiang J. A 4Gbps DPPM on-chip serial link based on pipelined Vernier-Tdc. *2020 IEEE 15th International Conference on Solid-State & Integrated Circuit Technology (ICSICT)*. Kunming, IEEE, 2020, pp. 1–3. doi: <https://doi.org/10.1109/ICSICT49897.2020.9278344>
2. Trivedi D., Khade A., Jain K., Jadhav R. SPI to I2C protocol conversion using Verilog. *2018 Fourth International Conference on Computing Communication Control and Automation (ICCUBEA)*. Pune, IEEE, 2018, pp. 1–4. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCUBEA.2018.8697415>
3. Antonyuk M., Lobur M. Problems of synchronization of the PCI devices for the embedded systems in the real time. *Proceedings of the 2nd International Conference on Perspective Technologies and Methods in MEMS Design*. Lviv, IEEE, 2006, pp. 118–120, doi: <https://doi.org/10.1109/MEMSTECH.2006.288678>
4. Dolatsara M. A., Hejase J. A., Becker W. D., Swaminathan M. Jitter and eye estimation in SerDes channels using modified polynomial chaos surrogate models. *2018 IEEE 27th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS)*. San Jose, CA, IEEE, 2018, pp. 137–139. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEPS.2018.8534311>
5. *UM10204 I2C-bus specification and user manual*. Rev. 6 of 4 April 2014. NXP Semiconductors, 2014. 62 p.

6. Liu C., Meng Q., Liao T., Bao X., Xu C. A flexible hardware architecture for slave device of I2C bus. *2019 International Conference on Electronic Engineering and Informatics (EEI)*. Nanjing, IEEE, 2019, pp. 309–313. doi: <https://doi.org/10.1109/EEI48997.2019.00074>
7. Valdez J., Becker J. Understanding the I2C bus (application report No. SLVA704). *Texas Instruments*. 2015. Available at: <https://www.ti.com/lit/an/slva704/slva704.pdf> (accessed: 04.05.2022).
8. Theel T. *Creative DIY microcontroller projects with TinyGo and WebAssembly*. Birmingham, Packt Publ., 2021. 322 p.
9. Balamurugan G., Kennedy J., Banerjee G., Jaussi J. E., Mansuri M., O'Mahony F., Casper B., Mooney R. A scalable 5–15 Gbps, 14–75 mW low-power I/O transceiver in 65 nm CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2008, vol. 43, iss. 4, pp. 1010–1019. doi: <https://doi.org/10.1109/JSSC.2008.917522>
10. Ali I., Cho S. H., Kim D. G., Rehman M. R. U., Lee K.-Y. A design of ultra low power I2C synchronous slave controller with interface voltage level independency in 180 nm CMOS technology. *2017 International SoC Design Conference (ISOCC)*. Seoul, IEEE, 2017, pp. 262–263. doi: <https://doi.org/10.1109/ISOCC.2017.8368885>
11. *HSPICE Reference Manual*. Synopsys Inc., 2017. 846 p.

The article was submitted 16.03.2022; approved after reviewing 22.04.2022;
accepted for publication 04.05.2022.

Information about the author

Vazgen Sh. Melikyan – Corresponding Member of the National Academy of Sciences of the Republic of Armenia, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Director of the Educational Department, “Synopsys Armenia” CJSC (Armenia, 0026, Yerevan, Arshakunyats ave., 41), vazgenm@synopsys.com

Hrachya V. Gumroyan – PhD student of the Microelectronic Circuits and Systems Department, National Polytechnic University of Armenia (Armenia, 0009, Yerevan, Teryan st., 105), gumroyan96@gmail.com

Davit S. Shaljyan – PhD student of the Microelectronic Circuits and Systems Department, National Polytechnic University of Armenia (Armenia, 0009, Yerevan, Teryan st., 105), Design Engineer of Analog and Mixed Signal Circuit, Sr. I, “Synopsys Armenia” CJSC (Armenia, 0026, Yerevan, Arshakunyats ave., 41), shaljyan.davit@gmail.com

Donara V. Manucharyan – Lecturer, National Agrarian University of Armenia (Armenia, 0009, Yerevan, Teryan st., 74), mdon@yandex.ru

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>

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА INTEGRATED RADIOELECTRONIC DEVICES

Научная статья

УДК 621.396.2:621.391.8

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-3-382-406

Методический подход к радиоконтролю сигналов спутниковой связи с оценкой требуемых энергетических характеристик приемных станций

Д. Г. Пантенков¹, Н. В. Гусаков², А. А. Ломакин¹

¹АО «Кронштадт», г. Москва, Россия

²АО «Научно-исследовательский институт современных телекоммуникационных технологий», г. Смоленск, Россия

pantenkov88@mail.ru

Аннотация. Современные зарубежные космические аппараты (КА) оптико-электронного наблюдения (WorldView, QuickBird, GeoEye, KeyHole Pleiades, Spot, Eros, Cartosat), радиолокационного наблюдения (RadarSat, SAR-Lupe, Lacrosse, ERS, Terrasar, Envisat, IGS), радио- и радиотехнической разведки (TacSat, Jumpseat, Orion, Vortex, Mentor, Magnum, Mercury, Intruder) имеют наилучшее разрешение на местности. Факт работы по основному целевому назначению КА радиолокационного наблюдения можно установить по излучению радиолокационного сигнала при зондировании земной поверхности. Напротив, работу, например, фотоаппаратов, входящих в состав целевых нагрузок КА оптико-электронного наблюдения, в оптическом диапазоне установить напрямую практически невозможно. Поэтому информацию о функционировании оптических КА можно получать по косвенным признакам: сбросу накопленной в бортовых регистраторах информации на удаленные земные станции приема и обработке информации как напрямую, так и с использованием КА на высоких орбитах (геостационарной и высокоэллиптической). Учитывая взаимное геометрическое расположение земной станции радиоконтроля излучаемых сигналов, низкоорбитального КА дистанционного зондирования Земли и космического аппарата-ретранслятора на высоких орбитах, принимать и обрабатывать информацию, скорее всего, придется по боковым или задним лепесткам диаграммы направленности. Это усложнит обнаружение данных сигналов в силу их низкой энергетики. В работе разработан методический подход, проведены практические расчеты, а также математическое моделирование по определению возможности приема информации, передаваемой между КА оптико-электронного наблюдения на низкой орбите и космическим аппаратом-ретранслятором на геостационарной орбите. Разработана модель дуэльной ситуации обнаружения факта излучения радиосигналов КА дистанционного зондирования Земли по линии

космос – космос наземными средствами радиоконтроля. Проведена оценка эффективности мер обеспечения пространственной и сигнальной защищенности спутниковой связи. Рассмотрены подходы к обнаружению радиосигналов методами накопления, в частности спектральный анализ, восстановление несущей, метод автокорреляционной обработки сигналов, а также вопросы оценки энергетических характеристик аппаратуры ретрансляции радиосигналов КА дистанционного зондирования Земли и определения эквивалентной изотропно-излучаемой мощности боковых лепестков диаграммы направленности полезного радиосигнала. Рассчитаны добротность и геометрические размеры антенных систем средств радиоконтроля. Приведены результаты моделирования процессов обнаружения радиосигналов методом восстановления несущей с последующей фильтрацией. Полученные данные могут свидетельствовать о факте работы зарубежных средств радиомониторинга по сбору данных с подстилающей поверхности на территории Российской Федерации.

Ключевые слова: обнаружение радиосигнала, обработка радиосигнала, радиомониторинг, радиоконтроль, космический аппарат, оптико-электронная система, дистанционное зондирование Земли, моделирование, спектр радиосигнала, зона радиовидимости, добротность, диаграмма направленности, боковые лепестки

Для цитирования: Пантенков Д. Г., Гусаков Н. В., Ломакин А. А. Методический подход к радиоконтролю сигналов спутниковой связи с оценкой требуемых энергетических характеристик приемных станций // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 382–406. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-382-406>

Original article

Methodological approach to conducting radio monitoring of satellite communication signals with an evaluation of the required energy characteristics of receiving stations

D. G. Pantenkov¹, N. V. Gusakov², A. A. Lomakin¹

¹*“Kronshtadt” JSC, Moscow, Russia*

²*“Scientific Research Institute of Modern Telecommunication Technologies” JSC, Smolensk, Russia*

pantenkov88@mail.ru

Abstract. The most modern foreign optoelectronic surveillance spacecrafts (WorldView, QuickBird, GeoEye, KeyHole, Pleiades, Spot, Eros, Cartosat), radar surveillance spacecrafts (RadarSat, SAR-Lupe, Lacrosse, ERS, Terrasar, Envisat, IGS), and radio- and radio engineering reconnaissance spacecrafts (TacSat, Jumpseat, Orion, Vortex, Mentor, Magnum, Mercury, Intruder) have the best resolution on the ground. The fact of work on the main purpose of radar surveillance spacecraft is obvious due to the radiation of the radar signal when probing the Earth surface and can be easily established. Contrarily, the fact of work, for example, of cameras from the target loads of optoelectronic surveillance spacecraft in the optical range is almost impossible to establish directly. Therefore it is necessary to resort to understanding the functioning of optical spacecraft by indirect signs – the fact of dumping the information accumulated in the onboard recorders to remote

Earth stations for receiving and processing information both directly and using spacecraft in high orbits (geostationary orbit and highly elliptical orbit). Considering the mutual geometric location of the Earth's radio monitoring station of radiated signals, a low-orbit Earth remote sensing spacecraft and a repeater spacecraft in high orbits, it is likely to have to receive and process information along the side or rear lobes of the radiation pattern, which imposes additional difficulties on detecting these signals due to their low energy. In this work, methodological approach is developed, practical calculations are carried out, and mathematical modeling is conducted to determine the possibility of receiving information transmitted between an optoelectronic surveillance spacecraft in low orbit and a repeater spacecraft on the geostationary orbit. A model has been developed of the dueling situation of detecting the fact of radiation of remote sensing spacecraft radio signals via the cosmos – cosmos line by ground-based means. The effectiveness of measures to ensure spatial and signal security of satellite communications was evaluated. The approaches to detecting radio signals by accumulation methods, particularly spectral analysis, carrier recovery, autocorrelation signal processing method, were considered, along with the issues of evaluation of the energy characteristics of remote sensing radio relay equipment and determination of the equivalent isotropically radiated power of the side lobes of the radiation pattern of a useful radio signal. The Q-factor and geometric dimensions of antenna systems of radio control facilities were calculated. The results of modeling of radio signal detection processes by carrier recovery with subsequent filtering are provided. The findings might indicate the fact that the means of a foreign equipment are working to collect data from the underlying surface on the territory of the Russian Federation.

Keywords: radio signal detection, radio signal processing, radio monitoring, radio control, spacecraft, optoelectronic system, Earth remote sensing, modeling, radio signal spectrum, radio visibility zone, Q-factor, directional pattern, side lobes

For citation: Pantenkov D. G., Gusakov N. V., Lomakin A. A. Methodological approach to conducting radio monitoring of satellite communication signals with an evaluation of the required energy characteristics of receiving stations. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 382–406. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-382-406>

Введение. В настоящее время чрезвычайно актуально слаженное взаимодействие наземного, воздушного и космического эшелонов обороны. При этом «горячим действиям» практически всегда предшествует тщательный планомерный сбор информации об объектах, средствах, технических возможностях и основных характеристиках зарубежных изделий радиомониторинга [1–31]. С учетом современного уровня научно-технического и технологического развития ведущих мировых держав для решения задачи радиомониторинга используются космические аппараты (КА) на низких орбитах, которые, с одной стороны, имеют относительно широкий захват местности при съемке, а с другой – данные орбиты позволяют получать изображения с высокими разрешающими способностями.

В работе [1] проанализированы существующие орбитальные группировки КА дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), представлены их основные технические характеристики, большое внимание уделено каналам сброса и ретрансляции информации с их целевых нагрузок (датчиков) как напрямую на земную станцию (ЗС) управления и приема целевой информации, так и с использованием КА-ретрансляторов на высоких орбитах.

В настоящей работе рассматриваются принципиальная возможность радиоконтроля передачи информации с КА ДЗЗ на низких орбитах в момент ее ретрансляции через КА на геостационарной орбите на удаленную ЗС, а также вопросы разработки методического обеспечения и проведения имитационного моделирования с последующим анализом полученных результатов. Анализ «тонкой структуры» и «семантики» разведывательной информации выходит за рамки настоящей статьи и поэтому является предметом дальнейших исследований.

В силу того, что при зондировании местности КА радиолокационного наблюдения излучает радиолокационный сигнал, который не является априори скрытым, задача обнаружения работы КА радиолокационного наблюдения по сбору данных о местности неактуальна. Совершенно другая ситуация в случае с КА оптико-электронного наблюдения: получение данных целевой нагрузкой происходит в оптическом диапазоне длин волн, который незаметен для средств радиоконтроля, при этом факт работы данного КА может быть установлен лишь по косвенным признакам, например в момент сброса информации на КА-ретрансляторы на геостационарной или высокоэллиптической орбите, как правило, по боковым лепесткам диаграммы направленности (ДН) КА оптико-электронного наблюдения [1, 14].

Прием и обработка информации в системах радиоконтроля спутниковой связи.
Модель функционирования системы радиоконтроля спутниковой связи. При решении специальных задач по организации радиоконтроля спутниковой связи необходимо обеспечить его требуемую надежность при приемлемых материальных затратах [1–4]. В общем виде функционирование системы радиоконтроля спутниковой связи при ретрансляции информации через КА представлено на рис. 1.

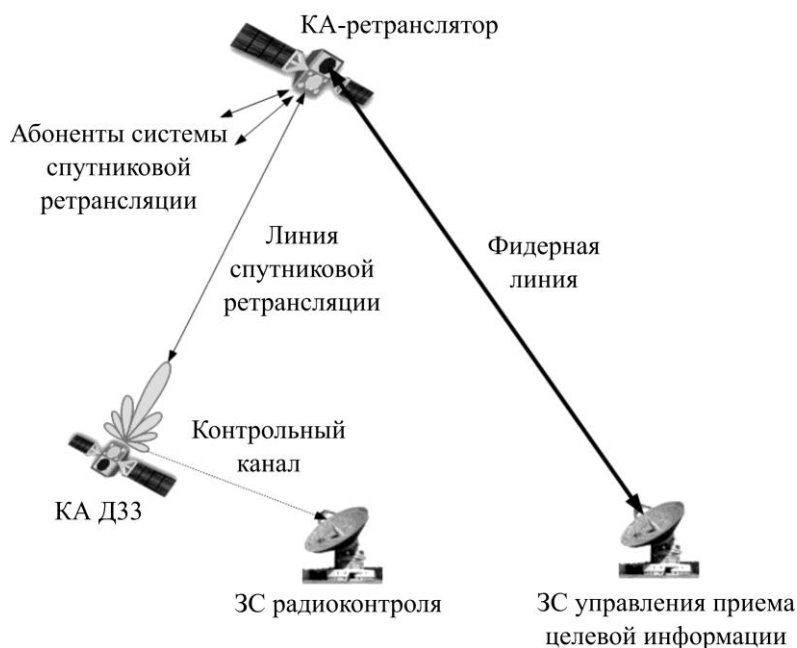


Рис. 1. Функционирование системы радиоконтроля спутниковой связи
Fig. 1. Functioning of the satellite communication radio monitoring system

С математических позиций функционирование подобной системы целесообразно оценивать в виде взаимодействия двух разных систем с противоположными целями. Цель системы спутниковой связи – обеспечение требуемого качества информации,

излучаемой от КА ДЗЗ на ЗС управления и приема целевой информации через КА-ретранслятор. Цель средств радиоконтроля – обнаружение сигналов спутниковой связи.

В системах радиосвязи качество передачи информации на практике оценивается вероятностью неправильного приема (ошибкой) кодовой комбинации (или элементарной посылки), которая зависит от набора параметров [21]:

$$P_o = f(q_{\text{вх.с.с}}, \vec{W}), \quad (1)$$

где $q_{\text{вх.с.с}}$ – отношение мощности принимаемого сигнала к мощности шумов на входе приемной системы ЗС; \vec{W} – вектор параметров принимаемого сигнала спутниковой связи с учетом параметров модуляции (демодуляции) и кодирования (декодирования).

Для системы радиоконтроля основная задача – обнаружение сигналов контролируемого объекта, эффективность решения которой зависит от вероятности обнаружения радиосигнала, являющейся функцией от набора параметров:

$$P_{\text{обн}} = f(P_{\text{л.т}}, q_{\text{вх.ПК}}, M_s), \quad (2)$$

где $P_{\text{л.т}}$ – вероятность ложной тревоги, которая при решении задачи энергетического обнаружения радиосигнала определяет порог обнаружения; $q_{\text{вх.ПК}}$ – отношение мощности принимаемого полезного радиосигнала к мощности шумов, приведенные ко входу

приемной системы радиоконтроля (ПК) ($q_{\text{вх.с.с}} = \frac{P_{\text{с.вх.ПК}}}{P_{\text{ш.пр.ПК}}}$); M_s – параметр, определяю-

щий модель обнаруживаемого радиосигнала на входе обнаружителя (со случайной амплитудой и начальной фазой или только со случайной начальной фазой).

Один из параметров, влияющих на эффективность решения задач приема связного радиосигнала и радиоконтроля, – отношение мощности радиосигнала на приеме к мощности шумов по входу приемной системы [22, 23]:

$$q_{\text{вх.с.с}} = \frac{P_{\text{с.вх}}}{P_{\text{ш.пр}}}, \quad (3)$$

где $P_{\text{с.вх}}$ – мощность принимаемого радиосигнала на входе приемной системы; $P_{\text{ш.пр}}$ – мощность шумов на входе приемной системы.

В общем случае мощность радиосигнала на входе приемной системы является функцией от ряда факторов:

$$P_{\text{с.вх}} = f\{E(\alpha, \beta), G_{\text{пр}}, L_{\Sigma}\}, \quad (4)$$

где $E(\alpha, \beta)$ – эквивалентная изотропно-излучаемая мощность связного радиосигнала КА ДЗЗ в направлении (α, β) на ЗС радиоконтроля (эквивалентная изотропно-излучаемая мощность боковых лепестков); $G_{\text{пр}}$ – коэффициент усиления приемной антенны станции радиоконтроля; L_{Σ} – итоговые потери радиосигнала на участке КА ДЗЗ – ЗС радиоконтроля.

Мощность шумов на входе приемной системы в общем случае определяется по формуле

$$P_{\text{ш.пр}} = k_B T_{\Sigma\text{ш}} \Delta F_{\text{пр}}, \quad (5)$$

где $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/(Гц·град) – постоянная Больцмана; $T_{\Sigma ш}$ – итоговая шумовая температура приемной системы ЗС радиоконтроля, К; $\Delta F_{пр}$ – полоса пропускания приемной системы ЗС радиоконтроля, Гц.

Главная задача создания системы радиосвязи заключается в выборе параметров связного радиосигнала и методов обработки радиосигнала, определении параметров передающего и приемного трактов, обеспечивающих требуемое качество передачи целевой информации не хуже заданного ($P_o \leq P_{o,тр}$). Очевидно, что, с одной стороны, при эксплуатации КА для выполнения данного условия мощность связного радиосигнала по входу приемной системы должна быть наибольшей. С другой стороны, с учетом возможного ведения радиоконтроля сигналов спутниковой связи со стороны зарубежных стран для обеспечения скрытности радиолиний мощность связного радиосигнала выбирается минимально необходимой.

Результаты анализа существующих методов разрешения подобного рода противоречий показывают, что применительно к рассматриваемой ситуации решение задачи возможно с использованием методов пространственной избирательности и цифровой обработки сигналов [4, 12, 22, 23, 25].

Функционирование средств радиоконтроля при применении в каналах спутников-ретрансляторов методов пространственной избирательности. Косвенным показателем эффективности функционирования системы радиоконтроля спутниковой связи является отношение мощности связного радиосигнала к мощности шумов на входе систем приема ЗС радиоконтроля и КА-ретранслятора в процессе обнаружения радиосигнала. Нахождение отношения мощности полезного радиосигнала к мощности естественных шумов на входе приемной системы ЗС радиоконтроля и КА-ретранслятора проводится с использованием расчетов энергетического бюджета радиолиний при ведении радиоконтроля на направлении от КА ДЗЗ к ЗС радиоконтроля; при обеспечении радиосвязи в направлении от КА ДЗЗ к КА-ретранслятору. Расчеты энергетического бюджета радиолиний проводятся на основе уравнения радиосвязи [27]. Отношение мощности связного радиосигнала к мощности естественных шумов по входу приемной системы ЗС управления и приема целевой информации (см. рис. 1) или КА-ретранслятора вычисляется по формуле

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх. ЗС(КА)} = \frac{P_{пер. КА ДЗЗ} G_{пер. КА ДЗЗ} \eta_{пер. КА ДЗЗ} G_{пр. ЗС(КА)} \eta_{пр. ЗС(КА)}}{L_{\Sigma} k_B T_{\Sigma ш. ЗС(КА)} \Delta F_{пр. ЗС(КА)}}, \quad (6)$$

где $P_{пер. КА ДЗЗ}$ – выходная мощность передатчика КА ДЗЗ, Вт; $G_{пер. КА ДЗЗ}$ – коэффициент усиления передающей антенны КА ДЗЗ, раз; $\eta_{пер. КА ДЗЗ}$ – коэффициент передачи по мощности волноводного (фидерного) тракта передающей системы КА ДЗЗ, раз; $G_{пр. ЗС(КА)}$ – коэффициент усиления соответственно приемной антенны ЗС управления и приема целевой информации или КА-ретранслятора, раз; $\eta_{пр. ЗС(КА)}$ – коэффициент передачи по мощности волноводного (фидерного) тракта системы приема соответственно ЗС управления и приема целевой информации или КА-ретранслятора, раз; L_{Σ} – результирующие потери на линии распространения радиосигнала от КА ДЗЗ до КА-ретранслятора или от КА ДЗЗ до ЗС управления и приема целевой информации, раз; $T_{\Sigma ш. ЗС(КА)}$ – суммарная шумовая температура системы приема соответственно ЗС управления и приема целевой информации или КА-ретранслятора, К; $\Delta F_{пр. ЗС(КА)}$ – полоса пропускания системы приема соответственно ЗС управления и приема целевой информации или КА-ретранслятора, Гц [22].

Представленное аналитическое выражение получено для радиолиний спутниковой связи и радиоконтроля с учетом выполнения следующих условий:

- полоса пропускания системы приема информации полностью согласована со спектром принимаемого радиосигнала;
- передающая и приемная антенные системы наведены по направлению друг к другу по критерию максимума принимаемого радиосигнала;
- имеет место совпадение поляризаций передающей и приемной антенн.

Как правило, на практике средства радиоконтроля располагаются за пределами зоны обслуживания главного (центрального) лепестка ДН передающей антенны контролируемого средства радиосвязи. В таком случае прием связного радиосигнала средствами радиоконтроля возможен по боковым лепесткам ДН передающей антенны источника радиосигнала, что по факту приводит к его ослаблению относительно усиления в главном (центральном) лепестке.

Отношение мощности связного радиосигнала к мощности шумов по входу приемной системы ЗС радиоконтроля (см. рис. 1) вычисляется по формуле

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{PK} = \frac{P_{пер. КА ДЗЗ} G_{б.л.-з.л. КА ДЗЗ} \eta_{пер. КА ДЗЗ} G_{пр. РК} \eta_{пр. РК} k_{пол}}{L_{\Sigma} k_B T_{\Sigma ш. РК} \Delta F_{пр. РК}}, \quad (7)$$

где $G_{б.л.-з.л. КА ДЗЗ}$ – коэффициент усиления по боковым и задним лепесткам ДН передающей антенны КА ДЗЗ в направлении ЗС радиоконтроля, раз; $G_{пр. РК}$ – коэффициент усиления приемной антенны ЗС радиоконтроля, раз; $\eta_{пр. РК}$ – коэффициент передачи по мощности фидерного (волноводного) тракта приемной системы ЗС радиоконтроля, раз; $k_{пол}$ – коэффициент, учитывающий различие поляризаций антенн на передачу и на прием, раз; L_{Σ} – результирующие потери на линии распространения радиосигнала от КА ДЗЗ до ЗС радиоконтроля, раз; $T_{\Sigma ш. РК}$ – суммарная шумовая температура приемной системы ЗС радиоконтроля, К; $\Delta F_{пр. РК}$ – полоса пропускания приемной системы ЗС радиоконтроля, Гц [22].

Анализ выражений (1)–(7) показывает, что повышение скрытности линий спутниковой связи при обеспечении требуемого уровня эффективности функционирования системы связи возможно за счет увеличения коэффициента усиления передающей антенны при одновременном уменьшении уровня ее излучений по боковым и задним лепесткам; коэффициента усиления приемной антенны; ширины спектра связного сигнала (полосы пропускания приемной системы) [1–4, 22].

Для реализации мер пространственной избирательности на практике как на приемной, так и на передающей стороне применяются антенные системы с узкой ДН, которые имеют большой коэффициент усиления и низкий уровень излучения в направлении боковых и задних лепестков. Выигрыш в скрытности линии спутниковой связи от принятия в этих системах узконаправленных антенн можно оценить с помощью энергетического показателя, описанного в работах [22, 23].

Параметром, определяющим уровень боковых и задних лепестков ДН антенной системы, является направление (угол) прихода (излучения) сигнала Θ . В качестве примера на рис. 2 представлена зависимость нормированной ДН антенной системы от угла относительно направления максимума для фиксированных значений частоты ($f = 36,75$ ГГц) и диаметра антенны ($D_A = 0,45$ м), соответствующих коэффициенту усиления антенны 42,27 дБ.

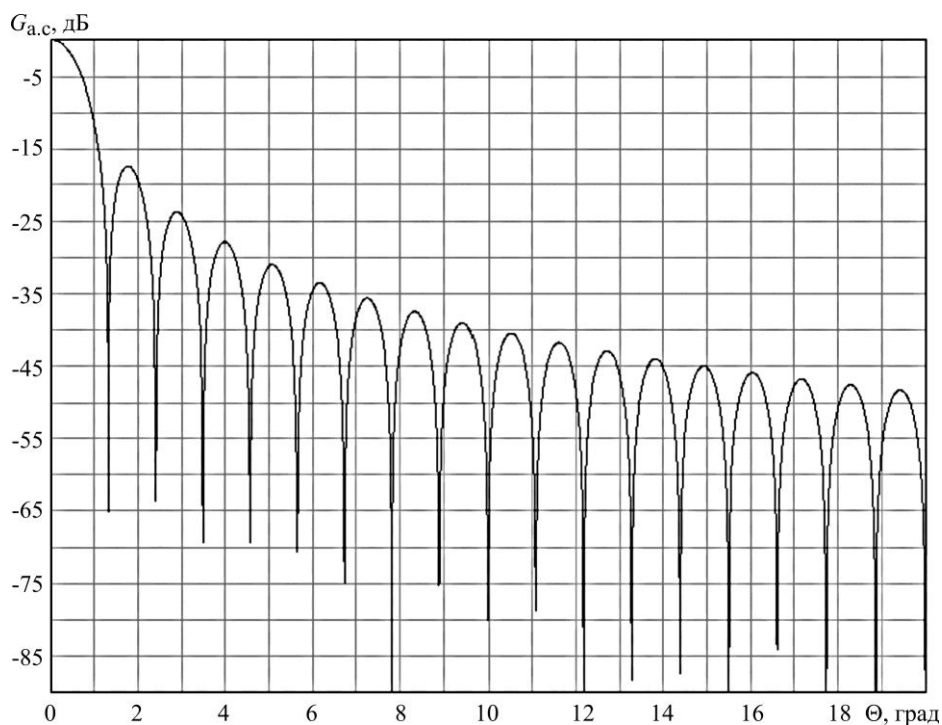


Рис. 2. Зависимость нормированной ДН антенной системы $G_{a.c.}$ от угла Θ относительно направления максимума

Fig. 2. The dependence of the normalized directional pattern of the antenna system $G_{a.c.}$ on the angle Θ relative to the direction of the maximum

Отметим, что на практике перед началом радиоконтроля точное (истинное) местоположение источника связного радиосигнала является априори неизвестным для средств радиоконтроля. В целях преодоления данной неопределенности в средствах радиоконтроля используются антенные системы с достаточно широкой ДН или узконаправленные антенные системы, при этом дополнительно проводится поиск радиосигналов по пространству. Таким образом, в первом случае мощность контролируемого радиосигнала уменьшается, во втором – возрастает за счет дополнительного времени поиска радиосигналов по пространству и времени проведения радиоконтроля. Как результат, в обоих случаях сокращается общая эффективность решения задачи радиоконтроля.

Функционирование систем спутниковой связи с расширением спектра радиосигналов. Применение исключительно мер пространственной избирательности в большинстве случаев недостаточно для скрытного использования систем спутниковой связи от средств радиоконтроля зарубежных средств. Один из известных способов обеспечения заданных требований по вероятности ошибочного приема и уменьшения порогового отношения мощностей радиосигнала и шумов по входу демодуляторов – применение помехоустойчивых методов кодирования и декодирования информации (связных радиосигналов). Другой способ повышения эффективности скрытности – использование современных методов сигнальной обработки [21, 22]. Данные методы основаны на использовании в системах спутниковой связи сложных радиосигналов в сочетании с их оптимальной обработкой при приеме, что способствует увеличению отношения мощностей радиосигнала и естественных шумов по входу демодулятора радиосигналов приемного тракта КА-ретранслятора. В результате расширяется спектр излучаемого

связного радиосигнала и существенно снижается отношение сигнал / шум в приемнике ЗС радиоконтроля.

Для реализации требований относительно скрытности функционирования систем спутниковой связи в полном объеме целесообразно параллельно использовать меры пространственной избирательности и современные методы оптимальной обработки радиосигналов. Сигнальная обработка основана на использовании сложных широкополосных радиосигналов, которые расширяют спектр информационного исходного сигнала. В качестве широкополосных радиосигналов, позволяющих обеспечить скрытную передачу информации, могут использоваться фазоманипулированные радиосигналы, модулированные расширяющей спектр кодовой последовательностью (фазоманипулированные – широкополосные радиосигналы); радиосигналы с программной (псевдослучайной) перестройкой рабочей частоты; комбинированные фазоманипулированные радиосигналы – широкополосные радиосигналы с программной (псевдослучайной) перестройкой рабочей частоты.

Анализ работ [1–13] показал, что в современных системах спутниковой связи и ретрансляции информации в большинстве случаев используются сигналы на основе фазовой манипуляции (BPSK, QPSK, 8PSK и т. д.). Использование сигналов с другими видами модуляции (QAM, OFDM и т. д.) не повлияет на рассматриваемый подход к решению задачи радиоконтроля сигналов спутниковой связи, поэтому в настоящей статье они не рассматриваются.

С точки зрения обеспечения скрытной передачи данных самый предпочтительный вариант – применение радиосигналов вида фазоманипулированные – широкополосные. Данное обстоятельство объясняется тем, что расширение спектра методом программной перестройки рабочей частоты сопровождается некогерентным приемом информации в отличие от метода прямого расширения спектра. На практике это приводит к энергетическим потерям порядка 3 дБ. При этом скрытность обнаружения широкополосных радиосигналов и радиосигналов с программной (псевдослучайной) перестройкой рабочей частоты одинаковая.

Приемы расширения спектра могут использоваться только для радиосигналов с ограниченной информационной скоростью, например для командной и телеметрической информации. Полоса частот целевой информации КА ДЗЗ сопоставима с выделенной полосой канала связи и не может быть значительно расширена.

Обнаружение радиосигналов методами накопления. Как показывает практика применения средств радиомониторинга, обеспечить требуемое отношение сигнал / шум для эффективного обнаружения в разведываемых радиолиниях спутниковой связи часто не представляется возможным. Отношение сигнал / шум не изменяется при линейном усилении. Методы оптимального приема информации в средствах радиоконтроля не применяются, поскольку требуется выполнение сразу двух условий. Для свертки принимаемого радиосигнала на приемной стороне необходимо иметь его копию и обеспечивать синхронизацию обнаруживаемого радиосигнала с копией полезного связного радиосигнала как по частоте, так и по времени. Детальный анализ существующих методов проведения радиоконтроля энергетически слабых радиосигналов [1–30] подтверждает, что в данных условиях обеспечить требуемое отношение сигнал / шум для эффективного обнаружения возможно лишь за счет когерентного накопления обработанных радиосигналов.

Цель предварительной обработки – выявление признаков радиосигнала, которые не зависят от характера модулирующих последовательностей. К таким способам можно отнести спектральный анализ с последующим накоплением его результатов на интер-

вале измерения; восстановление несущей; автокорреляционную обработку принятых радиосигналов. Первые два метода используются для обнаружения слабых радиосигналов с базой, близкой к единице. Последний эффективен для обнаружения радиосигналов с прямым расширением спектра с помощью фазоманипулированной псевдослучайной последовательности.

Одна из особенностей радиоконтроля КА ДЗЗ – появление эффекта Доплера, связанного с движением КА относительно станции радиоконтроля. Обозначим через v_r ту компоненту скорости движения КА ДЗЗ, которая совпадает с линией радиосвязи КА ДЗЗ – ЗС радиоконтроля, и условимся считать величину v_r отрицательной в случае уменьшения расстояния между КА ДЗЗ и ЗС радиоконтроля и положительной – при увеличении этого расстояния.

Как известно, при движении любого источника радиосигнала со скоростью $\pm v_r$ частота принимаемых колебаний f соотносится с частотой излучаемых колебаний f_0 :

$$f = f_0 / (1 \pm v_r / c),$$

где c – скорость света.

Как правило, выполняется условие $v_r/c \ll 1$. Значит, при движении источника радиосигнала по направлению приемника имеет место $f = f_0 (1 \pm v_r / c)$. Отсюда следует изменение частоты из-за появления эффекта Доплера:

$$\delta f_0 = f - f_0 = \pm f_0 v_r / c.$$

Так, при $f_0 = 24$ ГГц (*Ka*-диапазон) $\delta f_0 = \pm 560$ кГц, $f_0 = 14$ ГГц (*Ku*-диапазон) $\delta f_0 = \pm 330$ кГц. Это означает, что в идеальном приемнике радиоконтроля должно быть предусмотрено программное сопровождение КА ДЗЗ не только по его положению, но и по доплеровскому сдвигу несущей частоты.

Спектральный анализ. Спектральный анализ основан на использовании спектроанализаторов радиосигналов, которые записывают данные в электронную память и анализируют их в частотной и временной областях. Для анализа сигнала, несущего цифровую модуляцию, требуются векторные измерения, обеспечивающие получение информации не только об амплитуде, но и о фазе. Векторный анализатор полностью преобразует в цифровую форму радиосигнал в пределах полосы пропускания прибора, чтобы извлечь из него информацию об амплитуде и фазе, необходимую для измерения параметров цифровой модуляции. Измерения, выполняемые анализатором спектра в реальном масштабе времени, реализованы с помощью приемов и алгоритмов цифровой обработки сигналов.

В режиме анализа спектра в реальном масштабе времени анализатор обеспечивает два синхронных представления захваченного сигнала: зависимость мощности от частоты и спектрограмму. Синхронный анализ в нескольких областях обеспечивает разнообразное масштабирование и тщательное изучение частей зарегистрированного радиоканала с помощью оптимальных средств анализа. Обнаружение радиосигналов методом накопления результатов спектрального анализа основано на том, что спектр реального радиосигнала не зависит от информационного содержания модулирующей последовательности при условии сохранения длительности элементарной посылки. При накоплении спектральных коэффициентов они складываются арифметически, а помехи – среднеквадратично. Данный способ прост в реализации за счет использования серийно выпускаемой измерительной аппаратуры. Недостатком является чувствительность к

доплеровскому смещению несущей и спектра, что ограничивает время накопления спектральных коэффициентов.

Восстановление несущей. Другой путь предварительной обработки принятого радиосигнала с целью обеспечения его накопления – восстановление несущей, подавленной при фазовых манипуляциях BPSK и QPSK. Частным случаем использования алгоритмов восстановления несущей являются устройства символьной синхронизации. Устройства восстановления несущей можно схемотехнически разделить на две основные группы – замкнутые и разомкнутые.

Замкнутые устройства основаны на синхронизации генератора с входным модулированным радиосигналом. Замкнутые устройства точнее, однако более сложные и требуют большего времени на вхождение в синхронизм. Разомкнутые устройства представляют собой нелинейные преобразователи входного радиосигнала с последующей фильтрацией. Они генерируют радиосигнал несущей со скоростью поступления входного воздействия. В данном методе восстановления несущей без использования параметров модуляции используется нелинейная операция умножения частоты с целью создания гармоник несущей частоты с удаленной модуляцией, которые подвергаются полосовой фильтрации и делятся по частоте для восстановления несущей. Для последующей фильтрации от шумов могут использоваться как полосовые фильтры, так и фазовая автоподстройка частоты. Порядок модуляции соответствует порядку нелинейного элемента, необходимого для получения несущей гармоники. В случае использования QPSK на выходе нелинейного элемента четвертой степени формируется многокомпонентный радиосигнал (квазикогерентный), содержащий также немодулированную четвертую гармонику входного воздействия.

Устройства выделения несущей замкнутого типа основаны, как правило, на разных модификациях петли Костаса требуемого порядка. Петля Костаса – разновидность фазовой автоподстройки частоты, которая использует квадратурные когерентные радиосигналы для оценки фазовой ошибки в целях управления генератором контура. Восстановление несущей контуром Костаса может быть применимо для любой схемы демодуляции M -ичной PSK. Недостаток при ведении радиоконтроля – длительное время синхронизации петли фазовой автоподстройки частоты. Для ускорения захвата несущей могут использоваться вспомогательные цепи частотной автоподстройки или свипирования.

Энергетический выигрыш при использовании нелинейных операций зависит как от начальных условий (соотношения сигнал / шум на входе перемножителей, априорной информации о частоте несущей, точности отслеживания доплеровского сдвига), так и от соотношения полос пропускания на входе и выходе или в петле фазовой автоподстройки частоты устройства. На практике энергетический выигрыш при использовании данного метода достигает 12 дБ.

Обнаружение радиосигнала методом автокорреляционной обработки. Принципы автокорреляционной обработки сигналов, структурная схема реализующего ее устройства, графические зависимости отношения мощности сигнала к мощности шумов на выходе устройств автокорреляционной обработки сигналов от относительной полосы частот приема, относительной расстройки по частоте, базы сигналов и времени обработки сигналов подробно рассмотрены в работах [21, 22]. В качестве мер повышения эффективности ведения радиоконтроля на практике применяются методы последовательного и параллельного поиска параметров устройств автокорреляционной обработки

сигналов. Время, требуемое для обнаружения радиосигнала с применением устройств автокорреляционной обработки сигналов, $T_{\text{обн}} \geq B / \Delta f_{\text{пр}}$.

Таким образом, с математических позиций функционирование радиоконтроля спутниковых связей целесообразно оценивать в виде взаимодействия системы спутниковых связей и системы радиоконтроля, имеющих противоположные цели.

Прием связанных радиосигналов с помощью наземных средств радиоконтроля осуществим лишь по боковым лепесткам ДН передающих антенн КА ДЗЗ, что означает его ослабление относительно значения коэффициента усиления в главном лепестке. В реальной обстановке ведение радиоконтроля КА ДЗЗ осложняется следующими факторами: погрешностями определения траекторных характеристик КА ДЗЗ; отсутствием точной информации об используемых в момент сеанса связи сигнально-кодовых конструкциях; наличием большого доплеровского смещения частоты и спектра связанного радиосигнала; отсутствием информации о реальных уровнях боковых и задних лепестков КА ДЗЗ.

Результаты анализа показывают, что решение задачи возможно за счет максимального повышения эффективности антенной системы ЗС радиоконтроля и сигнальной обработки средствами ЗС радиоконтроля. Реально повысить эффективность антенны ЗС можно за счет увеличения ее апертуры либо с помощью пространственно-разнесенного приема. В первом случае усложняется система наведения и слежения за КА, а во втором – значительно увеличивается стоимость аппаратуры радиоконтроля. В соответствии с энергетическими расчетами бюджета радиолиний в разведываемых радиолиниях спутниковых связей обеспечить необходимое отношение сигнал / шум для эффективного обнаружения, как правило, невозможно. Суть сигнальной обработки заключается в создании предпосылок для когерентного накопления радиосигнала и некогерентного – шумов.

Обнаружение радиосигналов методом накопления результатов спектрального анализа основано на том, что спектр реального радиосигнала не зависит от информационного содержания модулирующей последовательности при условии сохранения длительности элементарной посылки. При накоплении спектральных коэффициентов они складываются арифметически, а помехи – среднеквадратично. Данный способ прост в реализации за счет использования серийно выпускаемой измерительной аппаратуры. Обнаружение радиосигналов на основе устройств автокорреляционной обработки сигналов реализуется с помощью методического подхода к свертке фазоманипулированного радиосигнала на удвоенной частоте вспомогательного гетеродина (математический аппарат и графические зависимости приведены в работах [21, 22]).

Оценка энергетических характеристик аппаратуры ретрансляции сигналов КА ДЗЗ. Цель радиоконтроля – установление факта передачи информации по линии спутниковой ретрансляции. Так как прием сигнала КА ДЗЗ на аппаратуру ЗС радиоконтроля возможен только при его излучении по боковым лепесткам КА ДЗЗ, то для расчета параметров ЗС радиоконтроля необходимы следующие исходные данные: баллистическая траектория движения КА ДЗЗ; координаты ЗС РК; частотный диапазон линии ретрансляции; используемые сигнально-кодовые конструкции; скорость передачи информации; заданная надежность обнаружения; эквивалентная изотропно-излучаемая мощность боковых лепестков антенны ретрансляции КА ДЗЗ. Согласно перечисленным данным определяются требования к добротности приемной антенны ЗС радиоконтроля и, следовательно, к ее геометрическим размерам.

Наиболее проблематичным является получение информации об эквивалентной изотропно-излучаемой мощности боковых лепестков. В технической литературе можно

найти информацию по типовому уровню боковых лепестков в свободном пространстве [5, 22, 23], однако при установке антенны на конкретный КА электродинамические характеристики антенн в задней полусфере существенно меняются.

Рассмотрим возможность вычисления оценок неизвестных параметров согласно алгоритму проведения вычислений.

На первом шаге определяется минимально необходимая эквивалентная изотропно излучаемая мощность основного лепестка антенны КА ДЗЗ для ретрансляции целевой информации с заданной скоростью. Вычислим в качестве модельного примера оценки характеристик приемной антенны ЗС радиоконтроля при ретрансляции целевой информации через спутник TDRS в *Ku*-диапазоне частот. Расчет в *Ka*-диапазоне проводится аналогично при наличии информации о технических характеристиках соответствующего транспондера КА-ретранслятора. Исходные данные из литературных источников для КА TDRS первого поколения: *Ku*-диапазон частот; апертура остронаправленной антенны 4,9 м; коэффициент усиления антенны на прием 54 дБ; ширина ДН 0,27 град; поляризация круговая. Добротность приемной системы КА-ретранслятора зависит от ориентации антенны. Если КА ДЗЗ находится на фоне земной поверхности, добротность составит 24,4 дБ/К.

Существует множество методик и программ расчета спутниковых радиолиний. При одинаковых исходных данных все они дают близкие результаты с разной степенью детализации. В качестве инструмента для энергетических расчетов можно воспользоваться онлайн-калькуляторами ИКЦ «Северная Корона» (г. Санкт-Петербург, Россия). Принятые в расчете дополнительные исходные данные: скорость передачи информации 100 Мбит/с; сигнально-кодовая конструкция QPSK, FEC = 1/2, $E_b/N_0 = 1$ дБ; частота 15 ГГц; наклонная дальность 40 000 км. Особое значение имеет уровень дополнительных потерь. Потери в атмосфере отсутствуют. Потери на рассогласование ДН антенн равны 1 дБ. Потери, связанные с накоплением шумов при ретрансляции для систем с параметрами TDRS, не превышают 1,5 дБ. Энергетический резерв в радиолинии с учетом погрешностей технической реализации модемов, нелинейности тракта и возможной деградации характеристик транспондеров составляет 3 дБ. Таким образом, дополнительные потери составляют 5,5 дБ.

На рис. 3 приведены результаты энергетических расчетов эквивалентной изотропно-излучаемой мощности КА ДЗЗ при ретрансляции информации через КА TDRS в *Ku*-диапазоне со скоростью 100 Мбит/с. Минимальное значение эквивалентной изотропно-излучаемой мощности при выполнении перечисленных условий составляет 41,5 дБВт. Результаты расчета полосы сигнала при коэффициенте сглаживания 0,2 представлены на рис. 4.

На втором шаге определяется эквивалентная изотропно-излучаемая мощность боковых лепестков в диапазоне возможных значений их относительного уровня (от -30 до -40 дБ). Полученное значение при отно-

Энергетика радиолинии		
<input checked="" type="radio"/> ЭИИМ прд.	41.5116396	дБВт
<input type="radio"/> V инф.	100	МБит/с
<input type="radio"/> Частота	15	ГГц
<input type="radio"/> Дальность	40000	км
<input type="radio"/> Доп. потери	5.5	дБ
<input type="radio"/> G/T прм.	24.4	дБ/К
<input type="radio"/> C/N0	81	дБ
<input type="radio"/> Eb/N0	1	дБ
Расчет		

Рис. 3. Результаты энергетических расчетов эквивалентной изотропно-излучаемой мощности КА ДЗЗ при ретрансляции информации через КА TDRS в *Ku*-диапазоне со скоростью 100 Мбит/с

Fig. 3. Results of energy calculations of the remote sensing spacecraft equivalent isotropic radiating power when information is relayed via the TDRS spacecraft in the *Ku* range at a speed of 100 Mbit/s

сительном уровне боковых лепестков -30 , -35 и -40 дБ соответственно составит:

$$41,5 \text{ дБВт} - 30 \text{ дБ} = 11,5 \text{ дБВт};$$

$$41,5 \text{ дБВт} - 35 \text{ дБ} = 6,5 \text{ дБВт};$$

$$41,5 \text{ дБВт} - 40 \text{ дБ} = 1,5 \text{ дБВт}.$$

На третьем шаге выбирается способ обработки принятого сигнала. Так как КА ДЗЗ перемещается относительно ЗС радиоконтроля с высокой скоростью, то в тракте ЗС следует предусмотреть программную компенсацию доплеровского смещения частоты. При этом обнаружение сигнала может выполняться несколькими способами:

- простое измерение мощности сигнала и шума в полосе сигнала с порогом около 3 дБ;

- измерение спектра сигнала с арифметическим накоплением спектральных составляющих и среднеквадратическим сложением помеховой составляющей. Энергетический выигрыш по сравнению с измерением отношения сигнал / шум во многом зависит от условий приема и составляет от 3 до 6 дБ;

- восстановление несущей, при котором с помощью нелинейных преобразований восстанавливается подавленная несущая. Эффективность метода достигает 10 дБ, зависит от условий приема и падает с увеличением кратности модуляции;

- автокорреляционный прием, наиболее эффективный, но сложный в реализации и подходящий не ко всем классам сигналов.

На четвертом шаге рассчитываются добротность и геометрические размеры приемной антенны ЗС радиоконтроля. Так как ЗС контролирует спутниковую линию связи, то многие исходные данные при расчете добротности спутниковой линии и линии контрольного канала совпадают: частота 15 ГГц; скорость передачи информации 100 Мбит/с; сигнально-кодовая конструкция QPSK. Различаются следующие параметры: наклонная дальность до 3000 км; наличие потерь в околоземном пространстве; отсутствие потерь на накопление шумов ретрансляции; не подверженный демодуляции сигнал; большое значение доплеровского смещения частоты, зависящее от взаимного расположения траектории полета КА ДЗЗ и координат ЗС, частоты передачи информации. Потери на расогласование ДН антенн равны 1 дБ. Энергетический резерв в линии с учетом погрешностей технической реализации модемов, нелинейности тракта и возможной деградации характеристик транспондеров 1 дБ. Для распознавания сигнала на фоне шумов вводится дополнительное требование по превышению сигнала на 3 дБ.

Для примера расчета потерь в околоземном пространстве выберем место расположения ЗС радиоконтроля в районе г. Смоленска с координатами 55 град с. ш. и 32 град в. д. Высота над уровнем моря 250 м. Минимальное значение угла места 10 град. Надежность радиолинии равна 0,95. Для расчетов воспользуемся соответствующим калькулятором ИКЦ «Северная Корона». Результаты расчета представлены на рис. 5. Суммарный уровень потерь на околоземном участке составляет 1,9 дБ. В раздел расчета «Доп. потери» должно быть введено 1 дБ + 1 дБ + 3 дБ + 1,9 дБ = 6,9 дБ. Результаты расчета добротности антенной системы при уровне боковых лепестков КА ДЗЗ -30 дБ приведены на рис. 6. Результаты расчета при уровнях -35 и -40 дБ соответственно на 5 и 10 дБ выше.

Полоса сигнала		
V инф.	100000	Кбит/с
Модуляция	QPSK	
FEC	0.5	
Roll-Off	0.2	
Заним. полоса	120000	КГц
V символьная	100000	кбод/с
Спектр. эффект-ть	0.8333333	бит/(с*Гц)
Расчет		

Рис. 4. Результаты расчета полосы сигнала при коэффициенте сглаживания 0,2

Fig. 4. Results of calculating the signal band with a smoothing coefficient of 0.2

Потери на участке "Земля-Космос"		
Частота	15	ГГц
Широта	55	град
Долгота	32	град
Высота над УМ	250	м
Угол места	10	град
Надежность	95	%
<input type="checkbox"/> Старые карты дождей		
Потери в атмосфере	0.3872223	дБ
Потери в дожде	0.4575925	дБ
Потери в облаках	0.7706354	дБ
Потери от сцинтилляций	0.8333669	дБ
Потери суммарные	1.8714879	дБ
Расчет		

Рис. 5. Результаты расчета потерь на околоземном участке контрольного канала
 Fig. 5. Results of calculation of losses in the near-Earth section of the control channel

Усиление антенны		
Частота	15	ГГц
<input type="radio"/> КИП	0.6	
<input checked="" type="radio"/> D, м	3.711111	
<input type="radio"/> G, дБи	53.1	
Расчет		

Рис. 7. Расчет диаметра антенны ЗС РК при уровне боковых лепестков КА ДЗЗ –30 дБ
 Fig. 7. Calculation of the diameter of the Earth station radio control antenna at the level of the side lobes of the remote sensing spacecraft equal to –30 дВ

коэффициент усиления антенной системы $K_{yc} = G/T + T$ для приема информации при уровнях боковых лепестков КА ДЗЗ –30; –35; –40 дБ должен быть не менее 53,1; 58,1; 63,1 дБ соответственно. На рис. 7 приведены результаты расчета диаметра антенны ЗС радиоконтроля при уровне боковых лепестков КА ДЗЗ –30 дБ путем простого обнаружения сигнала с порогом около 3 дБ.

В таблице представлены результаты расчетов геометрических размеров антенн ЗС при разных уровнях боковых лепестков и способах обработки сигналов на приеме. Принято, что по сравнению с простым обнаружением накопление спектральных коэффициентов дает энергетический выигрыш 4 дБ, а восстановление несущей – 7 дБ. Автокорреляционный прием не рассматривается ввиду сложности его реализации. Полученные результаты носят оценочный характер, так как остаются неизвестными истинные значения уровней боковых лепестков КА ДЗЗ.

Энергетика радиолинии		
<input type="radio"/> ЭИИМ прд.	11.5	дБВт
<input type="radio"/> V инф.	100	МБит/с
<input type="radio"/> Частота	15	ГГц
<input type="radio"/> Дальность	3000	км
<input type="radio"/> Доп. потери	6.9	дБ
<input checked="" type="radio"/> G/T прм.	32.3128648	дБ/К
C/N0	80	дБ
<input type="radio"/> Eб/N0	0	дБ
Расчет		

Рис. 6. Расчет добротности антенной системы ЗС при уровне боковых лепестков КА ДЗЗ –30 дБ
 Fig. 6. Calculation of the Q-factor of the Earth station antenna system at the level of the side lobes of the remote sensing spacecraft equal to –30 дВ

Таким образом, добротность антенной системы ЗС радиоконтроля при уровне боковых лепестков КА ДЗЗ –30; –35; –40 дБ должна быть не менее 32,3; 37,3; 42,3 дБ/К соответственно при условии, что обнаружение сигнала происходит простым измерением мощности сигнала и шума с порогом около 3 дБ.

При расчете геометрических размеров антенны следует учитывать, что типичное значение суммарной шумовой температуры антенны в совокупности с малошумящим усилителем и фидерным трактом составляет 120 К, что соответствует 20,8 дБ/К. Тогда

коэффициент усиления антенной системы $K_{yc} = G/T + T$ для приема информации при уровнях боковых лепестков КА ДЗЗ –30; –35; –40 дБ должен быть не менее 53,1; 58,1; 63,1 дБ соответственно. На рис. 7 приведены результаты расчета диаметра антенны ЗС радиоконтроля при уровне боковых лепестков КА ДЗЗ –30 дБ путем простого обнаружения сигнала с порогом около 3 дБ.

Результаты расчетов диаметров антенн ЭС (м) при разных уровнях боковых лепестков КА ДЗЗ и способах обработки сигналов на приеме
Results of calculations of the Earth stations antennas diameters (m) at different levels of the side lobes of the remote sensing spacecraft and different methods of signal processing at reception

Обработка сигнала	Уровень боковых лепестков КА ДЗЗ, дБ		
	-30	-35	-40
Измерение соотношения сигнал / шум	3,7	6,6	11,7
Спектральный анализ	2,4	4,2	7,4
Восстановление несущей	1,7	3	5,25

Моделирование процессов обнаружения сигнала методом восстановления несущей с последующей фильтрацией. Обнаружение сигналов путем восстановления несущей эффективно для случаев модуляции BPSK и QPSK. Эти виды модуляции наиболее часто используются для ретрансляции целевой информации КА ДЗЗ. Для уменьшения требований к техническим характеристикам наземной аппаратуры радиоконтроля необходимо снижать порог и время обнаружения сигнала. Один из возможных путей – использование следящего фильтра, установленного после цепей восстановления несущей. На рис. 8 представлена обобщенная схема обработки сигнала с восстановленной несущей. Следящий фильтр уменьшает шумовую составляющую в цепи измерения от сотен килогерц (доплеровский сдвиг) до сотен герц (эквивалентная ширина полосы пропускания фильтра).

Задача следящего фильтра – обнаружение и фильтрация сигнала во всей полосе возможных значений доплеровского сдвига частоты. Традиционно прием сигнала в доплеровском диапазоне частот решался тремя способами: последовательным и параллельным поиском, а также их комбинацией.

Последовательный поиск реализуется в объединенном устройстве частотной фазовой автоподстройки. При частотной автоподстройке осуществляется предварительный поиск сигнала путем сканирования по доплеровскому диапазону частот узкополосным фильтром. После обнаружения сигнала его частота определяется системой фазовой автоподстройки. Преимущество данного метода – точное с погрешностью до фазы определение частоты с последующим непрерывным сопровождением, недостаток – значительные временные издержки.

Параллельный поиск с начала развития космической радиоэлектроники реализуется путем разделения доплеровского диапазона на сопряженные частотные полосы и выявления сигнала в одной из этих полос. Преимущество параллельного поиска – минимальные временные затраты,



Рис. 8. Обобщенная схема обработки сигнала восстановленной несущей
 Fig. 8. Generalized scheme of signal processing of the restored carrier

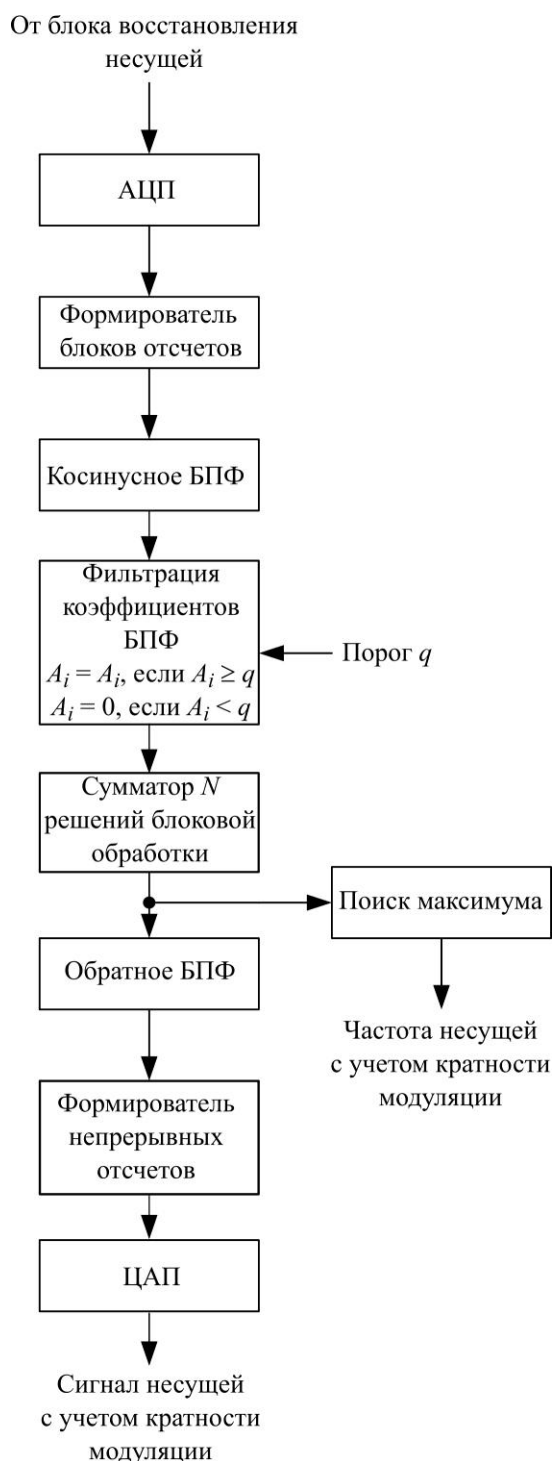


Рис. 9. Структурная схема нелинейного следящего фильтра (АЦП – аналого-цифровой преобразователь; БПФ – быстрое преобразование Фурье; ЦАП – цифроаналоговый преобразователь)

Fig. 9. Block diagram of a nonlinear tracking filter (АЦП – analog-to-digital converter; БПФ – fast Fourier transform; ЦАП – digital-to-analog converter)

недостаток – низкая точность определения частоты, устанавливаемая дискретностью разбиения доплеровского диапазона.

Измерение доплеровской частоты необходимо для решения задачи точного определения положения КА на орбите. Данное устройство позволяет вычислительными методами выделять сигнал на фоне шумовой помехи, а также проводить измерение его частоты с минимальными временными затратами и частотными погрешностями. Принцип действия фильтра основан на применении двойного (прямого и обратного) ортогонального преобразования с обнулением после первого преобразования спектральных компонентов, амплитуда которых находится ниже заданного уровня.

На рис. 9 представлена структурная схема нелинейного следящего фильтра. Нормированная по уровню смесь сигнала и помехи поступает на фильтр с полосой пропускания, равной полному доплеровскому сдвигу на восстановленной частоте несущей (см. рис. 8). Вне зависимости от уровня входного сигнала АЦП использует всю разрядную сетку. Нормированная смесь сигнала и помехи подается на АЦП (см. рис. 9), а затем на блок, формирующий пакеты отсчетов с количеством элементов 2^k ($k = 2, 3, 4, \dots$).

Как правило, значение k выбирается больше 10. Следующий блок осуществляет прямое косинусное преобразование. Выходной поток действительных чисел, состоящий из спектральных коэффициентов, подвергается операции центрального клиппирования, при которой отсчеты с абсолютным значением меньше установленного порога заменяются нулями. Таким образом, смесь сигнала и помехи очищается от компонентов с низкой спектральной плотностью. Коэффициенты после клиппирования формируют мгновенный спектр сигнала единичного блока. Во взвешивающем сумматоре происходит накопление решений по N последовательно сформированным блокам. Физически это означает суммирование N парциальных коэффициентов на каждой из 2^k частотных позиций, причем большинство коэффициентов нулевые.

На рис. 10 представлен один из возможных вариантов реализации сумматора на базе стека. После обработки очередного блока его данные помещаются на первую позицию, остальные смещаются на одну позицию вправо, а последний блок исключается из расчета. Таким образом, осуществляется операция когерентного накопления частных (блоковых) решений.

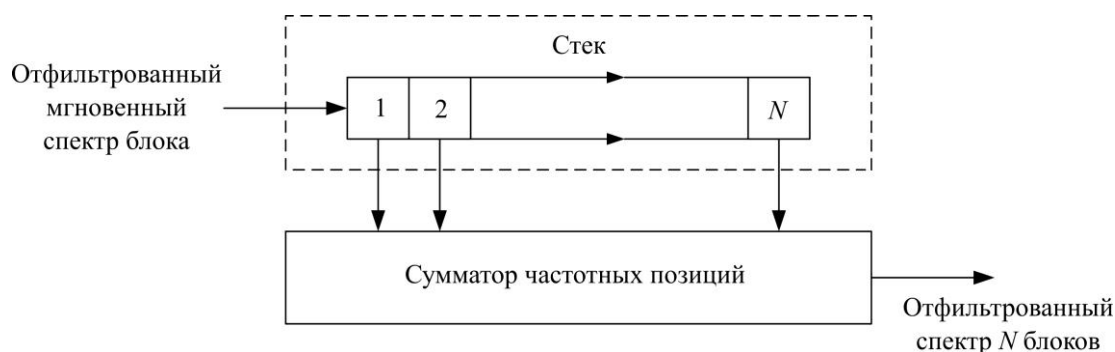


Рис. 10. Вариант построения сумматора решений блоковой обработки
 Fig. 10. A variant of constructing a block processing solution adder

Операция выделения максимума из значений спектральных коэффициентов является окончательным «жестким» решением, определяющим амплитуду сигнала маяка, порядковый номер коэффициента определяет его частоту. Эти параметры могут использоваться в блоках цифровой обработки сигналов и для управления синтезаторами. В ряде случаев цифровой нелинейный фильтр формирует обработанный аналоговый сигнал без принятия «жесткого» решения о его частоте. Тогда выходное колебание будет иметь определенное отношение сигнал / помеха ввиду остаточных спектральных компонентов шумовой помехи.

Технические характеристики блоков и узлов фильтра обусловлены требованиями к точности определения параметров несущей, в первую очередь частоты. При проектировании устройств цифровой обработки сигналов частота дискретизации выбирается выше теоретического предела и составляет после предварительной обработки 2,5–3 номинала ширины доплеровского спектра Δf . Пусть Y (Гц) – требуемая точность определения доплеровского сдвига, V (Гц) – скорость изменения несущей частоты. Тогда частота принятия решений о текущем значении доплеровского сдвига не может быть меньше V/Y (Гц). Следовательно, минимальная производительность цифровой обработки должна составить $R = 3\Delta f(V/Y)$ отсчетов/с.

Соотношение размеров и количества блоков дискретного преобразования Фурье в одном цикле измерений определяется конкретными особенностями используемого процессора и требуемой точностью вычисления доплеровского сдвига. Разрешающая способность по частоте получается делением скорости дискретизации на число точек быстрого преобразования Фурье в блоке. С увеличением количества блоков и, соответственно, уменьшением их размерности уменьшается разрешающая способность, однако снижаются и требования к аппаратной части вычислителя. Современные системы синхронизации при приеме информационных сигналов требуют точности предварительного определения доплеровского сдвига до нескольких десятков герц.

На рис. 11 представлена структурная схема имитационной модели фильтра с фиксированным порогом в среде Simulink. Для удобства моделирования в схему добавлены блоки нормализации уровня смеси сигнала и помехи, имитирующие работу автоматического регулятора усиления. Входной сигнал, представляющий собой смесь монохро-

матического колебания с шумовой помехой, генерируется блоками Sine Wave и Random Source, выходные уровни которых устанавливаются блоками Gain 1 и Gain 2 и индицируются цепями квадратичных вольтметров с индикаторами Display и Display 1. Входное и выходные значения отношения сигнал / помеха определяются как отношение мощностей сигнала и шума в доплеровской полосе частот.

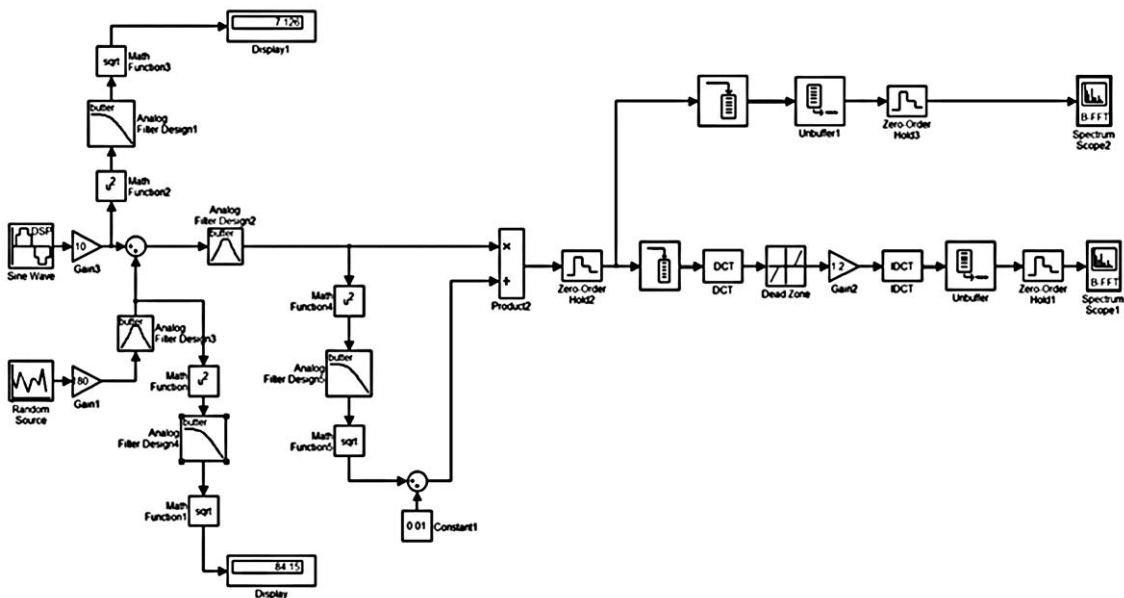


Рис. 11. Имитационная модель нелинейного фильтра с фиксированным порогом
 Fig. 11. Simulation model of a nonlinear filter with a fixed threshold

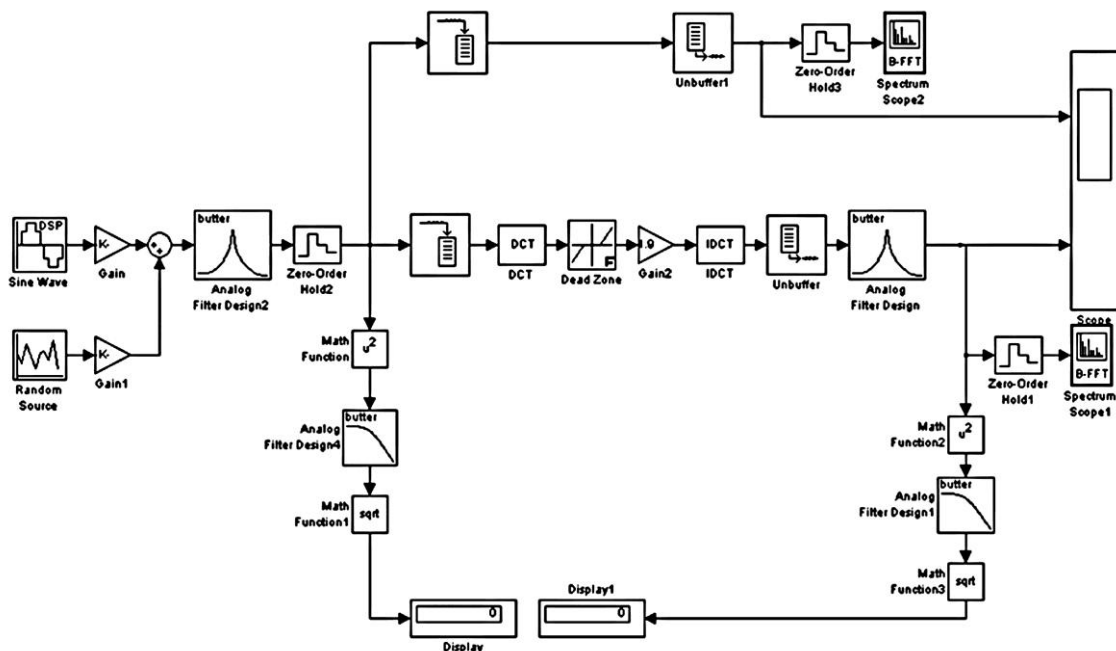


Рис. 12. Упрощенная структурная схема модели фильтра на промежуточной частоте с фиксированным порогом
 Fig. 12. The simplest block diagram of the filter model at an intermediate frequency with a fixed threshold

Моделирование работы фильтра по схеме на рис. 11 занимает много времени даже при использовании современной вычислительной техники. Для ускорения работы создано несколько упрощенных моделей, одна из которых приведена на рис. 12. Предполагается, что сигнал с шумом в доплеровской полосе промежуточной частоты предварительно нормирован по амплитуде системой автоматического регулятора усиления. Для лучшей визуализации спектра с учетом особенностей виртуальных приборов выбрана промежуточная частота 455 кГц, полоса – около 30 кГц. Порог центрального клиппирования задается в блоке Dead Zone, и его номинал оптимизирован для средних значений входного отношения сигнал / шум.

На рис. 13 представлена зависимость входного и выходного значений отношения сигнал / шум. В общем случае координаты конкретных точек графика зависят от размера блока данных, подвергнутых обработке, и конкретного значения порога. Нелинейность передаточной характеристики фильтра объясняется наличием операции центрального клиппирования. Нелинейный характер подтверждается спектрограммами сигналов, полученными при разном качестве входного сигнала (рис. 14).

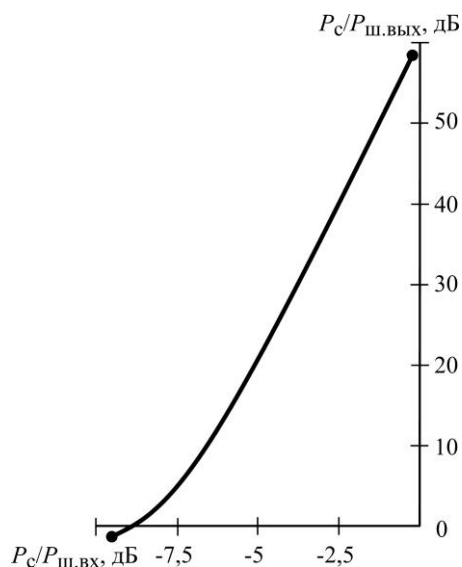


Рис. 13. Зависимость выходного значения отношения сигнал / шум от входного
Fig. 13. Dependence of the output value of the signal-to-noise ratio on the input

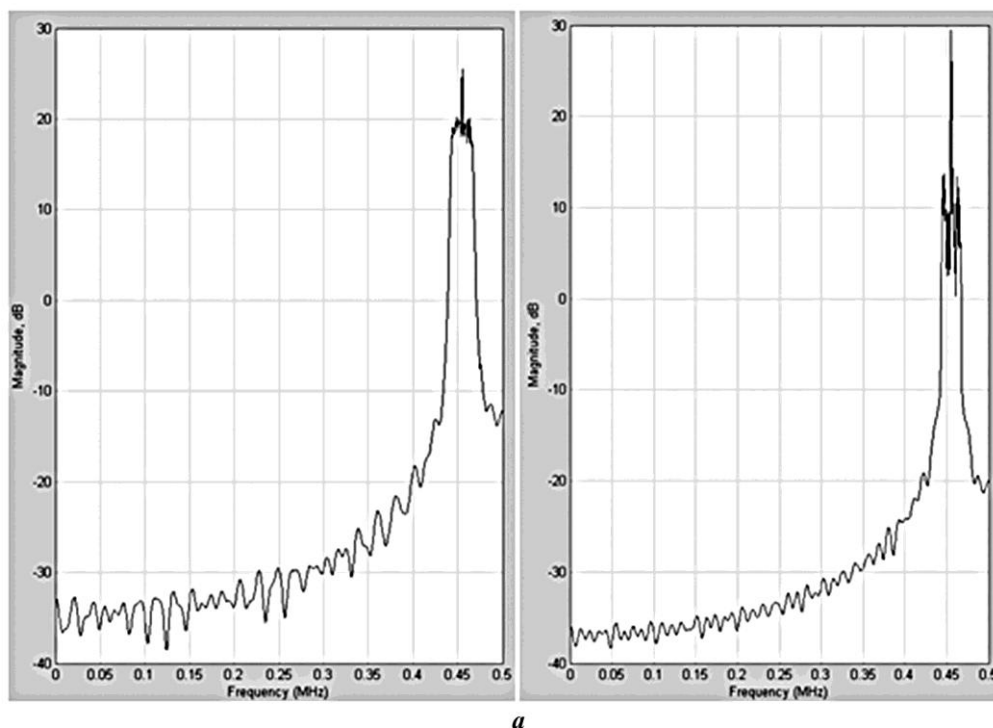
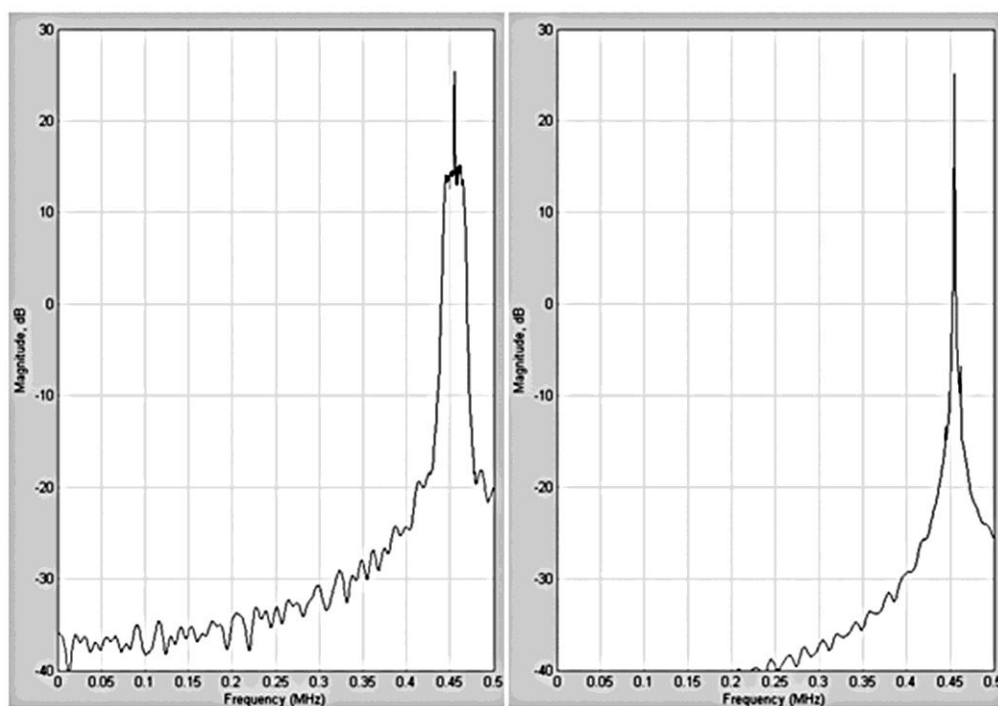


Рис. 14. Спектр сигнала и шума в доплеровской полосе на входе (слева) и выходе (справа) фильтра:
a – входное соотношение сигнал / шум –9 дБ. Порог фиксированный
Fig. 14. The spectrum of the signal and noise in the Doppler band at the input (left) and output (right) of the filter: a – the input signal-to-noise ratio is –9 dB. The threshold is fixed



б

Рис. 14. Спектр сигнала и шума в доплеровской полосе на входе (слева) и выходе (справа) фильтра:

б – входное соотношение сигнал/шум -3 дБ. Порог фиксированный

Fig. 14. The spectrum of the signal and noise in the Doppler band at the input (left) and output (right) of the filter: b – the input signal-to-noise ratio is -3 dB. The threshold is fixed

Результаты моделирования показывают значительное улучшение характеристик сигнала после его нелинейной фильтрации, что облегчает его обнаружение в ручном и автоматическом режимах.

Заключение. Современные КА оптико-электронного наблюдения имеют на борту оптические средства с очень высоким разрешением на местности [1], что предъявляет жесткие требования к скорости информационного обмена к каналу передачи (ретрансляции) разведывательной информации. Для выбранной в модельном примере скорости передачи информации от КА оптико-электронного наблюдения на КА-ретранслятор на геостационарной орбите 100 Мбит/с эквивалентная изотропно-излучаемая мощность должна составлять не менее 41,5 дБВт в главном лепестке ДН антенны. Поскольку прием информации средствами радиоконтроля осуществляется по боковым лепесткам ДН, то, соответственно, уровень энергетики на входе приемного тракта средства радиоконтроля будет ниже не менее чем на 30 дБ. Это обуславливает, в свою очередь, требования к чувствительности приемника и коэффициенту усиления антенны средств радиоконтроля.

В силу того, что КА ДЗЗ перемещается относительно ЗС радиоконтроля с высокой скоростью, в тракте ЗС желательно предусмотреть программную компенсацию доплеровского смещения частоты. Основные способы обнаружения сигнала при этом: простое измерение мощности сигнала и шума в полосе сигнала с порогом около 3 дБ; измерение спектра сигнала с арифметическим накоплением спектральных составляющих и среднеквадратическим сложением помеховой составляющей; восстановление несущей и автокорреляционный прием.

Для выбранных исходных данных и начальных условий с учетом специфики рассматриваемой дуэльной ситуации требуемые значения добротности на прием средств радиоконтроля составили 32,3; 37,3; 42,3 дБ/К соответственно при уровне боковых лепестков –30; –35; –40 дБ. В данном случае обнаружение сигнала происходит простым измерением мощности сигнала и шума с порогом около 3 дБ. Для всех рассматриваемых способов обработки информации получены расчетные значения требуемых диаметров антенн, которые составляют от 1,7 до 11,7 м.

По результатам имитационного моделирования получены графические зависимости смеси спектра сигнала и шума на входе и выходе фильтра после обработки. Отношение сигнал / шум после обработки значительно возрастает, что облегчает его обнаружение в ручном или автоматическом режимах.

Литература

1. **Пантенков Д. Г., Гусаков Н. В., Ломакин А. А.** Обзор современного состояния орбитальных группировок космических аппаратов дистанционного зондирования Земли и космических ретрансляторов. Обзорная статья // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 1. С. 120–149. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-1-120-149>
2. **Макаренко С. И., Иванов М. С.** Сетецентрическая война – принципы, технологии, примеры и перспективы: монография. СПб.: Научное издание, 2018. 898 с.
3. **Макаренко С. И.** Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетецентрических войнах начала XXI века: монография. СПб.: Научное издание, 2017. 546 с.
4. Космические системы ретрансляции: монография / **Н. А. Тестоедов, В. Е. Косенко, Ю. Г. Выгонский и др.** М.: Радиотехника, 2017. 448 с.
5. **Шовенгердт Р. А.** Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений / пер. с англ. А. В. Кирюшина, А. И. Демьяникова. М.: Техносфера, 2010. 560 с.
6. **Бакланов А. И.** Анализ состояния и тенденции развития систем наблюдения высокого и сверхвысокого разрешения // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. академика С. П. Королёва. 2010. № 2 (22). С. 80–91.
7. **Гарбук С. В., Гершензон В. Е.** Космические системы дистанционного зондирования Земли. М.: Инженер.-технол. центр «СканЭкс»: А и Б, 1997. 296 с.
8. **Кучейко А. А.** Мировая отрасль космической съемки в итогах запусков спутников // Земля из космоса. 2016. № 6 (22). С. 55–65.
9. **Свиридов К. Н., Тюлин А. Е.** О проектировании оптико-электронной аппаратуры космических аппаратов дистанционного зондирования Земли // Информация и Космос. 2018. № 4. С. 136–145.
10. **Алябьев А. А., Коберниченко В. Г.** Использование материалов радиолокационной космической съемки для информационного обеспечения мониторинга пространственных данных // Геодезия и картография. 2007. № 5. С. 37–45.
11. **Верба В. С., Неронский Л. Б., Осипов И. Г., Турук В. Э.** Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. М.: Радиотехника, 2010. 680 с.
12. **Тюлин А. Е., Бетанов В. В., Ларин В. К.** Информационное обеспечение управления космическими аппаратами: системный подход к решению задач. М.: Радиотехника, 2019. 272 с.
13. Организация сквозного тракта телемостов с использованием многофункциональной космической системы ретрансляции «Луч» / **К. В. Громов, Ю. Г. Выгонский, С. М. Роскин и др.** // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М. Ф. Решетнева. 2013. № 6 (52). С. 191–196.
14. Пат. 2503127 РФ. Многофункциональная космическая система ретрансляции для информационного обмена с космическими и наземными абонентами / **Ю. Г. Выгонский, В. И. Лавров, В. А. Мухин и др.**; заявл. 20.12.2011; опубл. 27.12.2013; Бюл. № 36. 15 с.
15. **Благодарящев И. В., Антохин Е. А., Феодулин А. М., Паничев В. А.** Опыт применения имитационного моделирования боевых действий на базе технологий виртуальной реальности для оценки наземных робототехнических комплексов военного назначения // Робототехника и техническая кибернетика. 2019. Т. 7. № 2. С. 94–99. doi: <https://doi.org/10.31776/RTSJ.7202>

16. **Федулин А. М., Садеков Р. Н.** Алгоритм навигации беспилотных летательных аппаратов с учетом местоположения средств противовоздушной обороны // Изв. Института инженерной физики. 2020. № 3 (57). С. 79–84.

17. **Федулин А. М., Никандров Г. В.** Перспективы применения систем технического зрения для повышения автономности крупноразмерных беспилотных летательных аппаратов большой продолжительности полета // Роботизация Вооруженных Сил Российской Федерации: сб. статей V Воен.-науч. конф. (Анапа, 29–30 июля 2020 г.). Анапа, 2020. Т. 2. С. 58–65.

18. Системный анализ и организация автоматизированного управления космическими аппаратами: учебник / **Ю. С. Мануйлов, А. Н. Павлов, Е. А. Новиков и др.**; под общ. ред. Ю. С. Мануйлова. СПб.: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, 2010. 266 с.

19. **Усков А. А., Кузьмин А. В.** Интеллектуальные технологии управления. Искусственные нейронные сети и нечеткая логика. М.: Горячая линия – Телеком, 2004. 143 с.

20. П. м. 191165 РФ. Бортовой терминал радиосвязи беспилотного летательного аппарата / **Н. Н. Долженков, А. В. Абрамов, Д. Г. Пантенков и др.**; заявл. 21.03.2019; опубл. 26.07.2019; Бюл. № 21. 8 с.

21. **Пантенков Д. Г., Ломакин А. А.** Оценка устойчивости спутникового канала управления беспилотными летательными аппаратами при воздействии преднамеренных помех // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 11 (17). С. 43–50. doi: [https://doi.org/10.18127/j00338486-201911\(17\)-04](https://doi.org/10.18127/j00338486-201911(17)-04)

22. **Егоров А. Т., Ломакин А. А., Пантенков Д. Г.** Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Ч. 1 // Тр. учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 3. С. 19–26. doi: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-3-19-26>

23. **Ломакин А. А., Пантенков Д. Г., Соколов В. М.** Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Ч. 2 // Тр. учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 37–48. doi: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-37-48>

24. **Догерти М.** Дроны: первый иллюстрированный путеводитель по БПЛА / пер. с англ. В. Бычковой, Д. Евтушенко. М.: ГрандМастер: Э, 2017. 224 с.

25. Современные технологии радиомониторинга в спутниковых системах связи и ретрансляции / **А. В. Кузовников, Н. А. Тестоедов, В. Г. Сомов и др.** М.: Радиотехника, 2015. 216 с.

26. **Иванкин Е. Ф.** Информационные системы с апостериорной обработкой результатов измерений: монография. М.: Горячая линия – Телеком, 2008. 168 с.

27. Помехозащита радиоэлектронных систем управления летательными аппаратами и оружием: монография / **В. Н. Ленин, В. Н. Антипов, А. Ю. Викентьев и др.** М.: Радиотехника, 2017. 416 с.

28. **Пантенков Д. Г.** Результаты математического моделирования помехоустойчивости спутниковых систем радиосвязи при воздействии преднамеренных помех // Радиотехника. 2020. Т. 84. № 5 (10). С. 20–30. doi: [https://doi.org/10.18127/j00338486-202005\(10\)-03](https://doi.org/10.18127/j00338486-202005(10)-03)

29. **Пантенков Д. Г., Литвиненко В. П.** Алгоритмы формирования и обработки радиосигналов командно-телеметрической радиолинии и технические предложения по их реализации // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. № 2. С. 90–105. doi: <https://doi.org/10.25987/VSTU.2020.16.2.014>

30. **Цветков К. Ю., Акмоллов А. Ф., Викторов Е. А.** Модель канала управления передачей смешанного трафика речи и данных в разнорысотной системе спутниковой связи // Информационно-управляющие системы. 2012. № 3 (58). С. 63–70.

31. **Журавлев В. И., Руднев А. Н.** Цифровая фазовая модуляция: монография. М.: Радиотехника, 2012. 208 с.

Статья поступила в редакцию 21.10.2021 г.; одобрена после рецензирования 09.02.2022 г.; принята к публикации 04.05.2022 г.

Информация об авторах

Пантенков Дмитрий Геннадьевич – кандидат технических наук, заместитель главного конструктора по радиосвязи АО «Кронштадт» (Россия, 123060, г. Москва, 1-й Волоколамский проезд, 10, стр. 1), rantenkov88@mail.ru

Гусаков Николай Васильевич – кандидат технических наук, заместитель генерального директора АО «Научно-исследовательский институт современных телекоммуникационных технологий» (Россия, 214012, г. Смоленск, ул. Ново-Ленинградская, 10), N.V.Gusakov@mail.ru

Ломакин Андрей Александрович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник, ведущий инженер АО «Кронштадт» (Россия, 123060, г. Москва, 1-й Волоколамский проезд, 10, стр. 1), lomakinandrej@yandex.ru

References

1. Pantenkov D. G., Gusakov N. V., Lomakin A. A. Review of the current state of the orbital groups of remote sensing spacecraft and information relay spacecraft. Review article. *Izv. vuzov. Elektronika = Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 1, pp. 120–149. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-1-120-149>
2. Makarenko S. I., Ivanov M. S. *Netcentric warfare – principles, technologies, examples, and prospects*. St. Petersburg, Naukoyemkiye tekhnologii Publ., 2018. 898 p. (In Russian).
3. Makarenko S. I. *Information confrontation and electronic jamming in the netcentric warfare of the beginning of the 21st century*. St. Petersburg, Naukoyemkiye tekhnologii Publ., 2017. 546 p. (In Russian).
4. Testoyedov N. A., Kosenko V. E., Vygonkiy Yu. G., Kuzovnikov A. V., Mukhin V. A., Chebotarev V. E., Somov V. G. *Space relay systems*. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2017. 448 p. (In Russian).
5. Schowengerdt R. A. *Remote sensing. Models and methods for image processing*. 3rd ed. San Diego, CA, Academic Press, 2007. 560 p. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-369407-2.X5000-1>
6. Baklanov A. I. Status analysis and progress trends of high- and ultrahigh-resolution imaging systems. *Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta im. akademika S. P. Koroleva = Vestnik of Samara State Aerospace University named after Academician S. P. Korolev*, 2010, no. 2 (22), pp. 80–91. (In Russian).
7. Garbuk S. V., Gershenzon V. E. *Space-based Earth observing systems*. Moscow, Inzhener.-tekhno. tsentr “SkanEks” Publ., A i B Publ., 1997. 296 p. (In Russian).
8. Kucheiko A. A. World industry of orbital survey in the results of satellite launches. *Zemlya iz kosmosa = Earth from Space*, 2016, no. 6 (22), pp. 55–65. (In Russian).
9. Sviridov K. N., Tyulin A. E. On the design of optoelectronic equipment for Earth remote sensing spacecrafts. *Informatsiya i Kosmos = Information and Space*, 2018, no. 4, pp. 136–145. (In Russian).
10. Alyab’ev A. A., Kobernichenko V. G. The use of the radiolocation space survey materials for the information provision of the spatial data monitoring. *Geodeziya i kartografiya = Geodesy and Cartography*, 2007, no. 5, pp. 37–45. (In Russian).
11. Verba V. S., Neronsky L. B., Osipov I. G., Turuk V. E. *Space-based radar systems of land survey*. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2010. 680 p. (In Russian).
12. Tyulin A. E., Betanov V. V., Larin V. K. *Information support for spacecraft control: system approach to problem solution*. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2019. 272 p. (In Russian).
13. Gromov K. V., Vigonskiy U. G., Roskin S. M., Kuzovnikov A. V., Muhin V. A. Organization [of] through channel television space bridges with usage of multifunctional space system relaying “Luch”. *Vestnik Sibirskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta im. akademika M. F. Reshetneva = Siberian Aerospace Journal*, 2013, no. 6 (52), pp. 191–196. (In Russian).
14. Vygonkiy Ju. G., Lavrov V. I., Mukhin V. A., Matveenko S. P., Sivirin P. Ja. *Multifunctional space relay system for data communication with space and terrestrial users*. Patent 2503127 RF, publ. 27.12.2013, Bul. no. 36. 15 p. (In Russian).
15. Blagodarjashev I. V., Antokhin E. A., Fedulin A. M., Panichev V. A. Application experience of military operation simulation based on virtual reality techniques for military robotic systems evaluation. *Robototekhnika i tekhnicheskaya kibernetika = Robotics and Technical Cybernetics*, 2019, vol. 7, no. 2, pp. 94–99. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31776/RTCJ.7202>
16. Fedulin A. M., Sadekov R. N. Algorithm for unmanned aerial vehicles navigation based on the location of air defense equipment. *Izvestiya Instituta inzhenernoy fiziki*, 2020, no. 3 (57), pp. 79–84. (In Russian).
17. Fedulin A. M., Nikandrov G. V. Prospects for the use of vision systems to increase the autonomy of large-sized unmanned aerial vehicles of long flight duration. *Robotizatsiya Vooruzhennykh Sil Rossiyskoy Federatsii = Robotization of the Armed Forces of the Russian Federation, 5th military and scientific conference proceedings (Anapa, 29-30 July 2020)*, Anapa, 2020, pp. 58–65. (In Russian).
18. Manuylov Yu. S. (auth., ed.), Pavlov A. N., Novikov E. A. et al. *System analysis and organization of automated spacecraft control*. St. Petersburg, Mozhaisky Military Space Academy, 2010. 266 p. (In Russian).
19. Uskov A. A., Kuz’min A. V. *Intelligent control technologies. Artificial neural networks and fuzzy logic*. Moscow, Goryachaya liniya – Telekom Publ., 2004. 143 p. (In Russian).

20. Dolzhenkov N. N., Abramov A. V., Egorov A. T., Lomakin A. A., Pantenkov D. G. *Unmanned aerial vehicle radio terminal*. Utility patent 191165 RF, publ. 26.07.2019, Bul. no. 21. 8 p. (In Russian).
21. Pantenkov D. G., Lomakin A. A. Assessment of stability of the satellite channel of control of unmanned aerial vehicles at influence of intentional interference. *Radiotekhnika = Radioengineering*, 2019, vol. 83, no. 11 (17), pp. 43–50. (In Russian). doi: [https://doi.org/10.18127/j00338486-201911\(17\)-04](https://doi.org/10.18127/j00338486-201911(17)-04)
22. Egorov A., Lomakin A., Pantenkov D. Mathematical models of satellite communication systems with unmanned aerial vehicles and counter-means of radio control. Part 1. *Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi = Proceedings of Telecommunication Universities*, 2020, vol. 5, no. 3, pp. 19–26. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-3-19-26>
23. Lomakin A., Pantenkov D., Sokolov V. Mathematical models of satellite communication systems with unmanned aerial vehicles and counter-means of radio control. Part 2. *Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi = Proceedings of Telecommunication Universities*, 2020, vol. 5, no. 4, pp. 37–48. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-4-37-48>
24. Doherty M. J. *Drones: An illustrated guide to the unmanned aircraft that are filling our skies*. London, Amber Books, 2015. 224 p.
25. Kuzovnikov A. V., Testoyedov N. A., Somov V. G., Semkin P. V. et al. *Modern radio monitoring technologies in satellite communication and relay systems*. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2015. 216 p. (In Russian).
26. Ivankin E. F. *Information systems with posterior processing of measurement results*. Moscow, Goryachaya liniya – Telekom Publ., 2008. 168 p. (In Russian).
27. Lepin V. N., Antipov V. N., Vikent'yev A. Yu. et al. *Interference protection of radio-electronic control systems for aircraft and weapons*. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2017. 416 p. (In Russian).
28. Pantenkov D. G. Results of mathematical modeling of noise immunity of satellite radio communication systems under the influence of intentional interference. *Radiotekhnika = Radioengineering*, 2020, vol. 84, no. 5 (10), pp. 20–30. (In Russian). doi: [https://doi.org/10.18127/j00338486-202005\(10\)-03](https://doi.org/10.18127/j00338486-202005(10)-03)
29. Pantenkov D. G., Litvinenko V. P. Algorithms of formation and processing of radio signals of command and telemetry radio lines and technical proposals for their implementation. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta = Bulletin of Voronezh State Technical University*, 2020, vol. 16, no. 2, pp. 90–105. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.25987/VSTU.2020.16.2.014>
30. Tsvetkov K. Yu., Akmolov A. F., Viktorov E. A. Mathematical modeling of management channel organization for speech and data mixed traffic in multitude of satellites at miscellaneous height. *Informatsionno-upravlyayushchie sistemy = Information and Control Systems*, 2012, no. 3 (58), pp. 63–70. (In Russian).
31. Zhuravlev V. I., Rudnev A. N. *Digital phase modulation*. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2012. 208 p. (In Russian).

The article was submitted 21.10.2021; approved after reviewing 09.02.2022;
accepted for publication 04.05.2022.

Information about the authors

Dmitry G. Pantenkov – Cand. Sci. (Eng.), Deputy Chief Designer for Radio Communications, “Kronshtadt” JSC (Russia, 123060, Moscow, 1st Volokolamsky passage, 10, bld. 1), pantenkov88@mail.ru

Nikolai V. Gusakov – Cand. Sci. (Eng.), Deputy General Director, “Scientific Research Institute of Modern Telecommunication Technologies” JSC (Russia, 214012, Smolensk, Novo-Leningradskaya st., 10), N.V.Gusakov@mail.ru

Andrei A. Lomakin – Cand. Sci. (Eng.), Senior Researcher, Leading Engineer, “Kronshtadt” JSC (Russia, 123060, Moscow, 1st Volokolamsky passage, 10, bld. 1), lomakinandrej@yandex.ru

ИНФОРМАЦИОННО-КОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ INFORMATION-COMMUNICATION TECHNOLOGIES

Научная статья

УДК 004.9

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-3-407-415

Метод оценки состояния нелинейной системы на основе логического анализа данных

Ю. С. Шевнина

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

yusm@rambler.ru

Аннотация. При исследовании реальных систем из различных предметных областей кроме вопросов, связанных с классификацией и интерпретируемостью полученных результатов и обоснованностью предлагаемых решений, возникают вопросы получения комплексной оценки состояния нелинейной системы с учетом значений всех ее характеристик и их совокупностей. Точность оценки состояния нелинейной системы позволит повысить точность прогноза ее поведения и получить интерпретируемые результаты для составления рекомендаций и принятия решений. В работе рассмотрен метод оценки состояния нелинейной системы на основе метода машинного обучения – логического анализа данных. Метод основан на поиске закономерностей и построении классификаторов и дает возможность учитывать все характеристики нелинейной системы, их совокупность и связи между ними. Показано, что метод оценки состояния нелинейной системы позволяет анализировать и получать закономерности для неполных и неточных данных, это достаточно частое явление в реальных сложных нелинейных системах. Метод может быть использован при проектировании и реализации интеллектуальных сред прогнозирования, формировании рекомендаций и принятии решений для автоматизации процессов медицинской диагностики, исследовании поведения биологических, экономических и социальных нелинейных систем. Предлагаемая редукция закономерностей на основе их рекуррентной конъюнкции позволяет получать оптимальные классификаторы с высокой интерпретируемостью и обобщенностью, что повышает точность оценки состояния нелинейной системы и, как следствие, точность прогноза поведения, рекомендаций и принятия решений.

Ключевые слова: нелинейная система, оценка состояния, прогноз поведения, принятие решения, логический анализ данных, закономерности, классификаторы

Для цитирования: Шевнина Ю. С. Метод оценки состояния нелинейной системы на основе логического анализа данных // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 3. С. 407–415. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-407-415>

Original article

Method for estimating the state of a nonlinear system based on logical data analysis

Ju. S. Shevnina

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

yusm@rambler.ru

Abstract. Through studies of real systems from various application domains there are, besides the issues related to obtained results interpretability and classification, the issues of obtaining complex evaluation of nonlinear system state with account for values of all its characteristics and their totality. The correctness of nonlinear system state evaluation allows improvement of its behavior prediction accuracy and obtainment of interpretable results for recommendations and decision making. In this work, a nonlinear system state evaluation method based on machine learning method, logical data analysis, is considered. The proposed method is based on the search for patterns and the construction of classifiers and allows consideration of all the characteristics of a nonlinear system, their totality and the relationship between them. It has been demonstrated that this nonlinear system state evaluation method makes it possible to analyze and obtain patterns for incomplete and inaccurate data, which is a common occurrence in real complex nonlinear systems. This method can be used in the design and implementation of intelligent forecasting environments, the formation of recommendations and decision making for automating the processes of medical diagnostics, the study of the behavior of biological, economic and social nonlinear systems. The proposed reduction of patterns based on their recurrent conjunction allows obtaining optimal classifiers with high interpretability and generalization, which increases the correctness of nonlinear system state evaluation and, as a result, the accuracy of behavior prediction, recommendations and decision making.

Keywords: nonlinear system, state estimation, behavior prediction, decision making, logical data analysis, regularities, patterns, classifiers

For citation: Shevnina Ju. S. Method for estimating the state of a nonlinear system based on logical data analysis. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 3, pp. 407–415. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-3-407-415>

Введение. В настоящее время прогнозирование поведения сложных биологических, экономических или социальных систем, подбор рекомендаций и принятие решений при медицинской диагностике особенно актуальны. Последствия неверного прогноза в подобных нелинейных системах крайне негативны. При исследовании реальных систем из различных предметных областей кроме вопросов, связанных с классификацией и интерпретируемостью полученных результатов, обоснованностью предлагаемых решений, возникают вопросы получения комплексной оценки состояния нелиней-

ной системы с учетом значений всех ее характеристик и их совокупностей. Точность оценки состояния нелинейной системы позволит повысить точность прогноза ее поведения и получить интерпретируемые результаты для составления рекомендаций и принятия решений. Для этого важно учесть не только все возможные значения характеристик нелинейной системы, но и логические связи между ними. Эффективным методом анализа данных с целью выделения логических связей и их классификации является логический анализ данных. Цель настоящей работы – разработка метода оценки состояния нелинейной системы.

Поиск закономерностей и построение классификаторов. Одна из основных проблем логического анализа данных при оценке состояния нелинейной системы и прогнозе его изменения – построение закономерностей и классификаторов, на основе которых принимается решение или строятся выводы. Состояние нелинейной системы определяется значениями ее характеристик в конкретный момент времени:

$$E_s = \langle (a_{1i}, v_{1i}), \dots, (a_{ni}, v_{ni}) \rangle,$$

где (a_{ij}, v_{ij}) – упорядоченная пара характеристики и ее значения.

Закономерность или логическое правило являются конъюнкцией значений характеристик, описывающих нелинейную систему. Классификатор есть совокупность закономерностей, достаточно представляющих поведение нелинейной системы. На основном этапе предлагаемого метода оценки состояния нелинейной системы осуществляется последовательный поиск однородных закономерностей, сводящийся к многокритериальной оптимизационной задаче. Решением задачи является закономерность, покрывающая наибольшее число наблюдений по одному признаку при отсутствии покрытий наблюдений по другому признаку. Рекуррентная организация поиска позволяет определять закономерности как по отдельным признакам, так и по их совокупности, представленной в виде n -мерного вектора. Такой подход дает возможность повысить точность определения закономерностей и классификаторов, их информативность (качество логического правила), интерпретируемость и обобщенность. Редукция закономерностей в данном подходе основана на рекуррентной конъюнкции получаемых классификаторов.

Для поиска закономерностей в различных состояниях нелинейной системы по одному признаку рассмотрим выборку данных из непересекающихся множеств наблюдений положительного класса K^+ (состояние соответствует выделенному признаку) и отрицательного класса K^- (состояние не соответствует выделенному признаку) характеристик нелинейной системы в виде n -мерных векторов (рис. 1).

Для наглядности объекты представляются бинарными признаками $x_i^j \in \{0,1\} \forall i, j$. При такой формализации данных закономерностью является предикат $\varphi: H \rightarrow \{0,1\}$ на множестве наблюдений H , покрывающий наблюдения одного класса и не покрывающий наблюдения другого с учетом погрешности:

$$\varphi(h) = \begin{cases} 1, & \text{если наблюдение } h \text{ покрывается,} \\ 0, & \text{если наблюдение } h \text{ не покрывается.} \end{cases}$$

Пусть Z_k – число наблюдений положительного класса K^+ в выборке H^l , где $Z_k > 1, Z_k + M_k = l$. Тогда $z_k(\varphi)$ – число наблюдений, для которых выполняется условие $\varphi(h) = 1$; M_k – число наблюдений всех остальных классов в выборке H^l , $M_k > 1$; $m_k(\varphi)$ – число наблюдений из M_k , для которых выполняется условие $\varphi(h) = 1$.

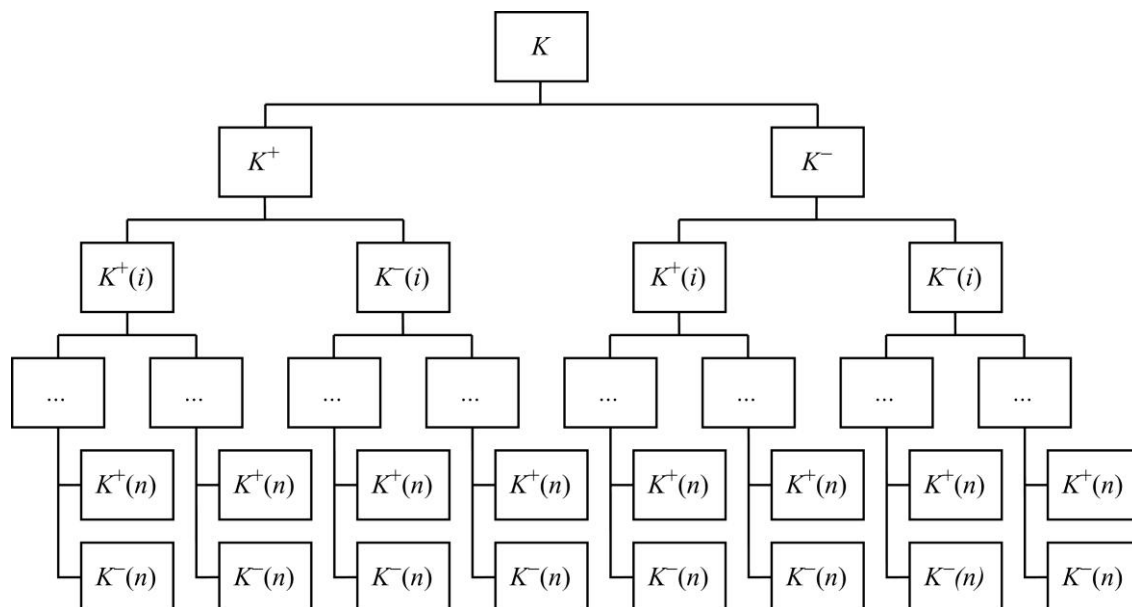


Рис. 1. Множество наблюдений по различным признакам
 Fig. 1. A multitude of observations for various features

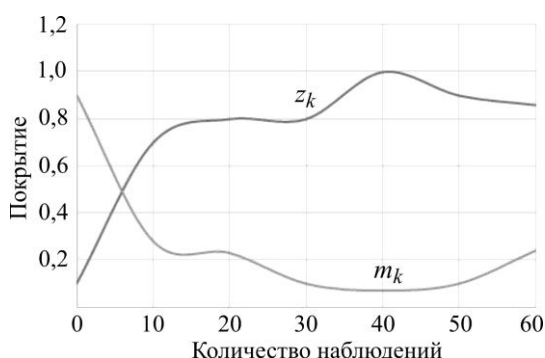


Рис. 2. Закономерности для исследуемого класса наблюдений
 Fig. 2. Regularities for the studied class of observations

Таким образом, задача поиска информативной закономерности состоит в оптимизации по двум критериям: $z_k(\varphi) \rightarrow \max$ и $m_k(\varphi) \rightarrow \min$ (рис. 2). Погрешность поиска определяется достаточным для классификации количеством покрываемых наблюдений. Классификация не выполняется для закономерностей, покрывающих недостаточное количество наблюдений, и для закономерностей, покрывающих количество наблюдений, близкое к значению погрешности. Следовательно, доля наблюдений положительных покрываемых F_k и отрицательных E_k среди всех покрываемых наблюдений равны:

$$F_k(\varphi, H^l) = \frac{z_k(\varphi)}{z_k(\varphi) + m_k(\varphi)}, \quad E_k(\varphi, H^l) = \frac{m_k(\varphi)}{z_k(\varphi) + m_k(\varphi)}.$$

Закономерность информативна, если $F_k(\varphi, H^l) \geq \delta$ и $E_k(\varphi, H^l) \leq \varepsilon$ при достаточно большом значении δ и достаточно малом ε из отрезка $[0,1]$. Полученные закономерности объединяются в классификаторы с максимальной интерпретируемостью и обобщенностью. Для доказательства этого рассмотрим оптимизационные модели положительных закономерностей (для отрицательных закономерностей рассуждения аналогичны).

Положительная γ -закономерность для $\gamma \in \{0,1\}^l$ – это закономерность, построенная на основе наблюдения γ . Для каждого наблюдения формируется максимально инфор-

мативная γ -закономерность. Введем бинарную переменную $P = (p_1, p_2, \dots, p_t)$ для описания информативности закономерности:

$$p_k = \begin{cases} 1, & \text{если } k\text{-й признак в закономерности,} \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Для закономерностей, полностью покрывающих наблюдение, $m_k(\varphi) = 0$. Следовательно, для каждого наблюдения отрицательного класса $\mu \in K^-$ бинарная переменная $p_k = 1$ хотя бы для одного $k : \mu_k \neq \gamma_k$:

$$\sum_{\substack{k=1 \\ \mu_k \neq \gamma_k}}^t p_k \geq 1 \forall \mu \in K^- .$$

Значение бинарной переменной $p_k = 0$ для k , не определенных в γ -закономерности, покрывающей наблюдение положительного класса $\omega \in K^+$. Тогда целевая функция оптимизационной модели представляет собой суммарное количество наблюдений положительного класса, покрываемых γ -закономерностью:

$$\sum_{\omega \in K^+} \prod_{\substack{j=1 \\ \omega_k \neq \gamma_k}}^t (1 - p_k) .$$

Оптимизационная модель для поиска закономерностей с учетом условий оптимизации имеет вид

$$\begin{aligned} \sum_{\omega \in K^+} \prod_{\substack{j=1 \\ \omega_k \neq \gamma_k}}^t (1 - p_k) &\rightarrow \max , \\ \sum_{\substack{k=1 \\ \mu_k \neq \gamma_k}}^t p_k &\geq 1 \forall \mu \in K^- , \quad p \in \{0, 1\}^t . \end{aligned}$$

Данная модель позволит получать полностью покрывающие наблюдения закономерности с $m_k(\varphi) = 0$ и формировать из них классификаторы с максимальной интерпретируемостью и обобщенностью.

Формирование классификаторов для неполных и неточных данных. Как правило, состояние экономических, медицинских, биологических нелинейных систем характеризуется неполными и неточными данными. В таких случаях для построения классификаторов и оценки состояния нелинейной системы следует использовать закономерности с частичным покрытием наблюдений с $m_k(\varphi) > 0$. Функция ограничения модели оптимизации примет вид

$$\sum_{\mu \in K^-} y_\mu \leq S, \text{ где } y_\mu = \begin{cases} 0, & \text{если } \sum_{\substack{j=1 \\ \mu_k \neq \gamma_k}}^t p_k \geq 1, \\ 1 & \text{в противном случае,} \end{cases}$$

где S – число наблюдений противоположного класса.

С учетом функции ограничения и полученной ранее оптимизационной модели получим закономерности с небольшой степенью и максимальным покрытием, для которых $m_k(\varphi) > 0$. Увеличение $m_k(\varphi)$ приводит к снижению информативности формируемых закономерностей. Решить эту проблему позволяет максимальное увеличение степени уже сформированных закономерностей при сохранении количества покрываемых наблюдений своего класса:

$$\sum_{k=1}^t p_k \rightarrow \max, \quad r(P) = r'(P),$$

где $r(P)$ – покрытие наблюдений своего класса для закономерности до применения процедуры увеличения степени; $r'(P)$ – покрытие наблюдений своего класса для закономерности после процедуры увеличения степени.

В результате применения процедуры увеличения степени закономерностей для неполных и неточных данных получается классификатор, состоящий из логических правил с максимальным покрытием и степенью выше исходной. Обобщающая способность полученного классификатора выше исходной, что связано с сокращением значения $m_k(\varphi)$.

Редукция построенного классификатора производится на основе рекуррентной конъюнкции закономерностей с учетом погрешностей δ и ε . Закономерности, для которых $E_k(\varphi, H^l) > \varepsilon$, удаляются из классификатора. Закономерности, для которых значение S_k ниже, чем у оставшихся в классификаторе, также удаляются (рис. 3). Таким образом, редукция классификатора заключается:

- в определении значения S_k для каждой закономерности в исходном классификаторе;
- сортировке закономерностей в порядке убывания значения S_k для каждого класса;
- удалению закономерностей из классификатора с учетом погрешности и формировании из оставшихся новых классификаторов;
- проверке оптимальности классификатора.

Увеличение количества непокрытых наблюдений множества данных свидетельствует о недостаточности закономерностей в классификаторе.

Высокая точность классификации при редукции путем рекуррентной конъюнкции закономерностей обусловлена уменьшением среднего значения показателя $m_k(\varphi)$ и увеличением среднего значения показателя $z_k(\varphi)$ для набора закономерностей каждого класса. Повышение интерпретируемости классификатора происходит за счет редукции, критерием остановки которой является увеличение количества непокрытых наблюдений множества данных.

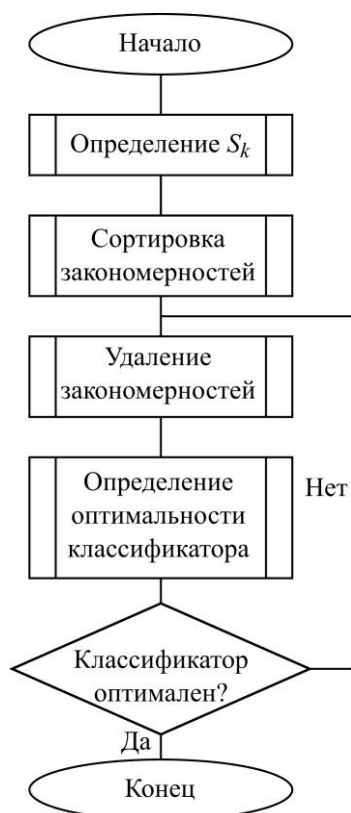


Рис. 3. Редукция классификатора
Fig. 3. Classifier reduction

Определение весовых коэффициентов закономерностей из наборов классификаторов. Для повышения точности оценки состояния нелинейной системы предлагается для каждой закономерности из полученных классификаторов определять весовой коэффициент a_i . Физический смысл весового коэффициента заключается в воздействии выбранной закономерности при ее наступлении на общее состояние нелинейной системы:

$$a_i = \frac{N_i}{M},$$

где N_i – количество совпадений выделенной закономерности в классификаторах; M – общее количество классификаторов.

Весовой коэффициент принимает значение от 0 до 1 (1 – наиболее значимая закономерность при оценке состояния нелинейной системы, 0 – закономерность не имеет значения для определения состояния системы).

Оценка состояния нелинейной системы и формирование рекомендаций. После определения весовых коэффициентов для каждой закономерности строится граф связности $D = (V, E)$ для классификаторов, в котором вершинами V будут закономерности, а ребрами $E = (u, v) : u, v \in V$, – связи между ними, вес ребра равен значению весового коэффициента закономерности (рис. 4). Граф, где вершины соответствуют объектам представляемой системы, – упорядоченная пара вершин (дуга).

Далее строится аналогичный по структуре граф связности $D' = (V, E)$ критериев оценки состояния нелинейной системы. С учетом положений нечеткой логики происходит сравнение вершин двух графов (рис. 5):

$$V \subset V' \Leftrightarrow \forall v \in V : \mu_V(v) \leq \mu_{V'}(v),$$

$$I(V \subset V') = \min_{v \in T} \mu_{V'}(v) : T = \{v \in V : \mu_V(v) \leq \mu_{V'}(v); \mu_V(v) > 0\}.$$

В случае положительного сравнения закономерности и соответствующего ему критерия происходит маркирование узла графа классификаторов. Затем рассчитывается путь между маркированными узлами, который используется при расчете комплексной оценки состояния нелинейной системы. Если $e_{i,j}$ – ребро, соединяющее две вершины v_i и v_j , и весовая функция $f : E \rightarrow \mathbb{R}$, путь G между маркированными узлами рассчитывается как

$$G = \sum_{i=1}^{n-1} f(e_i, e_{i+1}).$$

Особенность рассматриваемого метода заключается в поочередном сравнении закономерностей с учетом их значимости и соответствующих им критериев, что позволяет уменьшить нечеткость сравниваемых множеств. Значение комплексной

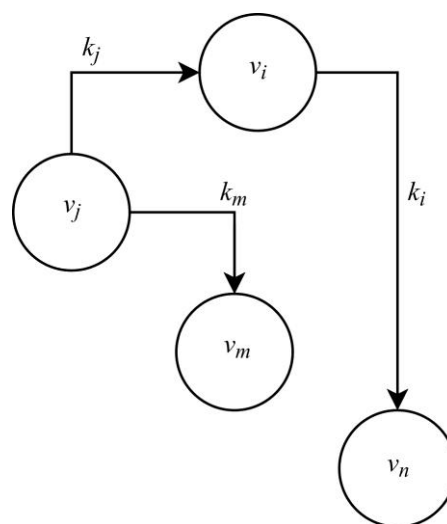


Рис. 4. Граф связности для классификатора
Fig. 4. Connectivity graph for the classifier

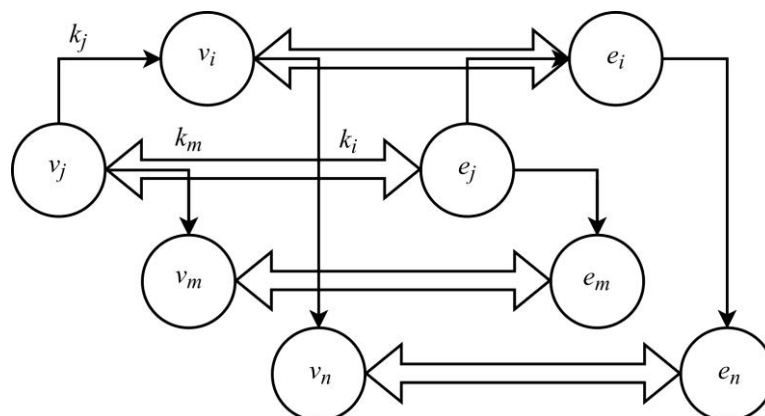


Рис. 5. Процесс сравнения графов связанности классификаторов и критериев состояния

Fig. 5. Comparison process of classifiers connectivity graphs and state criteria

оценки состояния нелинейной системы находится в диапазоне 0–1. При необходимости данный диапазон может быть разделен на конечное число диапазонов, каждому из которых ставится в соответствие набор рекомендаций, решений или действий для исследуемой нелинейной системы.

Заключение. Предложенный метод позволяет получить точную оценку состояния нелинейной системы, что повышает точность прогноза, рекомендаций и принимаемых решений, в частности при проектировании и реализации интеллектуальных сред прогнозирования поведения сложных биологических, экономических или социальных систем, подборе рекомендаций и принятии решений для автоматизации процессов медицинской диагностики. В процессе построения закономерностей и формирования классификаторов для оценки состояния системы учитываются все возможные характеристики нелинейной системы, их совокупности и связи между ними. Редукция закономерностей в данном методе основана на рекуррентной конъюнкции получаемых классификаторов, что позволяет повысить их интерпретируемость и обобщенность.

Литература

1. *Shevnina Ju. S., Gagarina L. G., Chirkow A. V.* On the issue of modeling complex nonlinear systems // II International Conference on Advances in Materials Science and Technology (CAMSTech-II), Krasnoyarsk, 29–31 July 2021. Krasnoyarsk: Institute of Physics; IOP Publ., 2021. Vol. 920. P. 323–328.
2. *Лекун Я.* Как учится машина: революция в области нейронных сетей и глубокого обучения / при участии К. Бризар; пер. с фр. Е. Арсеновой. М.: Альпина ПРО, 2021. 334 с.
3. *Шевнина Ю. С.* Метод декомпозиции сложной нелинейной системы на основе процессного подхода // Системы управления и информационные технологии. 2021. № 3 (85). С. 24–29. doi: <https://doi.org/10.36622/VSTU.2021.85.3.005>
4. *Шевнина Ю. С.* Иерархическая модель нелинейной динамической системы // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2021. № 8. С. 135–139. doi: <https://doi.org/10.37882/2223-2966.2021.08.40>
5. *Кузьмич Р. И., Масич И. С., Ступина А. А.* Модели формирования закономерностей в методе логического анализа данных // Системы управления и информационные технологии. 2017. № 1 (67). С. 33–37.
6. *Fürnkranz J., Gamberger D., Lavrač N.* Foundations of rule learning. Berlin; Heidelberg: Springer, 2012. XVIII, 334 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-540-75197-7>
7. *Zimmermann A., De Raedt L.* Cluster grouping: from subgroup discovery to clustering // Mach. Learn. 2009. Vol. 77. Iss. 1. P. 125–159. doi: <https://doi.org/10.1007/s10994-009-5121-y>

Статья поступила в редакцию 14.02.2022 г.; одобрена после рецензирования 20.02.2022 г.; принята к публикации 04.05.2022 г.

Информация об авторе

Шевнина Юлия Сергеевна – 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), yusm@rambler.ru

References

1. Shevnina Ju. S., Gagarina L. G., Chirkow A. V. On the issue of modeling complex nonlinear systems. *II International Conference on Advances in Materials Science and Technology (CAMSTech-II), Krasnoyarsk, 29–31 July 2021*. Krasnoyarsk, Institute of Physics, IOP Publ., 2021, vol. 920, pp. 323–328.
2. LeCun Y., Brizard C. *How a machine learns: a revolution in neural networks and deep learning*. Moscow, Al'pina PRO Publ., 2021. 334 p. (In Russian).
3. Shevnina Ju. S. Decomposition method for a complex nonlinear system based on a process approach. *Sistemy upravleniya i informatsionnyye tekhnologii = Automation and Remote Control*, 2021, no. 3 (85), pp. 24–29. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.36622/VSTU.2021.85.3.005>
4. Shevnina Ju. S. Hierarchical model of a nonlinear dynamic system. *Sovremennaya nauka: aktual'nye problemy teorii i praktiki. Seriya: Estestvennye i tekhnicheskie nauki = Modern Science: Actual Problems of Theory and Practice, Series of Natural and Technical Sciences*, 2021, no. 8, pp. 135–139. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.37882/2223-2966.2021.08.40>
5. Kuzmich R. I., Masich I. S., Stupina A. A. Models for formation of patterns in the method of logical analysis of data. *Sistemy upravleniya i informatsionnyye tekhnologii = Automation and Remote Control*, 2017, no. 1 (67), pp. 33–37.
6. Fürnkranz J., Gamberger D., Lavrač N. *Foundations of rule learning*. Berlin, Heidelberg, Springer, 2012. xviii, 334 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-540-75197-7>
7. Zimmermann A., De Raedt L. Cluster grouping: from subgroup discovery to clustering. *Mach. Learn.*, 2009, vol. 77, iss. 1, pp. 125–159. doi: <https://doi.org/10.1007/s10994-009-5121-y>

The article was submitted 14.02.2022; approved after reviewing 20.02.2022;
accepted for publication 04.05.2022.

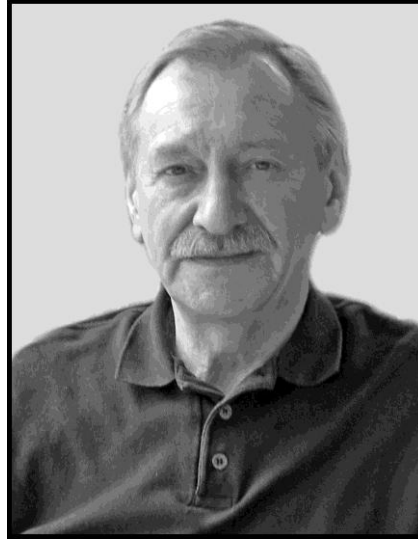
Information about the author

Julia S. Shevnina – 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), yusm@rambler.ru

Уважаемые авторы!

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

Памяти Быкова Дмитрия Васильевича



04.04.1945 – 24.05.2022

На 78-м году ушел из жизни доктор технических наук, профессор-исследователь Департамента электронной инженерии Московского института электроники и математики им. А. Н. Тихонова Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» Дмитрий Васильевич Быков.

В 1969 г. Д. В. Быков окончил Московский институт электроники и математики (МИЭМ) по специальности «Полупроводниковое и электровакуумное машиностроение» и три года работал в промышленности. С 1972 г. вся научная, педагогическая и административная деятельность Д. В. Быкова связана с МИЭМ. Он начал работать в студенческом конструкторском бюро и последовательно прошел все ступени – от старшего инженера до руководителя СКБ.

В 1980 – 1983 гг. Дмитрий Васильевич – проректор МИЭМ по административно-хозяйственной работе, в 1988 – 1990 гг. – проректор по научной работе. В 1980 г. Д. В. Быков защитил кандидатскую диссертацию, в 1988 г. – доктор-

скую; в 1990 г. стал профессором и был избран заведующим кафедрой физических основ электронной техники. В том же году профессор Д. В. Быков был избран на должность ректора МИЭМ и проработал в этой должности 20 лет.

Д. В. Быков – известный ученый в области теоретических основ вакуумной техники, его работы посвящены исследованию процессов взаимодействия разреженных газов с поверхностью твердых тел в вакууме. Дмитрий Васильевич руководил научной школой «Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники», в составе которой 6 лауреатов Государственной премии и заслуженных деятелей науки, 8 докторов и 12 кандидатов наук. Под его руководством защищены 18 кандидатских диссертаций, также он являлся научным консультантом 3 докторских диссертаций.

Дмитрий Васильевич Быков – автор более 140 научных работ, учебника и учебных пособий, 10 изобретений и патентов. Его работы опубликованы в ряде авторитетных зарубежных журналов.

За разработку и внедрение в радиотехнические комплексы функциональных узлов на объемных интегральных схемах СВЧ в составе коллектива ученых и работников промышленности Д. В. Быкову присуждена премия Правительства РФ в области науки и техники за 1996 г. В 2008 г. за цикл работ по созданию и учебно-методическому обеспечению образовательной программы «Концентрированные потоки энергии и их воздействие на материалы» Д. В. Быкову присуждена Премия Правительства РФ в области образования. Результаты научных исследований Д. В. Быкова внедрены в промышленность.

Д. В. Быков в течение 10 лет являлся членом экспертного совета ВАК.

В 1992 г. по инициативе Д. В. Быкова создана Общероссийская общественная организация «Российское научно-техни-

ческое вакуумное общество», объединяющая 1470 специалистов, ученых и преподавателей из 46 регионов России. Д. В. Быков являлся почетным Председателем Совета этой организации. За научные заслуги и развитие научно-технического сотрудничества Д. В. Быкову присуждена премия Национального фонда инженеров Индии.

За многолетнюю работу по развитию и совершенствованию образовательного процесса и технологий, активное участие в научных исследованиях и большой вклад в подготовку высококвалифицированных кадров Дмитрий Васильевич Быков награжден орденом «Знак Почета» и медалями, знаком «Почетный работник высшего профессионального образования РФ», в 2011 г. ему присвоено почетное звание «Заслуженный работник высшей школы Российской Федерации».

Выражаем соболезнование родным и близким Дмитрия Васильевича

Редколлегия

КОНФЕРЕНЦИИ

Об итогах 29-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2022»

С 21 по 22 апреля 2022 г. в Национальном исследовательском университете «МИЭТ» состоялась 29-я Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2022».

В программу конференции включены 152 доклада из МИЭТ, МАИ, МГТУ им. Н. Э. Баумана, Первого МГМУ им. И. М. Сеченова Минздрава России, АО «НИИМЭ», ООО «Интеллектуальные системы», АО НПЦ «ЭЛВИС», ООО «ДЦ-ОРБИТА», АО «ЗНТЦ», НПК «Технологический центр» (Москва), ТулГУ (Тула), СГТУ им. Гагарина Ю. А. (Саратов), РГПУ им. А. И. Герцена (Санкт-Петербург), МФТИ (Долгопрудный), ИПЛИТ РАН (Шатура), Гренобльский технологический институт (Гренобль, Франция), ИФМ РАН (Нижний Новгород) и др.

К началу работы конференции изданы программа и сборник тезисов докладов.

На конференции работали 12 секций: *Нанотехнологии в электронике; Материалы микро- и нанoeлектроники; Проектирование и технология электронных компонентов; Микромеханика, сенсоры, робототехнические комплексы; Математическое моделирование процессов и технологий; Автоматизированные информационные системы и информационные технологии; Информационно-управляющие и вычислительные системы и устройства; Радиотехника, системы и устройства связи и телекоммуникаций; Информационная безопасность; Биомедицинская электроника; Экологические проблемы электронной промышленности и окружающей среды; Менеджмент, маркетинг в электронике и информатике.*

В работе конференции приняли участие более 165 человек. С докладами выступили

127 участников конференции, в том числе 97 студентов и 21 аспирант. Ряд студентов МИЭТ, МИФИ, МАИ, МГТУ им. Н. Э. Баумана и других вузов представили свои исследования в соавторстве с работниками предприятий электронной промышленности (АО «НИИМЭ», АО НПЦ «ЭЛВИС», НПК «Технологический центр» и др.).

Работу конференции открыл проректор по научной работе МИЭТ д. т. н., проф. С. А. Гаврилов. Он подчеркнул значение конференции для научного становления и карьерного роста молодых ученых МИЭТ и участников конференции из других организаций и вузов.

В рамках мероприятий конференции с докладами «EUV литография – состояние и перспективы развития» и «Обзор критических технологий и подходов к созданию установок безмасочной рентгеновской литографии» выступил заведующий лабораторией ИФМ РАН д. физ.-мат. н. Н. И. Чхало, посвятивший более 20 лет научным исследованиям перспектив создания отечественных установок безмасочной рентгеновской литографии.

По мнению экспертов, большой потенциал для решения теоретических и практических задач имеют работы Дубковой А. С. (МИЭТ) «Получение тонких высоколегированных эпитаксиальных слоев кремния методом газофазной эпитаксии»; Корчагина Е. П. (МИЭТ) «Получение кобальтовых контактных пленок методом химического осаждения для многосекционных термоэлементов»; Попова А. В., Ильичёва Э. А., Петрухина Г. Н., Тевверовской Е. Г. (МИЭТ) «Расчетная модель одноканального двухспектрального приемника изображений объектов, излучающих в ультрафиолетовом диапазоне; Плугина И. А., Позняка А. И., Варезникова А. С., Сысоева В. В. (СГТУ им. Гагарина Ю. А., Гренобльский

технологический институт) «Газоаналитическая мультисенсорная линейка на основе квазидвумерного карбида молибдена (максена)»; *Калмыкова Д. С.* (МИЭТ) «Исследование параметров диодов для возможного использования в схемах защиты от ЭСР в технологии FinFET 16 нм»; *Чиркова А. В.* (МИЭТ) «Разработка алгоритма на основе матриц смежности и нечеткой логики для распознавания болезней растений»; *Клементьевой Е. Г., Бабича В. В., Собченко М. И., Ухандеева В. И.* (МИЭТ, АО НТЦ «ЭЛИНС») «Разработка трехдиапазонной антенной системы»; *Селютиной Е. В.* (МИЭТ) «Влияние рабочего цикла сигнала на ключе усилителя мощности класса E на выходные характеристики системы чрескожной индуктивной передачи энергии» и др.

По результатам выступлений проведен конкурс работ студентов и аспирантов. Лучшие доклады отмечены дипломами лауреатов и рекомендованы к публикации в сборнике статей конференции и журнале «Известия высших учебных заведений. Электроника» (входит в список ВАК), которые размещаются в системе РИНЦ.

В рамках конференции под председательством ректора МИЭТ д. т. н. В. А. Беспалова была организована Школа «Синхротронные и нейтронные исследования для микро- и нанoeлектроники» (место проведения – Особая экономическая зона «Зеленоград». Площадка МИЭТ). В своем обращении к участникам Школы В. А. Беспалов акцентировал внимание на задаче по созданию отечественного литографа на основе рентгеновского излучения, поставленной перед научным сообществом Правительством РФ. В обсуждаемой в настоящее время Стратегии развития электронной промышленности Российской Федерации на период до 2030 года предусмотрено финансирование этого направления. В. А. Беспалов подчеркнул, что «от ученых и специалистов ждут серьезных прорывов».

В работе Школы кроме студентов, аспирантов и молодых специалистов приняли участие представители ведущих научных и производственных организаций, в партнерстве с которыми МИЭТ реализует проект по развитию безмасочной рентгеновской фотолитографии: НИЦ «Курчатовский институт», Институт ядерной физики МГУ им. М. В. Ломоносова, группы компаний ЭСТО, АО «НИИМЭ», АО «ЗНТЦ», АО «ЭУФ ЛАБс», ООО «МАППЕР», ЦКБ «МСТ и ЭКБ» МИЭТ (Москва), ФИЦ ИПФ РАН, ООО «Поликетон» (Нижний Новгород) и др. Были представлены доклады, связанные с созданием научно-технических основ безмасочной рентгеновской литографии: разработка облика литографа, критических технологических элементов и ключевых узлов, подходов к созданию МЭМС-динамических масок, использование различных источников рентгеновского излучения. В ходе научных дискуссий обсуждалась конечная цель проекта – создание установки безмасочной рентгеновской литографии для формирования наноструктур с размерами от 13 нм и ниже на базе источника синхротронного излучения, в результате чего будет решена одна из приоритетных задач импортозамещения – производство отечественного оборудования для микроэлектроники.

Подводя итоги, директор ЦКП «Микро-системная техника и электронная компонентная база» МИЭТ Н. А. Дюжев отметил, что ключевой задачей работы Школы стал обмен опытом в очном режиме общения между участниками проекта «Рентген-Литограф», оценка состояния дел и выстраивание дальнейшей стратегии реализации проекта.

Проведение следующей 30-й юбилейной конференции «Микроэлектроника и информатика – 2023» запланировано на апрель 2023 г.

*О. Г. Харач,
к. э. н, доц. Института СПИНТех
и кафедры экономики, менеджмента и финансов МИЭТ*

*М. А. Махиборода,
к. ф.-м. н., директор НТЦ «Нано- и микросистемная техника» МИЭТ*

XI Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных 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 нанoeлектронных 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 нанoeлектронных систем (МЭС).
- Методы и средства автоматизации проектирования микро- и нанoeлектронных 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 получат 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>

