

ISSN 1813-8586

# НАНО-И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА

Том 21, № 7, 2019

- Нанотехнологии
- Зондовая микроскопия
- Микромашины и наносистемы
- Молекулярная электроника
- Биоактивные нанотехнологии
- Элементы датчиков и биочипы
- Микроэлектромеханические системы
- Микрооптоэлектромеханические системы
- Биомикроэлектромеханические системы

# NANO- and MICROSYSTEMS TECHNOLOGY

Vol. 21, No. 7, 2019

The articles are published  
in Russian and English







## 2019 год провозглашен Международным годом Периодической таблицы химических элементов

Периодическая таблица химических элементов – это не просто руководство или каталог всех известных атомов во Вселенной; это, по сути, окно во Вселенную, помогающее расширить понимание окружающего мира. В 2019 г. исполняется 150 лет со дня создания этой таблицы российским ученым Дмитрием Ивановичем Менделеевым.

«Периодическая таблица химических элементов – одно из наиболее важных научных достижений, отражающее суть не только химии, но также физики, биологии и других дисциплин. Она представляет собой уникальный инструмент, дающий ученым возможность предсказывать появление и свойства элементов на Земле и во Вселенной в целом», – сказал Жан-Пол Нгеме-Абиага, программный специалист, координатор мероприятий в рамках празднования Года в ЮНЕСКО. «Эта инициатива, наряду с мероприятиями по всему миру, подчеркнет важность Периодической таблицы для науки, технологий и устойчивого развития человечества».

Празднование в 2019 г. Международного года периодической таблицы химических элементов воздаст должное недавно совершенным передовым открытиям, а именно открытию в результате тесного международного научного сотрудничества четырех сверхтяжелых элементов периодической таблицы Менделеева с атомными номерами 113 (нихоний), 115 (московий), 117 (теннессин) и 118 (оганессон) и присвоению им названий.

Международный год периодической таблицы химических элементов продолжит тематику Международного года химии (2011 г.) и Международного года кристаллографии (2014 г.). Проведение этого года также даст ЮНЕСКО возможность активно содействовать популяризации фундаментальных наук в интересах устойчивого развития, в

том числе благодаря Международной программе ЮНЕСКО по фундаментальным наукам.

«Я надеюсь, что запланированные на 2019 год праздничные мероприятия помогут продемонстрировать важную роль фундаментальных наук в решении глобальных проблем. Данные мероприятия проиллюстрируют прогресс, порожденный научными открытиями, и побудят следующие поколения расширять границы человеческого познания, как это сделал Дмитрий Менделеев в XIX веке», – отметил Жан-Пол Нгеме-Абиага.

20 декабря 2017 г. в ходе 72-й сессии Генеральная ассамблея ООН провозгласила 2019 год Международным годом Периодической таблицы химических элементов. Ранее эта инициатива была выдвинута Российской Федерацией в рамках ЮНЕСКО и была одобрена на 39-й сессии Генеральной конференции Организации.

Идею провозглашения Года поддержали более 150 ведущих мировых научных центров, включая Международный союз теоретической и прикладной химии, Международный союз теоретической и прикладной физики, Европейская ассоциация химических и молекулярных наук, Международный совет по науке, Международный астрономический союз, объединённый институт ядерных исследований (ОИЯИ), и Международный союз истории и философии науки. Проведение Международного года будет координироваться Международной программой ЮНЕСКО по фундаментальным наукам и Международным союзом теоретической и прикладной химии в сотрудничестве с национальными, региональными и международными химическими обществами и союзами.

Подготовка к празднованию Года уже началась с разработки плана мероприятий, часть из которых пройдет в Российской Федерации.

# НАНО- и МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА

Том 21. № 7 ✧ 2019

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ МЕЖДИСЦИПЛИНАРНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И ПРИКЛАДНОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Журнал включен в международные базы данных на платформе Web of Science: Chemical Abstracts Service (CAS), которая входит в Medline, и Russian Science Citation Index (RSCI).

Журнал индексируется в системе Российского индекса научного цитирования (РИНЦ) и включен в международную базу INSPEC.

Журнал включен в Перечень международных реферируемых баз данных по научному направлению 02.00.00 химические науки и в Перечень научных и научно-технических изданий ВАК России по научным направлениям: 01.04.00 физика, 05.27.00 электроника.

Журнал выпускается при научно-методическом руководстве Отделения нанотехнологий и информационных технологий Российской академии наук

Статьи имеют DOI и печатаются в журнале на русском и английском языках

ISSN 1813-8586 DOI: 10.17587/issn1813-8586

Издается с 1999 г.

## Главный редактор

Мальцев П. П., д.т.н., проф.

## Зам. гл. редактора

Лучинин В. В., д.т.н., проф.

Шур М., д.ф.-м.н., проф. (США)

## Редакционный совет:

Асеев А. Л., д.ф.-м.н., проф., акад. РАН

Грибов Б. Г., д.х.н., чл.-кор. РАН

Ковальчук М. В., д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. РАН

Кульчин Ю. Н., д.ф.-м.н., проф., акад. РАН

Лабуню В. А., д.т.н., проф., акад. НАНБ (Беларусь)

Рыжий В. И., д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. РАН

Сауров А. Н., д.т.н., проф., акад. РАН

Сигов А. С., д.ф.-м.н., проф., акад. РАН

Чаплыгин Ю. А., д.т.н., проф., акад. РАН

Шевченко В. Я., д.х.н., проф., акад. РАН

## Редакционная коллегия:

Абрамов И. И., д.ф.-м.н., проф. (Беларусь)

Андреев А., к.ф.-м.н. (Великобритания)

Астахов М. В., д.х.н., проф.

Бакланов М. Р., д.х.н., проф. (Китай)

Басаев А. С., к.ф.-м.н.

Викулин В. В., к.х.н., д.т.н., проф.

Горнев Е. С., д.т.н., проф.

Кальнов В. А., к.т.н.

Карякин А. А., д.х.н., проф.

Кузнецов В. И., д.т.н. (Нидерланды)

Леонович Г. И., д.т.н., проф.

Панин Г. Н., к.ф.-м.н., проф. (Южная Корея)

Панич А. Е., д.т.н., проф.

Пожела К., д.ф.-м.н. (Литва)

Рыжий М. В., д.т.н., проф. (Япония)

Сантос Э. Х. П., PhD, Ful. Prof. (Бразилия)

Сингх К., к.т.н. (Индия)

Телец В. А., д.т.н., проф.

Тимошенко С. П., д.т.н.

Хабибуллин Р. А., к.ф.-м.н.

Шашкин В. И., д.ф.-м.н., проф.

Шубарев В. А., д.т.н., проф.

## Редакция:

Антонов Б. И. (директор изд-ва)

Лысенко А. В. (отв. секретарь)

Чугунова А. В. (науч. ред.)

Фокин В. А., к.х.н. (ред. перевода)

Щетинкин Д. А. (сайт)

## СОДЕРЖАНИЕ

**Фоминых Е. В., Супрун Е. В., Карякин А. А.** К 185-летию А. П. Бородина — великого композитора и химика . . . . . 387

### НАНОТЕХНОЛОГИИ И ЗОНДОВАЯ МИКРОСКОПИЯ

**Жуков Н. Д., Шишкин М. И., Ягудин И. Т., Хазанов А. А., Гавриков М. В.** Мультизеренные структуры полупроводниковых наночастиц . . . . . 397

### МОДЕЛИРОВАНИЕ И КОНСТРУИРОВАНИЕ МНСТ

**Лысенко И. Е., Ткаченко А. В.** Аналитический расчет времени переключения интегрального электростатического МЭМС-переключателя с емкостным принципом коммутации в конфигурации с копланарной линией передачи . . . . . 406

### МАТЕРИАЛОВЕДЧЕСКИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МНСТ

**Тиняев В. А.** Топологические особенности разработки микросхем с применением технологии монтажа flip-chip и wire bond . . . . . 416

### ЭЛЕМЕНТЫ МНСТ

**Кулакова А. А., Лукьяненко Е. Б.** Схемотехника d-триггеров — основных элементов заказных последовательностных СБИС . . . . . 422

**Иванов Е. А., Якунин А. Н.** Альтернативные алгоритмы коммутации силовых транзисторов с квазирезонансной составляющей . . . . . 429

### МОЛЕКУЛЯРНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И БИОЭЛЕКТРОНИКА

**Волобуев А. Н.** Особенности ультразвукового исследования структур с подвижными границами . . . . . 437

Аннотации и статьи на русском и английском языках доступны на сайте журнала (<http://microsystems.ru>; <http://novtex.ru/nmst/>) в разделе "Архив статей с 1999 г."

#### ПОДПИСКА:

по каталогу "Пресса России" (индекс 27849)

в редакции журнала (тел./факс: (499) 269-55-10)

#### Адрес для переписки:

107076 Москва,

Стромынский пер., д. 4

e-mail: nmst@novtex.ru

#### Учредитель:

Издательство "Новые технологии"



# NANO- and MICROSYSTEMS TECHNOLOGY

(Title "NANO- I MIKROSISTEMNAYA TEKHNIKA")

ISSN 1813-8586 DOI: 10.17587/issn1813-8586

Vol. 21

No. 7

2019

## CHIEF EDITOR

Maltsev P. P., Dr. Sci. (Tech.), Prof.

## DEPUTY CHIEF EDITOR

Luchinin V. V., Dr. Sci. (Tech.), Prof.

## DEPUTY CHIEF EDITOR

Shur M. S., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof. (USA)

## Editorial council:

Aseev A. L., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Acad. RAS  
 Chaplygin Ju. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Acad. RAS  
 Gribov B. G., Dr. Sci. (Chem.), Cor.-Mem. RAS  
 Kovalchuk M. V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Cor.-Mem. RAS  
 Kuljchin Yu. N., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Acad. RAS  
 Labunov V. A. (Belorussia), Sci. (Tech.), Acad. NASB  
 Ryzhii V. I., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Cor.-Mem. RAS  
 Saurov A. N., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Acad. RAS  
 Shevchenko V. Ya., Dr. Sci. (Chem.), Prof., Acad. RAS  
 Sigov A. S., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Acad. RAS

## Editorial board:

Abramov I. I. (Belorussia), Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof.  
 Andreev A. (UK), Cand. Sci. (Phys.-Math.), Prof.  
 Astahov M. V., Dr. Sci. (Chem.), Prof.  
 Baklanov M. R., Dr. Sci. (Chem.), Prof. (China)  
 Basaev A. S., Cand. Sci. (Phys.-Math.)  
 Gornev E. S., Dr. Sci. (Tech.), Prof.  
 Kalnov V. A., Cand. Sci. (Tech.)  
 Karjakin A. A., Dr. Sci. (Chem.), Prof.  
 Khabibullin R. A., Cand. Sci. (Phys.-Math.)  
 Kuznetsov V. I., Dr. Sci. (Tech.) (Netherlands)  
 Leonovich G. I., Dr. Sci. (Tech.), Prof.  
 Panich A. E., Dr. Sci. (Tech.), Prof.  
 Panin G. N., PhD, Prof. (South Korea)  
 Pozhela K. (Lithuania), Dr. Sci. (Phys.-Math.)  
 Ryzhii M. V., (Japan), Dr. Eng., Prof.  
 Santos E. J. P., PhD, Prof. (Brasil)  
 Shubarev V. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof.  
 Shashkin V. I., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof.  
 Singh K., PhD (India)  
 Telets V. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof.  
 Timoshenkov S. P., Dr. Sci. (Tech.)  
 Vikulin V. V., Cand. Chem. Sci., Dr. Sci. (Tech.), Prof.

## Editorial staff:

Antonov B. I. (Director Publ.)  
 Lysenko A. V. (Executive secretary)  
 Chugunova A. V.  
 Fokin V. A., Cand. Sci. (Chem.)  
 Shehetinkin D. A. (site)

The Journal is included in the international databases of the chemical sciences — Chemical Abstracts Service (CAS) and of the engineering sciences — INSPEC, and it is also indexed in the Russian Science Citation Index (RSCI) based on the Web of Science platform. The Journal is included in the Russian System of Science Citation Index and the List of Journals of the Higher Attestation Commission of Russia. Its articles have DOI and are printed in the Journal in Russian and English languages. The Journal is published under the scientific-methodical guidance of the Branch of Nanotechnologies and Information Technologies of the Russian Academy of Sciences.

## CONTENTS

**Fominykh E. V., Suprun E. V., Karyakin A. A.** To the 185<sup>th</sup> Anniversary of A. P. Borodin — the Great Composer and Chemist . . . . . 392

### NANOTECHNOLOGY AND SCANNING PROBE MICROSCOPY

**Zhukov N. D., Shishkin M. I., Yagudin I. T., Khazanov A. A., Gavrikov M. V.** Multigrain Structures of the Semiconductor Nanoparticles . . . . . 402

### MODELLING AND DESIGNING OF MNST

**Lysenko I. E., Tkachenko A. V.** Analytical Calculation of the Switching Time of the Integrated Electrostatic MEMS Switch with the Capacitive Switching Principle in Configuration with a Coplanar Transmission Line . . . . . 412

### SCIENCE OF MATERIALS AND TECHNOLOGICAL BASICS OF MNST

**Tinyaev V. A.** Topological Features of IC Development with the Application of Flip-Chip and Wire bond Mounting Technology . . . . . 419

### MICRO- AND NANOSYSTEM TECHNIQUE ELEMENTS

**Kulakova A. A., Lukyanenko E. B.** Circuitry of D-flip-flops — Basic Elements of the Sequential VLSI . . . . . 426

**Ivanov E. A., Yakunin A. N.** Alternative Switching Algorithms for Power Transistors with a Quasi-Resonant Component . . . . . 434

### MOLECULAR ELECTRONICS AND BIOELECTRONICS

**Volobuev A. N.** The Features of Structures Ultrasonic Research a Mobile Interface of Two Media . . . . . 443

Web: [www.microsystems.ru/eng](http://www.microsystems.ru/eng); e-mail: [nmst@novtex.ru](mailto:nmst@novtex.ru)



Е. В. Фоминых, Российский государственный университет им. А. Н. Косыгина, Москва,  
Е. В. Супрун, Институт биомедицинской химии им. В. Н. Ореховича,  
А. А. Карякин, МГУ имени М. В. Ломоносова, Москва, e-mail: aak@analyt.chem.msu.ru

## К 185-ЛЕТИЮ А. П. БОРОДИНА — ВЕЛИКОГО КОМПОЗИТОРА И ХИМИКА

*В год, признанный ЮНЕСКО Международным годом Периодической таблицы химических элементов, наряду с 185-летием ее основателя, Д. И. Менделеева, уместно вспомнить о юбилее еще одного выдающегося химика, чья именная реакция включена в студенческие учебники, — Александра Порфирьевича Бородина. Уместно еще и потому, что А. П. Бородин является великим композитором, чей портрет украшает Большой зал Московской государственной консерватории наряду с такими гигантами музыки, как И.-С. Бах и В.-А. Моцарт, М. И. Глинка и П. И. Чайковский. Экскурс вглубь веков в поисках универсалов такого масштаба в истории России не находит никого до М. В. Ломоносова, а в истории Европы — до Л. да Винчи.*



Несмотря на то что 185-летие со дня рождения Александра Порфирьевича Бородина отмечалось в прошлом году, один из наиболее престижных в медицине, журнал *The Lancet*, печатавший его некролог в 1887 г. [1], а также некоторые исследователи [2] указывали годом его рождения 1834. Таким образом, празднование 185-летия А. П. Бородина вполне уместно продлить и на признанный ЮНЕСКО годом химии и Периодической таблицы химических элементов нынешний 2019 г.

Согласно С. А. Дианину, биографу А. П. Бородина, Александр родился в Санкт-Петербурге у 62-летнего князя Луки Степановича Гедианова и

24-летней "солдатской дочери" Авдотьи Константиновны Антоновой, в доме № 9 по Гагаринской улице в квартире Л. С. Гедианова, помещавшейся во втором этаже и выходившей окнами сразу на три улицы: Косой пер., Гагаринскую и Сергиевскую [3]. Л. С. Гедианов распорядился записать внебрачного сына сыном своего дворового человека Порфирия Ионовича Бородина, чья фамилия и отчество перешли Александру [3]. Ни один из его настоящих родителей так не признал официально в нем сына; мать всегда называла себя "тетушкой", именем, под которым он обращался к ней во всех своих письмах [3]. После смерти отца мальчик остался жить с матерью и благодаря ее стараниям получил прекрасное образование: обучался иностранным языкам, игре на флейте и фортепиано. Параллельно развитию музыкального таланта Александр увлекся химией, делая фейерверки, а к 13—14 годам уже имел дома целую лабораторию, размещенную по всей квартире. Юный Александр любил заниматься гальванопластикой и изготовлением акварельных красок, которыми он сам и писал [3, 4]. Александр Бородин владел пятью иностранными языками [4, 6]: выучив в детстве немецкий, французский, английский и латынь, позже, после года пребывания в Италии, он смог писать научные статьи и на итальянском языке.

Выпускник Первой Санкт-Петербургской гимназии, в 1850 г. Александр Бородин поступает в Императорскую медико-хирургическую академию. Здесь он изучает кристаллографию, ботанику, зоологию, анатомию, но юношеская страсть приводит его в лабораторию профессора Николая Николаевича Зинина, выдающегося русского химика-органика, который становится его учителем и наставником на дальнейшую жизнь [4].



Первые годы после окончания Академии (1856—1859) А. П. Бородин провел ординатором на службе во Втором военно-сухопутном (Николаевском) госпитале ассистентом при кафедре общей патологии и общей терапии, возглавляемой Н. Ф. Здекауером [3—6]. На дежурстве в госпитале состоялось первое знакомство А. П. Бородина с М. П. Мусоргским, впоследствии великим русским композитором: Мусоргский был дежурным офицером, а Бородин — дежурным врачом [3]. В те годы госпиталь был переполнен ранеными вследствие значительных потерь в Русско-турецкой войне в Крыму (1853—1856) [5]. Отмечают, что А. П. Бородин обладал бескорыстной добротой, состраданием и нежностью к больным [5]. Однако медицинская практика доставляла ему немало неприятностей [3]: молодой хирург не раз падал в обморок при обследовании тяжело раненых. Вследствие этого А. П. Бородин начал все больше отдаляться от клинической практики и медицины [5]. В годы службы в госпитале Александр Порфирьевич продолжает заниматься химической работой и готовит диссертацию на степень доктора медицины.

Хочется только восхититься, как тесно 150 лет назад химия была связана с медициной. Например, лаборатория выдающегося химика-органика Н. Н. Зинина, которой впоследствии заведовал А. П. Бородин, была в медико-хирургической академии. Да и диссертация самого А. П. Бородина на степень доктора медицины (см. ниже) с современной точки зрения является скорее химической нежели медицинской. "Медицина как наука представляет только приложение естествознания к сохранению и восстановлению здоровья человека; что поэтому естественные науки должны играть роль первостепенных, основных предметов... что медик должен усвоить себе не столько отрывочные факты прикладного естествознания, сколько общий строй науки, способ мышления, прием и метод исследования натуралиста...", — говорил А. П. Бородин на похоронах учителя в 1880 г. [6]. Ну а веком спустя, когда эти науки уже окончательно разошлись, наступила эра безопасных операций и опасных лекарств. Опасных, потому что медики зачастую слабо ориентируются в лавине новых медицинских препаратов. И, пожалуй, только считанные единицы представителей этой прекрасной профессии действительно разбираются в структуре и механизме действия современных лекарств. Возможно, повышение как качества, так и продолжительности жизни нашего общества напрямую зависит от того, смогут ли химия и медицина вновь повернуться друг к другу лицом.

Вернемся к биографии А. П. Бородина. В 1858 г. вышла его первая публикация в бюллетене Российской Академии Наук — "О действии йодистого этила на гидробензамид и амарин" [4]. В 1858 г. А. П. Бородин получил степень доктора медицины, защитив диссертацию на тему "Об аналогии фосфорной и мышьяковой кислоты в химических и токсикологических отношениях" [4, 7]. Активное участие в диспуте на защите принял Д. И. Менделеев [6]. Впервые в истории Академии диссертация была написана и представлена на русском языке, а не на латыни [5]. Обследовав по поручению промышленного магната В. А. Кокорева солигалические минеральные воды, А. П. Бородин отмечал в "Московских ведомостях" [8]: "...в строгом смысле мы никогда не лечим болезни, но лечим больного". Фраза не потеряла значение для медицины и поныне.

Профессор Н. Н. Зинин возлагал большие надежды на своего ученика, при этом считая, что А. П. Бородин слишком много времени уделяет музыке [7]. На следующие три года (1859—1861) А. П. Бородин отправляется за границу. Большую часть времени он провел в Гейдельберге, где, в частности, работал вместе с Ф. А. Кекуле [4], тем самым, кто расшифровал структуру бензола. В Гейдельберге А. П. Бородин подружился с основателем Периодической таблицы элементов Дмитрием Ивановичем Менделеевым. Друзьями А. П. Бородина в Гейдельберге были также основоположники отечественной медицины И. М. Сеченов и С. П. Боткин.

В 1860 г. А. П. Бородин вместе с Д. И. Менделеевым был в числе делегатов знаменитого конгресса в Карлсруэ. После конгресса А. П. Бородин остался в Париже, где 23 ноября 1860 г. представил доклад Парижскому химическому обществу: "О бромидах валерьяновой кислоты и масляной кислоты" [4], закончив его уравнением



Эта реакция серебряных солей карбоновых кислот с галогенами [9] с тех самых пор носит имя А. П. Бородина.

Последний год своей стажировки А. П. Бородин провел в Италии, в Пизе, в лаборатории профессоров де Лука и Тассинари [4, 10]. Он писал Д. И. Менделееву: "...проводил в Пизу одну барыню, ехавшую туда для здоровья". "Барыней" оказалась будущая жена А. П. Бородина — пианистка Екатерина Сергеевна Протопопова [6]. Плодом научной работы А. П. Бородина в Пизе явились три исследования, напечатанные в журнале "Il Nuovo Cimento" за 1862 год [3]. Во время своего пребы-



вания в Пизе он разработал метод фторирования органических соединений и получил первое фторированное ароматическое соединение — бензоил фторид [11, 12]. Закладывая основы фторорганической химии, А. П. Бородин, по сути, стал одним из прародителей современной клинической химии. Именно на основе фторорганических соединений был создан в конце прошлого века крове-заменитель, так называемая "голубая кровь", спасающая немало жизней военнослужащих в горячих точках, в частности, во время Афганской войны.

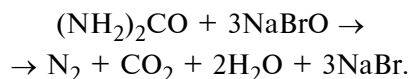
Вернувшись в Петербург, А. П. Бородин в 1862 г. был избран на должность адъюнкт-профессора и начал читать студентам Академии лекции по органической химии [3, 5]. К выстроенной Н. Н. Зининым системе преподавая химии студентам-медикам А. П. Бородин добавил полномасштабный химический практикум. Сознавая громадную важность химии для врача, он в 1874 г. дал возможность работать в лаборатории, которая была открыта практически круглосуточно, каждому желающему [11].

С 1864 по 1873 гг. А. П. Бородин погружен в исследования, касающиеся полимеризации и конденсации альдегидов, что привело его почти одновременно с Вюрцем к получению альдоля ( $\beta$ -гидроксимасляного альдегида) конденсацией двух молекул ацетальдегида [3, 4, 10, 13, 14]. Первая публикация А. П. Бородина, касающаяся альдегидов, была посвящена действию металлического натрия на валеральдегид [14]. А. П. Бородин также изучал производные каприновой и изокаприновой кислот и получил  $\beta$ -оксимасляную кислоту. Работая с ароматическими альдегидами, действием аммиака на бензойный альдегид он синтезировал гидробензамид, который был превращен при нагревании в амарин. Помимо этого, он получил гидрамид куминовой кислоты и ее изомеров и нитрозамарин действием нитрата калия, подкисленного концентрированной уксусной кислотой, на горячий концентрированный раствор ацетата амарина. Его исследования способствовали выяснению молекулярных формул амарина и лопина [14]. Подробный разбор исследований А. П. Бородина в области органической химии сделан в работе [12]. До сих пор ведутся споры о приоритете сделанных А. П. Бородиным открытий в области альдегидов: один относительно немецкого химика Кекуле, второй — французского химика Вюрца [10].

В 1868 г. А. П. Бородин стал одним из членов-учредителей Русского химического общества, первым президентом которого был Н. Н. Зинин [11]. Химическое общество существует и сегодня под именем "Российское химическое общество им. Д. И. Менделеева".

В 1872 г. к разнообразной деятельности, заполнявшей жизнь Александра Порфирьевича, прибавилось новое дело: под скромным названием "курс ученых акушерок" были учреждены первые высшие женские медицинские курсы в России [3]. Кроме того, в начале 1870-х годов А. П. Бородин совместно с профессором физики Медико-хирургической академии П. А. Хлебниковым редактировал журнал "Знание" [11]. В 1874 г. А. П. Бородин назначен руководителем химической лаборатории, а в 1877 г. получил звание академика Медико-хирургической академии [5]. С 1883 г. А. П. Бородин — почетный член Общества русских врачей.

В последние годы своей жизни А. П. Бородин руководил исследованиями в области физиологического метаболизма азота [4]. В 1873—1876 гг. он опубликовал ряд работ о методе и устройстве для определения концентрации мочевины путем измерения количества элементарного азота, выделенного с мочой, основанного на реакции [11, 15]



Этот простой и точный метод количественного определения азота в органических соединениях вскоре получил широкое распространение в биохимических и клинических лабораториях [4, 5, 10].

А. П. Бородин — автор около 40 научных публикаций в области органической химии и медицины. В круг его медицинских интересов входили, например, бухарский опиум, дезинфицирующие средства и анализ чая [4]. Вместе с египетским жрецом Хоремкенеци (жившим около 1050 г. до н. э. в Фивах, первым человеком, чья внезапная смерть от инфаркта миокарда была документирована) и Леонардо да Винчи (в 1510 г. проводившим вскрытие пожилого мужчины, который умер без видимой причины в больнице Санта-Мария Нуова во Флоренции), А. П. Бородин относят к пионерам в области ишемической болезни сердца [16]. В 1871 г. А. П. Бородин доложил на съезде Русского химического общества работу, выполненную под его руководством доктором Крыловым. Она касалась определения жира в сердечной мышце, пораженной жировой дистрофией. В смеси с жиром они обнаружили вещество, напоминающее лецитин. Когда же жир был омылен (гидролизован), в качестве продукта гидролиза был обнаружен холестерин, а не глицерин. Значимость его открытия была оценена намного позже.

А что же музыка все это время? Первое произведение А. П. Бородина — полька "Елена", — относится к 1843 г. [3, 4]. Еще будучи студентом-медиком, А. П. Бородин сформировал небольшую



музыкальную группу для совместного исполнения камерной музыки, такой как струнные квартеты и квинтеты [4]. В зрелые годы, несмотря на свою огромную занятость, А. П. Бородин активно участвовал в деятельности Бесплатной музыкальной школы в Петербурге, организованной в 1862 г. М. А. Балакиревым и Г. Я. Ломакиным в помещении Медико-хирургической академии и призванной давать музыкальное образование тем, кто не имел на то средств [11].

Несмотря на многогранность своей деятельности, А. П. Бородин довольно критически относился к своему музыкальному творчеству. В частности, первым своим композиторским опытам — романсам "Красавица-рыбачка", "Разлюбила, красна девица", "Что ты рано, зоренька", "Слушайте, подруженьки" и фортепианному квинтету он не придавал серьезного значения, считая это всего лишь хобби. Науке и искусству вновь суждено было пересечься, и поздней осенью 1862 г. в доме у профессора медицины С. П. Боткина А. П. Бородин знакомится с известным уже к тому времени композитором М. А. Балакиревым [3].

М. А. Балакирев после знакомства с творчеством А. П. Бородина всерьез заинтересовался молодым композиторским талантом, могучим и оригинальным, ни на что не похожим, призванным сказать новое слово в искусстве того времени, а также раскрыть новую страницу в истории мировой русской культуры. "Да ведь вы — прирожденный композитор! — заявил однажды М. А. Балакирев А. П. Бородину. — Композиция — ваше призвание. Неужели до меня вам этого никто не говорил?" [17].

Именно после данного признания своего таланта русским композитором, пианистом, дирижером и педагогом, главой "Могучей кучки" М. А. Балакиревым А. П. Бородин становится членом "балакиревского" кружка, а также начинает сочинять свою первую симфонию и другие гениальные произведения под чутким руководством М. А. Балакирева.

Атмосфера "Могучей кучки" благоприятно сказывалась на развитии творчества А. П. Бородина. Общение с Н. А. Римским-Корсаковым, Ц. А. Кюи, М. П. Мусоргским и критиком В. В. Стасовым способствовало раскрытию творческого потенциала А. П. Бородина, его продуктивной и активной работе над произведениями. Совместное изучение деятельности предшественников и современников, ансамблевое музицирование, критический разбор собственных произведений, обсуждение музыкальных идей, которые были неотъемлемой частью "балакиревского" кружка, явились важнейшим фактором в развитии русского национального

искусства в целом. Тем не менее, несмотря на искреннюю заинтересованность А. П. Бородина композиторским и исполнительским музыкальным искусством, времени и сил на занятия композицией у него было намного меньше, чем у коллег. Причиной тому являлась большая увлеченность химией. "Дни, недели, месяцы, зимы проходят при условиях, не позволяющих думать о серьезном занятии музыкой. Не то, что не выберется часа два досужего времени в день, — нет, не выберется нравственного досуга; нет возможности отмахнуться от стаи ежедневных забот и мыслей, не имеющих ничего общего с искусством. Некогда одуматься, перестроить себя на музыкальный лад... для такого настроения у меня имеется только часть лета. Зимой я могу писать музыку только, когда болен настолько, что не читаю лекций, не хожу в лабораторию, но все-таки могу кое-чем заниматься. На этом основании мои музыкальные товарищи желают мне постоянно не здоровья, а болезни" [17].

Отметим, что сам А. П. Бородин нередко отшучивался в своих письмах современникам: "Видели ли вы на Литейном, близ Невского, магазин игрушек, где на вывеске написано "Забава и дело"? — А вот, видите ли, для меня музыка — забава, а химия — дело. Мне как-то совестно признаться в моей композиторской деятельности. Оно и понятно. У других она — прямое дело, обязанность, цель жизни, у меня — отдых, потеха, блажь, отвлекающие меня от прямого моего настоящего дела: профессуры, науки" [17]. Но при всем этом к своему "хобби" композитор относился со всей серьезностью и строгостью. Годами "вынашивал" идеи своих произведений, многократно переделывал уже сочиненное, тщательно изучал литературные источники, в частности, когда речь шла о создании оперы "Князь Игорь". А. П. Бородин сам сочинял либретто оперы и тексты некоторых своих романсов — "Море", "Арабская мелодия" и др.

Супруга А. П. Бородина, Екатерина Сергеевна, впоследствии вспоминала: "Как теперь вижу его за фортепиано, когда он что-нибудь сочинял. И всегда-то рассеянный, он в такие минуты совсем улетал от земли. По десяти часов подряд, бывало, сидит он, и все уже тогда забывал. Мог совсем не обедать, не спать. А когда он отрывался от такой работы, то долго еще не мог прийти в нормальное состояние" [18]. Екатерина Сергеевна утверждала, что А. П. Бородину было довольно сложно существовать параллельно в двух реальностях. На все не хватало ни времени, ни сил, преподавательская деятельность забирала очень много энергии, постоянно отвлекала от создания музыки.

А. П. Бородин создал около 50 музыкальных произведений [4]: 20 романсов, несколько камерных сочинений, несколько фортепианных, три симфонии, одну неоконченную оперу. Отметим, что во многом благодаря его друзьям — Н. А. Римскому-Корсакову, А. К. Глазунову, оперу удалось завершить. Тем не менее при всем немногочисленном количестве, в этом "немногом" А. П. Бородину удалось выразить достаточно многое. Так, по мнению русского музыкального и художественного критика, историка искусств, архивиста, общественного деятеля В. В. Стасова, сочинения А. П. Бородина являются образцами глубокого композиторского совершенства: "Произведения его почти все без исключения носят печать полного развития и глубокого совершенства. Слабых между ними нет. Его произведения глубоко самобытны, с ярким стилем, тонкой оркестровкой и объединяющей идеей безграничной любви к Родине. Талант Бородина ровно могуч и поразителен как в симфонии, так и в опере, и в романсе. Главные качества его — великанская сила и ширина, колоссальный размах, стремительность и порывистость, соединенная с изумительной страстностью, нежностью и красотой... Подобно Глинке, Бородин — эпик в самом широком значении слова, и вместе "национален" в такой мере и могучести, как самые высокие композиторы русской школы" [19].

Летом 1877 г. во время командировки в Германию А. П. Бородин специально заезжает в Веймар, чтобы познакомиться с Ференцем Листом [6]. Отметим, что венгерский композитор, пианист, педагог, дирижер, публицист, крупный представитель музыкального романтизма и один из величайших пианистов XIX века Ференц Лист также высоко ценил талант А. П. Бородина и всячески способствовал привлечению внимания современников к его творчеству. "Здесь пишут много, я тону в море музыки, которою меня заваливают. Но Боже! До чего это все плоско! Ни одной свежей мысли! У вас же течет свежая струя, рано или поздно она пробьет себе дорогу и у нас" [18]. Ф. Лист сыграл ключевую роль в распространении произведений А. П. Бородина в Европе.

Одним из важнейших профессиональных качеств творчества А. П. Бородина являлось сочинение мелодий народного склада, подобно письму М. И. Глинки, М. П. Мусоргского и других великих русских композиторов. Практически не применяя в своих сочинениях подлинных народных напевов, А. П. Бородину в своих произведениях удалось воспроизвести наиболее типичные черты как русского, так и восточного творчества. В частности, композитор зачастую использовал в своих

сочинениях народную песенность, простоту и естественность музыкального языка, которые являлись одной из главных особенностей композиторского стиля А. П. Бородина.

Характеризуя творческий облик композитора, отметим наблюдения его современников, которые зачастую применяли следующие эпитеты при описании деятельности А. П. Бородина: "богатырский", "исполинский", "могучий", "львиный". Действительно, вся музыка композитора, на наш взгляд, пронизана богатырской мощью, силой, широтой, размахом, так свойственными русскому народу. Искусство А. П. Бородина глубоко самобытно, патриотично, проникнуто горячей любовью к родной земле и культуре.

\* \* \*

Вот таким был наш соотечественник, выдающийся ученый и великий композитор. Сам он о своем служении двум музам говорил: "...виной всему зависть и наша малая культурность; некоторые из присяжных музыкантов не могут мне простить, что я, занимаясь лишь в часы досуга музыкой, создаю такие вещи, которые обращают на себя огромное внимание, они же при всем старании не могут высидеть ничего путного. Ученые же мои коллеги косятся на мои музыкальные занятия, видя в них поругание над ученой мантией" [11].

Исторический экскурс в попытке найти универсала, внесшего столь значительный вклад и в науку, и в искусство, приводит к самому Михаилу Васильевичу Ломоносову. И хотя его почитают, в основном, как великого ученого (например, закон Ломоносова — Лавуазье) и организатора (основатель Московского университета), не следует забывать, что М. В. Ломоносов заложил основы русского стихосложения.

Ну а что же зарубежные универсалы? Исследователи в своих поисках упираются в Леонардо да Винчи, личность которого, к сожалению смутно видна сквозь глубину веков под чешуей легенд и поздних домыслов.

Таким образом, А. П. Бородин является уникальной исторической личностью. Нам, его потомкам, остается только восхищаться его гениальностью и самоотдачей, посвятившего всю свою жизнь служению людям.

#### Список литературы

1. **Obituary.** Professor Borodin // The Lancet. 1887. Vol. 129 (3316). P. 601.
2. **Konstantinov I. E.** The life and death of Professor Alexander P. Borodin: Surgeon, chemist, and great musician // Surgery. 1998. Vol. 123 (6). P. 606—616.



3. **Дианин С. А.** Бородин. Жизнеописание, материалы и документы. М.: Государственное музыкальное издательство, 1960.
4. **Davies P. J.** Alexander Porfir'yevich Borodin (1833—1887): composer, chemist, physician and social reformer // Journal of medical biography. 1995. Vol. 3 (4). P. 207—217.
5. **Піс Д. В.** Alexander P. Borodin (1833—1887): Great composer, army physician and distinguished scientist-chemist. // Vojnosanitetski pregled. 2013. Vol. 70 (2). P. 233—236.
6. **Бульчева А. В.** Бородин. М.: Молодая гвардия, 2017. 432 с.
7. **Cole J. C.** Alexander Borodin, the scientist, the musician, the man // JAMA. 1969. V. 208 (1). P. 129—130.
8. **Кокорев В., Бородин А.** Солигалические солено-минеральные воды // Московские Ведомости. 1859. Июнь 3. P. 972—974.
9. **Borodine A.** Ueber bromvaleriansäure und brombuttersäure // Justus Liebigs Annalen der Chemie. 1861. Vol. 119 (1). P. 121—123.
10. **Gordin M. D.** Facing the music: How original was Borodin's chemistry? // J. Chem. Educ. 2006. Vol. 83 (4). P. 561.
11. **Солод О. В., Алексеев В. В.** А. П. Бородин — известный и неизвестный // Вестник СПбГУ. 2013. Сер. 4 (4). P. 195—203.
12. **Rae I. D.** The Research in Organic Chemistry of Aleksandr Borodin // Ambix. 1989. Vol. 36 (3). P. 121—137.
13. **Borodin A.** Ueber einen neuen Abkömmling des Valerals // Berichte der deutschen chemischen Gesellschaft. 1873. V. 6 (2). P. 982—985.
14. **Getman F. H.** Alexander Borodin — Chemist and musician // J. Chem. Educ. 1931. Vol. 8 (9). P. 1762—1779.
15. **Бородин А.** О новом способе количественного определения мочевины // Журнал Русского химического общества и Физического общества. 1876. Vol. 8 (5). P. 386—410.
16. **Montes-Santiago J.** Noremkenesi, da Vinci, Borodin: three forgotten pioneers in ischemic heart disease // Revista espanola de cardiologia. 2007. Vol. 60 (4). P. 453—454.
17. **Письма А. П. Бородина.** М.: Музгиз, 1936.
18. **Попова Т. В.** Бородин. М.: Музыка, 1972.
19. **Стасов В. В.** Александр Порфирьевич Бородин, его жизнь, переписка и музыкальные статьи. С.-Петербург: Издание А. С. Суворина, 1889.

**E. V. Fominykh**, Kosygin Russian State University, Moscow,  
**E. V. Suprun**, Orekhovich Institute of Biomedical Chemistry,  
**A. A. Karyakin**, Lomonosov Moscow State University, aak@analyt.chem.msu.ru

## To the 185<sup>th</sup> Anniversary of A. P. Borodin — the Great Composer and Chemist

*In the year recognized by UNESCO as the International Year of the Periodic Table of Chemical Elements, along with the 185<sup>th</sup> anniversary of its founder, D. I. Mendeleev, it is appropriate to recall the anniversary of another famous chemist whose nominal reaction is included in student's textbooks — Alexander Porfirievich Borodin. It is also relevant because A. P. Borodin is a great composer whose portrait adorns the Great Hall of the Moscow State Conservatory along with such giants of music as I.-S. Bach and V.-A. Mozart, M. I. Glinka and P. I. Chaikovsky. A journey into the depths of centuries in search of universals of such a scale in the history of Russia does not find anyone before M. V. Lomonosov, and in the history of Europe — L. da Vinci.*

Despite the fact that the 185<sup>th</sup> anniversary of the birth of Alexander Porfirievich Borodin was celebrated last year, one of the most prestigious journals in medicine, The Lancet, which published its obituary in 1887 [1] as well as some researchers [2] indicated 1834 as the year of his birth. Thus, the celebration of the 185<sup>th</sup> anniversary of A. P. Borodin is quite appropriate to extend to 2019 recognized by UNESCO as the Year of the Periodic Table of Chemical Elements.

According to S. A. Dianin, the biographer of A. P. Borodin, Alexander was born in St. Petersburg in a non-marital family of Luka Stepanovich Gedianov, the 62-year-old Georgian prince, and Avdotya Konstantinovna Antonova, the 24-year-old "soldier's daughter", in the house number 9 on Gagarinskaya street in the second-floor apartment of L. S. Gedianov, with windows facing three streets at once: Kosoy drive, Gagarinskaya, and Sergievskaya [3]. L. S. Gedianov ordered to write his illegitimate son as a son of his bond-

servant, Porfiry Ionovich Borodin, whose surname and patronymic went to Alexander [3]. None of his true parents officially recognized him as their son; mother always called herself as "aunt", the name by which he addressed her in all his letters [3]. After the death of his father, the boy remained to live with his mother and, thanks to her efforts, received an excellent education: he studied foreign languages and learned to play a flute and piano. Parallel to the development of musical talent, Alexander became interested in chemistry, making fireworks, and by the age of 13—14 he already had a whole laboratory at home, located throughout the apartment. Young Alexander liked to engage in electroforming and the manufacture of watercolor paints which he used to try hand in painting [3, 4]. Alexander Borodin knew five foreign languages [4, 6]: having learned German, French, English, and Latin as a child, later, after a year in Italy, he was able to write scientific articles in Italian. A graduate of the First St. Peters-

burg gymnasium, Alexander Borodin entered the Imperial Medical-Surgical Academy in 1850. Here he studies crystallography, botany, zoology, anatomy, but his youthful passion for science leads him to the laboratory of Professor Nikolai Nikolaevich Zinin, an outstanding Russian organic chemist, who becomes his teacher and mentor for a long time [4].

The first years after graduating from the Academy (1856–1859) A. P. Borodin held an internship, serving in the Second Military Ground Hospital (Nikolaevsk) [3–6]. At the same time he was an assistant at the Department of General Pathology and General Therapy, headed by N. F. Zdekauer. On duty at the hospital, he made the first acquaintance with M. P. Mussorgsky who later became the famous Russian composer: Mussorgsky was a duty officer and Borodin was a duty doctor [3]. In those years, the hospital was overcrowded with wounded due to significant losses in the Russian-Turkish War in the Crimea (1853–1856) [5]. People noted that A. P. Borodin possessed selfless kindness, compassion, and tenderness for the sick [5]. However, medical practice gave him a lot of trouble [3]: the young surgeon fainted more than once during the examination of seriously injured people. Consequently, A. P. Borodin began to move further and further away from clinical practice and medicine [5]. During his years in the hospital, Alexander Porfirevich continued to be engaged in chemical work and was preparing a thesis for the degree of Doctor of Medicine.

It is amazing how closely chemistry was connected with medicine 150 years ago. For example, the laboratory of an outstanding organic chemist N. N. Zinin, which was later headed by A. P. Borodin, was a part of the Imperial Medical-Surgical Academy. And the thesis of A. P. Borodin for the Medical Degree (see below) from a modern point of view is more 'chemical' than 'medical'. "Medicine as a science represents only the application of natural science to the preservation and restoration of human health; that therefore natural sciences should play the role of paramount, basic subjects... that a physician should learn not so much the fragmentary facts of applied natural science as the general structure of science, the way of thinking, the technique and method of research of a naturalist..." said A. P. Borodin at the funeral of his teacher in 1880 [6]. A century later, when these sciences have become completely diverged, the era of safe operations and dangerous drugs has begun. Dangerous, because doctors are often poorly oriented in the avalanche of new medical products. And, perhaps, only a handful of representatives of this beautiful profession really understand the structure and mechanism of action of modern medicines. It is thought that success in efforts to increase both the quality and span of life may to the large

extent depend upon whether chemistry and medicine can turn to each other again.

In 1858, A. P. Borodin published his first research article in the Bulletin of the Russian Academy of Sciences — "On the effect of ethyl iodide on hydrobenzamide and amarin" [4]. In the same year, A. P. Borodin defended his thesis entitled "On the analogy of phosphoric acid and arsenic acid in chemical and toxicological relations" and received a doctorate in medicine [4, 7]. D. I. Mendeleev took an active part in debating Borodin's thesis [6]. For the first time in the history of the Academy, the thesis was written and presented not in Latin but in Russian [5]. Having inspected soligalich mineral waters on behalf of industrial magnate V. A. Kokorev, A. P. Borodin noted in the newspaper "Moskovskiye Vedomosti" [8]: "... in the strict sense, we never cure diseases, but we treat a patient" — the phrase which has not lost its importance for medicine even today.

Professor N. N. Zinin had high hopes for his mentee, while at the same time considering that A. P. Borodin devotes too much of his time to music [7]. For the next three years (1859–1861) A. P. Borodin was sent abroad. Most of the time he spent in Heidelberg, where, in particular, he worked together with F. A. Kekule [4], the very scientist who deciphered the structure of benzene. In Heidelberg, A. P. Borodin became friends with Dmitry Ivanovich Mendeleev, the founder of the Periodic Table of Elements. Friends of A. P. Borodin in Heidelberg were also I. M. Sechenov and S. P. Botkin who laid the foundation for the Russia's national healthcare system.

In 1860, A. P. Borodin together with D. I. Mendeleev was among delegates of the famous congress in Karlsruhe. After the congress, A. P. Borodin stayed in Paris, where on November 23, 1860 he presented to the Paris Chemical Society a report "On valerianic acid and butyric acid bromides" [4], having finished it with the equation:



This reaction of silver salts of carboxylic acids with halogens [9] was later named in honor of A. P. Borodin.

The last year of his internship A. P. Borodin spent in Italy, in Pisa, in the laboratory of Professors de Luca and Tassinari [4, 10]. He wrote to D. I. Mendeleev, "... I was escorting to Pisa a lady who was going there for health reasons." This lady was the future wife of A. P. Borodin — pianist Ekaterina Sergeevna Protopopova [6]. The fruit of his research work in Pisa were three articles published in the journal "Il Nuovo Cimento" in 1862 [3]. During his stay in Pisa, A. P. Borodin developed a method for fluorination of organic



compounds and obtained the first fluorinated aromatic compound, benzoyl fluoride [11, 12]. By laying the foundations of fluororganic chemistry, A. P. Borodin essentially became one of the progenitors of modern clinical chemistry. More than a century later, a blood substitute — the so-called "blue blood" — was created based of fluoride-organic compounds that saved lives of many servicemen in hot spots, in particular, during the Soviet-Afghan War.

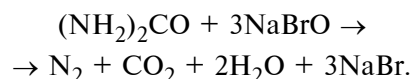
Back in Petersburg, in 1862, Borodin was elected an adjunct professor and began to read lectures on organic chemistry to students of the Academy [3, 5]. To further advance the system of teaching chemistry to medical students, built by N. N. Zinin, A. P. Borodin has introduced a comprehensive laboratory practicum. Aware of the immense importance of chemistry for physicians, in 1874 he gave the opportunity to work in the laboratory, which was open almost around the clock, to everyone who wanted to [11].

From 1864 to 1873, A. P. Borodin is immersed in research on the polymerization and condensation of aldehydes that led him to the synthesis of aldol ( $\beta$ -hydroxybutyric aldehyde) by condensation of two acetaldehyde molecules almost simultaneously with Würz [3, 4, 10, 13, 14]. The first publication of A. P. Borodin on aldehydes was devoted to the effect of metallic sodium on valeraldehyde [14]. A. P. Borodin also studied derivatives of capric and isocapric acids and obtained  $\beta$ -hydroxybutyric acid. Working with aromatic aldehydes, he synthesized hydrobenzamide by action of ammonia on benzoic aldehyde, which was converted upon heating to amarin. In addition, he obtained cuminic acid hydramide and its isomers and nitrosoamarin, acting by potassium nitrate acidified with concentrated acetic acid on a hot concentrated solution of amarine acetate. His research contributed to the elucidation of molecular formulas of amarin and lofin [14]. A detailed analysis of the research of A. P. Borodin in the field of organic chemistry was made in [12]. Until now, there are disputes about the priority of discoveries made by A. P. Borodin in the field of aldehydes: ones regard it to the German chemist Kekule, another — to the French chemist Würz [10].

In 1868, A. P. Borodin became one of the founding members of the Russian Chemical Society whose first president was N. N. Zinin [11]. The chemical society still exists today under the name of "Mendeleev Russian Chemical Society". In 1872, a new practice was added to diverse activities which filled the Alexander Porfirievich's life: under the modest title "The Midwifery Course", the first higher medical courses for women were established in Russia [3]. In addition, in the early 1870s, A. P. Borodin jointly with P. A. Khlebnikov, the Professor of Physics of the Imperial Medical-Surgical Academy, edited the journal "Knowledge" (Rus.) [11].

In 1874, A. P. Borodin was appointed as a head of the Chemical Laboratory, and in 1877 he was awarded the title of Academician of the Medical-Surgical Academy [5]. Since 1883, A. P. Borodin is a honorary member of the Russian Society of Physicians.

In the last years of his life, A. P. Borodin led research on the physiological metabolism of nitrogen [4]. In 1873—1876 he published a series of papers on the method and device for determining the concentration of urea by measuring the amount of elemental nitrogen excreted in the urine, based on the reaction [11, 15]:



This simple and accurate method for the quantitative determination of nitrogen in organic compounds soon became widespread in biochemical and clinical laboratories [4, 5, 10].

A. P. Borodin is the author of about 40 scientific publications in the field of organic chemistry and medicine. His medical interests included, for example, the Bukhara opium, disinfectants, and tea analysis [4]. Together with the Egyptian priest Horemkenesi (who lived around 1050 B. C. in Thebes, the first man whose sudden death from myocardial infarction has been documented) and Leonardo Da Vinci (who performed in 1510 the autopsy of an elderly man died for no apparent reason in the hospital Santa Maria Nuova in Florence), A. P. Borodin is one of the pioneers in the field of coronary heart disease [16]. In 1871, A. P. Borodin reported at the Congress of the Russian Chemical Society the results of the study done under his leadership by doctor Krylov. It concerned the determination of fat in cardiac muscle affected by fatty dystrophy. In a mixture with fat, they found a substance resembling lecithin. When the fat was saponified (hydrolyzed), cholesterol was detected as a hydrolysis product, not glycerol. The significance of this discovery was recognized much later.

And what about music during all of those years? The first work of A. P. Borodina is the polka "Elena", dating back to 1843 [3, 4]. While being still a medical student, A. P. Borodin formed a small group of musicians for joint performance of chamber music, such as string quartets and quintets [4]. In his mature years, despite being enormously occupied with activities as a researcher and a lecturer, A. P. Borodin actively participated in the life of the Free Music School in St. Petersburg, organized in 1862 by M. A. Balakirev and G. Ya. Lomakin in the premises of the Medical-Surgical Academy for the purpose of giving musical education to those who did not have the means [11].

Despite the versatility of his activities, A. P. Borodin was rather critical of his musical oeuvre. In particular, he did not attach great importance to his first compositional experiments — the romances "The Beautiful fisherwoman", "Out of love, beautiful maiden", "Why are you early, Zoryenka", "Listen, friends", and the piano quintet, considering it just a hobby. Science and art were once again destined to cross paths when, in the late autumn of 1862, A. P. Borodin met the already famous composer M. A. Balakirev in the house of Professor S. M. Botkin [3].

M. A. Balakirev, after acquaintance with the works of A. P. Borodin, was earnestly impressed by the young talent of the composer, powerful and original, unlike anything, able to say a new word in the art of that time and also to open a new page in the world and Russian culture. "You are a naturally born composer! — Said once M. A. Balakirev to A. P. Borodin — Composition is your calling. Has anybody ever told you this before?" [17].

After the recognition of his talent by M. A. Balakirev — a Russian composer, pianist, conductor and teacher, and a head of the informal art group "Mighty Handful", A. P. Borodin becomes a member of the "Balakirev's circle" and begins to compose his first symphony and other brilliant creations with the guidance of M. A. Balakirev.

The atmosphere of the "Mighty Handful" had a favorable impact on the development of A. P. Borodin's musical talent. Companionship with composers such as N. A. Rimsky-Korsakov, Ts. A. Kui, M. P. Mussorgsky and a musical critic V. V. Stasov revealed the creative potential of A. P. Borodin, stimulating him to productive and active work. Joint studying of the oeuvre of their predecessors and contemporaries, ensemble music playing, critical analysis of their own musical creations, discussions and exchange of ideas were essential parts of the atmosphere of the "Balakirev's circle" which greatly influenced the evolution of Russian musical culture. Nevertheless, despite the sincere interest in composing and performing musical art, A. P. Borodin had much less time and energy to devote to composition than his colleagues. The reason for this was his great dedication to chemistry. "Days, weeks, months, winters pass by under conditions not allowing me to think seriously about spending time on music. That is not like that there is no couple of hours of spare time per a day, just there is no time for a moral leisure. There is no way to dismiss a flock of daily worries and thoughts that have nothing to do with art. There is no time to think again, to rebuild myself in a musical way... for such a mood I have only a part of the summer. In winter, I can write music only when I am so sick that I don't give lectures, I don't go to the laboratory, but I can still do something. On this basis,

my musical companions wish me constantly not health, but illness." [17].

It should be noted that A. P. Borodin himself often joked in his letters to his contemporaries: "Did you see a toy store near Liteiny Ave., near Nevsky, where it says "Fun and business" on the signboard? — But, you see, for me, music is fun, and chemistry is a business. I am somehow ashamed to confess in my composing activity. It is understandable. For others, it is a direct matter, duty, purpose of life, while I have rest, fun, whim, which are distracting me from my real business: professors, sciences" [17]. But with all this, the composer treated his "hobby" with all seriousness and rigor. Over the years, he "hatched" the ideas of his works, repeatedly reworked what he had already written, carefully studied literary sources, in particular, when it came to creating the opera "The Prince Igor". A. P. Borodin himself wrote the libretto of the opera and the texts of some of his romances — "The Sea", "Arabic Melody", etc.

The wife of A. P. Borodin, Ekaterina Sergeevna, later recalled: "I now see him at the piano when he composed something. Always scattered, he flew off the ground at such moments. For ten hours in a row, it happened he was sitting, and he was already forgetting everything. With no dinner at all, no sleep. And when he broke away from such work, he couldn't come to a normal state for a long time" [18]. Ekaterina Sergeevna argued that it was quite difficult for A. P. Borodin to exist in two parallel realities. There was not enough time or energy for everything, the teaching activity took a lot of energy, constantly distracting him from composing music.

A. P. Borodin created about 50 pieces of music [4]: 20 romances, several chamber compositions, several piano, three symphonies, and an unfinished opera. It should be noted that thanks largely to his friends — N. A. Rimsky-Korsakov and A. K. Glazunov — the opera was completed. Nevertheless, despite the small number of these pieces, in this "little" A. P. Borodin managed to express quite a lot. Thus, according to V. V. Stasov, the Russian music and art critic, art historian, archivist, and public figure, the works of A. P. Borodin are examples of a great perfection: "His works almost without exception bear the stamp of full development and deep perfection. There are no weak ones between them. His works are deeply original, with bright style, fine orchestration, and the unifying idea of unlimited love for the Motherland. Borodin's talent is exactly mighty and striking in both symphony and opera, and in romance. His main qualities are great power and breadth, tremendous scope, swiftness and impulsiveness, combined with amazing passion, tenderness and beauty... Like Glinka, Borodin is epic in the widest sense of the word, and at the same time is "national" to



the extent and power as the greatest composers of the Russian school are" [19].

In the summer of 1877, during the official travel to Germany, A. P. Borodin purposely visits Weimar to meet Ferenc Liszt [6]. It should be noted, that the Hungarian composer, pianist, teacher, conductor, journalist, a major representative of musical romanticism, and one of the greatest pianists of the XIX century F. Liszt appreciated the talent of A. P. Borodin and in every way contributed to attracting the attention of contemporaries to the Borodin's oeuvre. "Here they compose a lot. I am drowning in the sea of music which is flooding me. But God! How flat it is! Not a single fresh thought! You have fresh stream, sooner or later it will make its way through ours too" [18]. F. Liszt played a key role in advancing music oeuvre of A. P. Borodin in Europe.

One of the most important professional qualities of A. P. Borodin was to compose the folk melodies, like M. I. Glinka, M. P. Mussorgsky, and other great Russian composers. Practically without using genuine folk tunes in his compositions, A. P. Borodin in his works managed to reproduce the most typical features of both Russian and Oriental musical art. In particular, Borodin often used in his compositions the simplicity and naturalness of folk songs' musical language, which was one of the main features of his style as a composer.

Characterizing the music oeuvre of the composer, we should note the epithets such as "heroic", "gigantic", "mighty", "lion", which his contemporaries often used when describing A. P. Borodin and his contribution to the music art. Indeed, all the music of the composer, in our opinion, is imbued with the heroic might, strength, breadth, scope, so typical for Russian people. The art of A. P. Borodin is deeply original, patriotic, filled with passionate love to his native land and culture.

\* \* \*

He was our compatriot, an eminent scientist, and a great composer. This is what A. P. Borodin himself said about him serving two muses: "... the blame for everything is envy and our small culture; some of the jury musicians cannot forgive me that, by composing music merely during my leisure time, I create such things that draw an immense attention but they cannot sit through anything worthwhile with all their efforts. Scientists, my colleagues, looking at my music composing work see it as a reprimand for a professor's gown" [11].

A historical excursion in an attempt to find a universal, who would make contributions significant to both science and art, leads to Mikhail Vasilyevich Lomonosov. And although he is honored mainly as a great scientist (for example, the Lomonosov-Lavoisier

law) and an organizer (the founder of the Moscow University), one should not forget that M. V. Lomonosov laid the foundations of Russian versification.

And what about foreign generalists? Researchers in their search rest against Leonardo da Vinci, whose personality, unfortunately, is dimly visible through the depth of centuries, covered by legends and later conjectures.

Thus, A. P. Borodin is a unique historical figure. We, his descendants, can only admire his genius and dedication, and how he devoted his life to serving people.

## References

1. **Obituary.** Professor Borodin, *The Lancet*. 1887. V. 129 (3316). P. 601.
2. **Konstantinov I. E.** The life and death of Professor Alexander P. Borodin: Surgeon, chemist, and great musician, *Surgery*, 1998, vol. 123 (6), pp. 606–616.
3. **Dianin S. A.** Borodin. Zhizneopisanie, materialy i dokumenty. Moscow, Gosudarstvennoe muzykal'noe izdatel'stvo, 1960 (in Russian).
4. **Davies P. J.** Alexander Porfir'yevich Borodin (1833–1887): composer, chemist, physician and social reformer, *Journal of medical biography*, 1995, vol. 3 (4), pp. 207–217.
5. **Ilić D. V.** Alexander P. Borodin (1833–1887): Great composer, army physician and distinguished scientist-chemist, *Vojnosanitetski pregled*, 2013, vol. 70 (2), pp. 233–236.
6. **Bulycheva A. V.** Borodin. Moscow, *Molodaya gvardiya*, 2017. 432 p. (in Russian).
7. **Cole J. C.** Alexander Borodin, the scientist, the musician, the man, *JAMA*, 1969., vol. 208 (1), pp. 129–130.
8. **Kokorev V., Borodin A.** Soligalicheskie soleno-mineral'nye vody, *Moskovskie Vedomosti*, 1859, Iyun' 3, pp. 972–974.
9. **Borodine A.** Ueber bromvaleriansäure und brombuttersäure, *Justus Liebig's Annalen der Chemie*, 1861, vol. 119 (1), pp. 121–123.
10. **Gordin M. D.** Facing the music: How original was Borodin's chemistry? *J. Chem. Educ.*, 2006, vol. 83 (4), pp. 561.
11. **Solod O. V., Alekseev V. V.** A. P. Borodin — izvestnyj i neizvestnyj, *Vestnik SPbGU*, 2013, V. Ser. 4 (4), pp. 195–203 (in Russian).
12. **Rae I. D.** The Research in Organic Chemistry of Aleksandr Borodin, *Ambix*, 1989, vol. 36 (3), pp. 121–137.
13. **Borodin A.** Ueber einen neuen Abkömmling des Valerals, *Berichte der deutschen chemischen Gesellschaft*, 1873, vol. 6 (2), pp. 982–985.
14. **Getman F. H.** Alexander Borodin — Chemist and musician, *J. Chem. Educ.*, 1931, vol. 8 (9), pp. 1762–1779.
15. **Borodin A.** O novom sposobe kolichestvennogo opredeleniya mocheviny, *Zhurnal Russkogo Himicheskogo obshchestva i fizicheskogo obshchestva*, 1876, vol. 8 (5), pp. 386–410.
16. **Montes-Santiago J.** Horemkenesi, da Vinci, Borodin: three forgotten pioneers in ischemic heart disease, *Revista espanola de cardiologia*, 2007, vol. 60 (4), pp. 453–454.
17. **Pis'ma A. P.** Borodina. Moscow, Muzgiz, 1936 (in Russian)
18. **Popova T. V.** Borodin. Moscow, Muzyka, 1972 (in Russian)
19. **Stasov V. V.** Aleksandr Porfir'evich Borodin, ego zhizn', perepiska i muzykal'nye stat'i. S.-Peterburg: Izdanie A. S. Suvorina, 1889 (in Russian)

# НАНОТЕХНОЛОГИИ И ЗОНДОВАЯ МИКРОСКОПИЯ NANOTECHNOLOGY AND SCANNING PROBE MICROSCOPY

УДК 53.01-04; 535.1-3; 537.9; 54.03; 621.3

DOI: 10.17587/nmst.21.397-405

**Н. Д. Жуков**<sup>2</sup>, канд. физ.-мат. наук, директор, e-mail: ndzhukov@rambler.ru,  
**М. И. Шишкин**<sup>1</sup>, канд. физ.-мат. наук, ст. преподаватель, e-mail: shishkin1mikhail@gmail.com,  
**И. Т. Ягудин**<sup>2</sup>, инженер, e-mail: invoker9000@gmail.com,  
**А. А. Хазанов**<sup>2</sup>, вед. инженер, e-mail: alekhaz@yandex.ru,  
**М. В. Гавриков**<sup>1</sup>, аспирант, e-mail: maks.gavrikov.96@gmail.com,

<sup>1</sup> Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского, Саратов,

<sup>2</sup> ООО "Реф-Волга-Свет", Саратов

## МУЛЬТИЗЕРЕННЫЕ СТРУКТУРЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ НАНОЧАСТИЦ

Поступила в редакцию 22.02.2019

*Анализ вольт-амперных характеристик мультизеренных слоев на основе частиц полупроводников Si, GaAs, InAs и коллоидных квантовых точек PbS в вакууме позволил установить, что их поведение определялось механизмом туннелирования из приповерхностных электронных состояний частиц. При повышении температуры и снижении напряжения для Si механизм переноса электронов менялся на термоэмиссионный. Показано влияние излучения определенного спектрального диапазона на внутренний и внешний фотоэффекты в квантовых точках PbS.*

**Ключевые слова:** мультизеренная структура, полупроводниковые наночастицы, термоэмиссия, туннельная эмиссия, фотопроводимость

### Введение

Полупроводниковые наночастицы, включая квантоворазмерные (квантовые точки), и структуры на их основе являются разделом нанотехнологий и активно исследуются [1, 2]. Важной новой задачей технологии, исследований электрофизических свойств и применений полупроводниковых наночастиц является контролируемая сборка наночастиц в структурные ансамбли как функциональные элементы для создания устройств оптоэлектроники и фотовольтаики, которые будут обладать новыми свойствами за счет коллективных электронных эффектов [3]. Наиболее простым, но технологически перспективным направлением при этом является самоорганизация наночастиц на подложке в тонкопленочный слой [4]. Такие структуры можно назвать мультизеренными по аналогии с металлами [5]. Электрофизические и оптические свойства такой структуры зависят от материала, размеров и формы нанозерен-кристаллитов, плотности размещения и степени их соприкосновения, среды заполнения межзеренного пространства. Использование таких структур возможно в газовых и оптических сенсорах, приемниках и источ-

никах инфракрасного излучения, фотовольтаических преобразователях.

Мультизеренные слои (МЗС) представляют собой неупорядоченные структуры, среди которых наиболее изученными являются полупроводниковые поликристаллы. Многочисленные публикации в литературе по поликристаллическим материалам относятся к структурам плотной упаковки с практически нулевыми зазорами между кристаллитами-зернами. Для них используют физические модели рассеяния электронов на границах зерен для металлов и контактных явлений для полупроводников. Особый интерес представляют узкозонные полупроводники, для которых наиболее важными могут быть внутри- и межзеренные коллективные электронные эффекты [6, 7].

Спецификой рассматриваемых нами МЗС являются относительно большие зазоры между зернами, при которых электроны испытывают эмиссию из зерна в зазор и наоборот. Эти процессы исследованы нами на отдельных зернах с использованием метода сканирующей туннельной микроскопии [6, 8]. Детальный анализ вольт-амперных характеристик (ВАХ) позволил установить, что их поведе-

ние в МЗС на основе кремния Si, арсенида галлия GaAs, арсенида индия InAs и антимонида индия InSb определяется механизмом межзеренной туннельной эмиссии из приповерхностных электронных состояний субмикронных частиц [9, 10]. В таких структурах возможная фотопроводимость будет определяться влиянием света на процессы эмиссии электронов между зернами, среди которых могут быть фотоэмиссия, стимулируемые светом авто- и туннельная эмиссия с уровней электронных состояний приповерхностного слоя зерна. Подобные механизмы могут быть в лучшей мере исследованы на квантовых точках узкозонных полупроводников PbS, представляющих собой коллоидные наночастицы, в осажденных слоях которых межзеренный транспорт электронов можно оценить, в том числе, и в сравнении с МЗС упомянутых выше полупроводников.

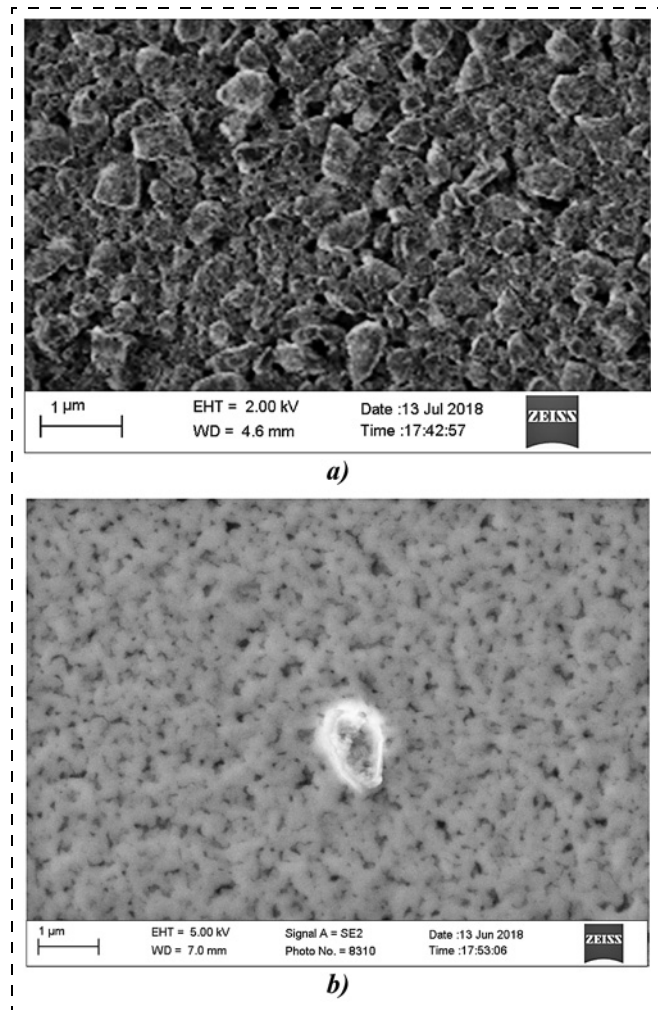
### Технология и методы исследования

В данной работе использованы слои на основе субмикронных частиц монокристаллических полупроводников Si, GaAs, InAs, полученные механическим измельчением на шаровой мельнице, и коллоидные квантовые точки (КТ) полупроводников PbS, синтезированные по методикам работы [11]. Размеры и структуру в мультимерном слое полупроводников Si, GaAs, InAs контролировали с помощью сканирующей электронной микроскопии, и, как видно из рис. 1, *a*, они содержали частицы с размерами преимущественно до 100 нм.

Осаждение на подложку коллоидных КТ PbS имеет специфику в связи с использованием относительно вязкого стабилизатора в суспензии толуола, препятствующего слипанию частиц, но ухудшающего при этом равномерность покрытия при нанесении. При измерении фотопроводимости для решения этой проблемы проводили многократное разбавление суспензии этиловым спиртом с последующим разделением центрифугированием перед осаждением (рис. 1, *б*).

Для измерения туннельных ВАХ толуол выпаривался при разогревании капли суспензии при температуре кипения, после чего оставшаяся сухая масса смешивалась с раствором арахидиновой кислоты в деионизованной воде и осаждалась на подложку, покрывая ИТО.

Ранее исследование механизма тока через МЗС проводили путем анализа ВАХ, измеряемых по методике, описанной в работе [9]. Вопрос об омических контактах к слою МЗС там решался путем исследования контактного сопротивления в структуре по собственным и литературным [12] данным. В данной работе в дополнение к работе [9] использован метод контактирования электронным лучом в вакуумном приборе. Образцы представляли собой структуру триод, анод-сетка-катод, на плоский



**Рис. 1. Изображения поверхности мультимерного слоя на основе частиц InAs, GaAs, Si (*a*) и PbS (*б*)**

*Fig. 1. Images of the surface of the multigrain layer on the basis of the particles of InAs, GaAs, Si (*a*) and PbS (*b*)*

анод которой наносили МЗС. В образце на единой подложке размещали все типы исследуемых материалов и тестовый элемент для контроля тест-ВАХ промежутка сетка — МЗС — электрод. Значения падения напряжения на тестовом элементе вычитали из значений напряжения на образце для каждого значения измеренного тока. Тем самым находились значения падения напряжения, собственно, на МЗС и, соответственно, строили ВАХ МЗС. При этом использование вакуумного метода позволяло исследовать температурные зависимости ВАХ, обеспечивая отсутствие влияния атмосферы на ВАХ.

Оптические и фотоэлектрические свойства исследовали на спектральном комплексе на базе монохроматора МДР-41 со сменными дифракционными решетками. Сканирование спектра проводилось со скоростью 70 нм/мин с шагом, зависящим от разрешения дифракционной решетки. Туннельные вольт-амперные характеристики измеряли с помощью сканирующего зондового микроскопа NanoEducator. Для подсветки были использованы



светодиоды видимого и ближнего инфракрасного диапазона с максимумами длин волн излучения при 530, 630, 850 и 1200 нм.

### Механизмы тока в мультислойных структурах

В МЗС проводимость определяется межзеренными процессами в линейной токовой цепочке [9, 13], среди которых возможны три механизма тока: омический через непосредственные контакты частиц, туннельный и термоэмиссионный. Омический механизм нами не рассматривается в связи с тем, что ВАХ исследуемых в работе структур во всех случаях резко нелинейны и, кроме того, оценки значений сопротивления контактов свидетельствуют не в пользу омических механизмов [9, 12, 13]. Туннельный и эмиссионный процессы характеризуются экспоненциальными зависимостями ВАХ, различаемых формулами, соответственно  $I \approx A \exp[-B/U]$  и  $I \approx A \exp[BU]$ . Кроме того, характерным для этих процессов является температурная зависимость  $B(T)$ : слабая для туннелирования и сильная для эмиссии.

Исследование ВАХ для образцов InAs и GaAs показало, что во всех случаях туннельный характер зависимости  $I \approx A \exp[-B/U]$  проявлялся с высокими значениями достоверности аппроксимации  $R^2 = 0,9913...0,9972$ . Напротив, для зависимостей типа  $I \approx A \exp[BU]$  значения  $R^2$  были на недостаточно высоком уровне —  $0,92...0,96$ .

На рис. 2 приведены ВАХ, измеренные при различных температурах. По ним установлено, что проявляется слабая зависимость параметра  $B$  от температуры  $T$ . Причем с повышением температуры для узкозонного InAs значения тока уменьшаются, а для относительно широкозонного GaAs увеличиваются. Это можно объяснить влиянием уровня концентрации электронов на параметры их туннелирования — подвижность (эффективную массу) и работу выхода. Для узкозонного InAs

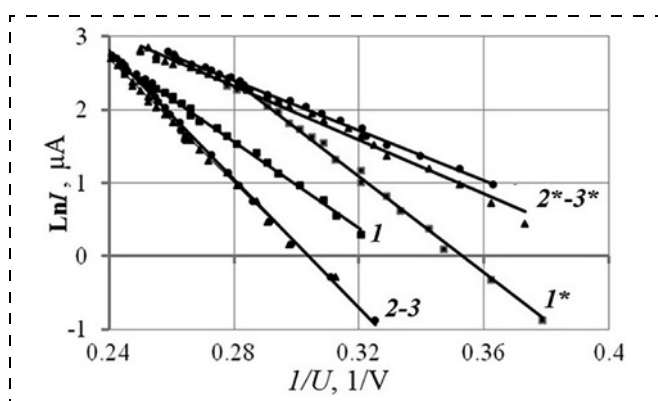


Рис. 2. ВАХ для образцов InAs (1, 2, 3) и GaAs (1\*, 2\*, 3\*) при различных температурах: 1, 1\* — 295 К; 2, 2\* — 333 К; 3, 3\* — 383 К

Fig. 2. VAC for the samples of InAs (1, 2, 3) and GaAs (1\*, 2\*, 3\*) at various temperatures: 1, 1\* — 295 K; 2, 2\* — 333 K; 3, 3\* — 383 K

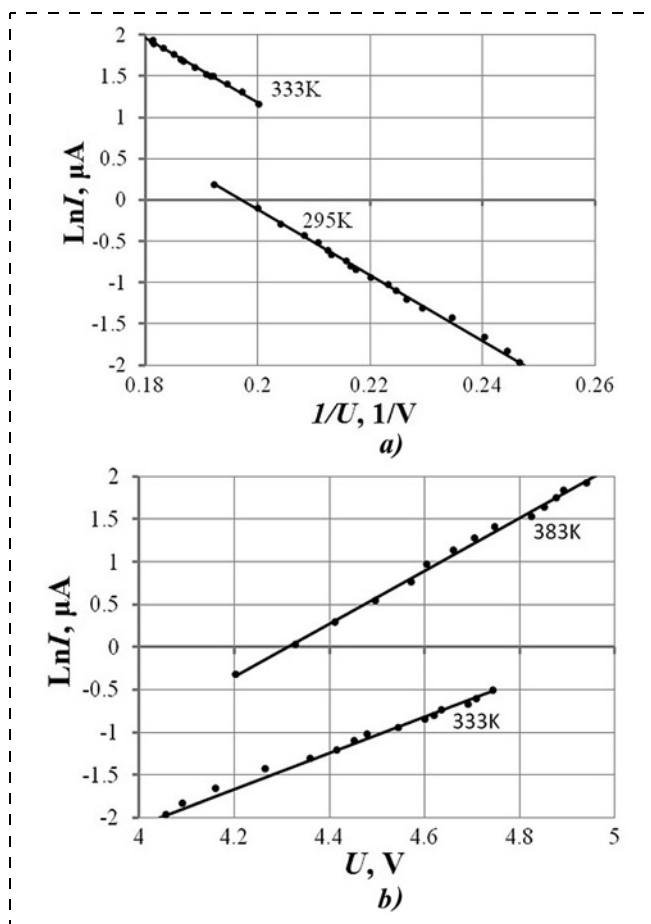


Рис. 3. ВАХ МЗС-Si при различных температурах в координатах, соответствующих туннельному (а) и термоэмиссионному (б) механизмам тока

Fig. 3. VAC of MGL-Si at various temperatures in the coordinates corresponding to the tunnel (a) and the thermoemission (b) mechanisms of the current

с увеличением температуры концентрация электронов проводимости возрастает, их подвижность уменьшается (эффективная масса растет), а работа выхода почти не изменяется [14]. Это приводит к уменьшению вероятности туннелирования и, соответственно, значений тока. Для GaAs с повышением температуры за счет заметного возрастания концентрации электронов проводимости и, соответственно, изменения положения уровня Ферми уменьшается работа выхода, что приводит к возрастанию значений тока. При этом изменения параметров ВАХ относительно невелики.

На рис. 3 приведены ВАХ МЗС-Si в координатах  $\ln I - 1/U$  (а) и  $\ln I - U$  (б). При значениях температуры 295 и 333 К для напряжения  $U > 5$  В ВАХ хорошо ( $R^2 > 0,995$ ) аппроксимировались зависимостью туннельного механизма, а при 333 К и  $U < 5$  В и при 383 К для всех  $U$  — зависимостью эмиссионного механизма.

В рассматриваемых случаях действуют конкурирующие процессы туннелирования и термоэмиссии: как и следовало ожидать, повышение темпе-

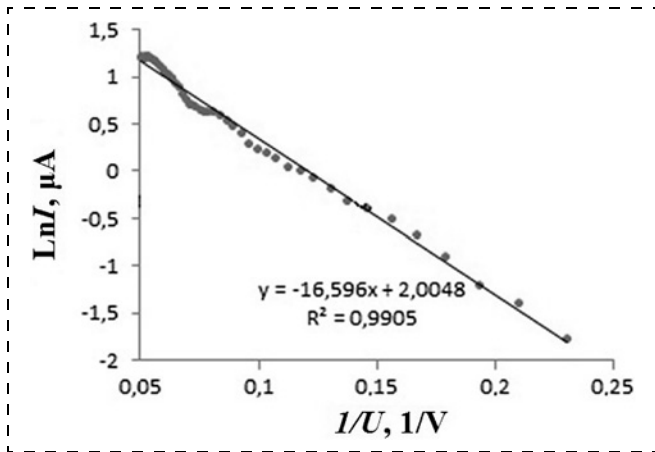


Рис. 4. ВАХ МЗС с квантовыми точками PbS  
Fig. 4. VAC MGL with the quantum dots of PbS

ратуры способствует термоэмиссии, а повышение напряжения — туннелированию (в случае, если приповерхностный слой частиц полупроводников  $n$ -типа проводимости обогащен электронами, а полярность напряжения — плюс на образце  $n$ -типа). Разница между вариантами полупроводников  $A^3B^5$  и кремнием в том, что подвижность электронов в первых почти в 10 раз выше и эффективная масса, соответственно, меньше. Это приводит к сильному увеличению вероятности туннелирования. Поэтому во всех случаях независимо от значений температуры и напряжения в InAs и GaAs надежно проявляется туннелирование с характерными свойствами ВАХ —  $\ln I \sim B/U$  и слабой температурной зависимостью  $B(T)$ . В кремнии же механизм туннелирования проявляется при больших значениях напряжения и относительно низких значениях температуры. В работе [9] установлено, что ВАХ слоев Si, GaAs, InAs и InSb подчиняются формуле:  $I/I_0 \sim \exp(-B_0ZN/U)$ , где  $B_0 \approx 3,5(m/m_0)^{1/2} \psi^{3/2}$ ;  $\psi$  [эВ] — значение барьера для электронов при эмиссии из наночастицы;  $m/m_0$  — эффективная масса электрона в полупроводнике;  $Z$  [нм] — среднее значение зазоров между частицами;  $N$  — среднее число проводящих зазоров между частицами вдоль линии тока (поперек слоя).

В работе в соответствии с данной формулой проанализированы ВАХ МЗС коллоидных КТ-PbS с размерами 2...5 нм (рис. 4). Для МЗС КТ-PbS хорошо выполняется аппроксимация по приведенной формуле во всем интервале измерения при значении  $B_0NZ \approx 17$  В (рис. 4, а). При этом, как показано в работе [9], для МЗС на ос-

нове частиц InSb, InAs, GaAs и Si значение  $B_0NZ$  составляло 125, 120, 75 и 60 соответственно.

Получение таких сравнительно небольших значений  $B_0NZ$  для случаев квантовых точек PbS может означать, что для них значения  $B_0 \approx 3,5(m/m_0)^{1/2} \psi^{3/2}$  весьма невелики, и если принять  $m/m_0 \approx 0,05...0,1$ , а  $NZ \approx 10$ , то значения  $\psi$  могут быть существенно ниже табличных значений работы выхода как объемного PbS, так и наночастиц того же полупроводника [15].

### Внутренний и внешний фотоэффекты в КТ PbS и слоях на их основе

Одним из наиболее важных свойств пленочных структур является внутренний фотоэффект — фотопроводимость. МЗС на основе наночастиц PbS имеют малый разброс отдельных зерен по размеру, и механизм фотопроводимости в таком слое обусловлен преимущественно изменением концентрации неравновесных носителей в отдельных частицах КТ [16], в то время как в МЗС на основе, например, порошков узкозонных полупроводников InAs или InSb с частицами, имеющими существенно больший разброс по размерам, проводимость в основном обусловлена увеличением энергии уже имеющихся свободных носителей под действием приложенного электрического поля и слабо меняется при освещении.

В нашей работе КТ PbS высаживали на стеклянную подложку с встречно-штыревыми алюминиевыми контактами, расстояние между которыми было 70 мкм. При включении в электрическую схему нанесенный слой КТ выступал в качестве фотосопротивления, при этом, как видно из рис. 5, а, спектр фототока такого слоя зависел от значений поданного напряжения (5 и 10 В). Образец имел фоточувствительность в диапазоне 500...1500 нм с выраженным максимумом при 1100 нм, что су-

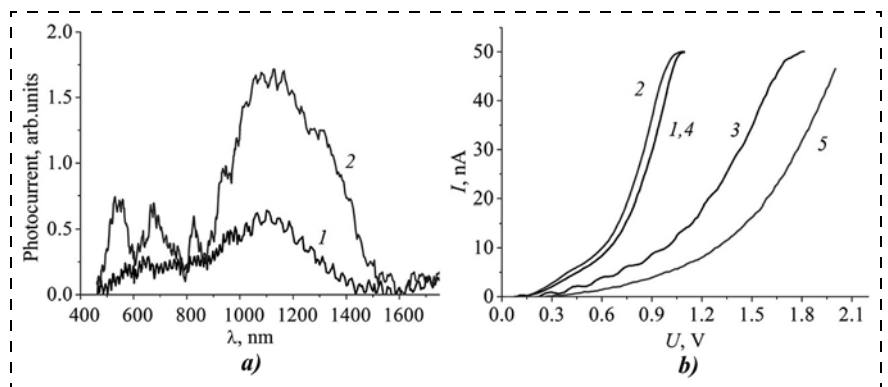


Рис. 5. Спектр фотопроводимости МЗС квантовых точек PbS при разных значениях приложенных напряжений — 5 В (1) и 10 В (2) (а) и туннельные ВАХ КТ PbS в темноте (1) и при воздействии излучения от светодиодов 530 (2), 630 (3), 850 (4) и 1200 нм (5) (б)

Fig. 5. Range of the photoconductivity of MGL of the quantum dots of PbS at different values of the applied voltages — 5 V (1) and 10 V (2) (a), and the tunnel VAC of QD of PbS in the dark (1) and under the influence of the radiation from the light-emitting diodes of 530 (2), 630 (3), 850 (4) and 1200 nm (5) (b)

шественно отличается от чувствительности традиционных фоторезисторов на основе поликристаллического PbS, где основная fotocувствительность наблюдается в диапазоне 1500...3000 нм [17]. При большем поданном напряжении были выражены максимумы фототока в коротковолновой части спектра при 550, 670 и 820 нм примерно одинаковой ширины. Эти максимумы не могут быть однозначно объяснены, хотя в работах, посвященных исследованию осажденных слоев на основе КТ PbS электрофизическими и оптическими методами, похожие максимумы в разном сочетании обнаруживались на спектрах поглощения [18] и внешнего квантового выхода солнечных элементов [19], что авторы этих работ связывали соответственно либо с электронной структурой КТ, либо с лигандами и растворителем. Последний фактор, на наш взгляд, являлся незначительным ввиду описанной выше технологии формирования слоя КТ PbS, сопровождаемой замещением в исходной суспензии толуола этиловым спиртом, который растворял лиганды и затем достаточно быстро испарялся.

Обнаруженные максимумы фотопроводимости обусловили соответствующий выбор светодиодов в качестве источников излучения для дальнейшего исследования фотоэффекта в КТ PbS с помощью сканирующего туннельного микроскопа (рис. 5, б). Влияние излучения светодиодов на отрицательную ветвь туннельной ВАХ, соответствующей эмиссии электронов из КТ PbS в зонд, продемонстрировало наибольшее влияние на образец подсветки светодиодом, соответствующим, как и следовало ожидать, по длине волны наибольшему из максимумов фотопроводимости — 1200 нм. Обращает на себя внимание также существенное влияние на эмиссию электронов излучения красного светодиода, слабое влияние зеленого и отсутствие влияния светодиода с длиной волны максимума излучения 850 нм.

## Заключение

Анализ ВАХ позволил установить, что их поведение при напряжениях  $U < 5$  В для InAs, GaAs при температурах 295, 333 и 383 К и для Si при температуре 333 К и напряжении  $U > 5$  В, а также при температуре 295 К для всего интервала измерения напряжений определяется механизмом межзеренной туннельной эмиссии из приповерхностных электронных состояний частиц, а для Si при  $T = 333$  К и напряжениях  $U < 5$  В и при  $T = 383$  К для всего интервала измерения напряжений — термоэмиссионным процессом. В рассмотренных МЗС на основе осажденных из суспензий коллоидных КТ PbS хорошо выполняется модельная аппроксимация туннельным механизмом. В спектре фотопроводимости на КТ PbS обнаружены максимумы фотопроводимости 550, 670, 820 и 1100 нм. При из-

мерении туннельных ВАХ КТ PbS на сканирующем зондовом микроскопе наблюдалось соответствующее спектру фотопроводимости изменение туннельного тока при освещении светодиодами, имеющими максимум излучения на указанных длинах волн.

*Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках проекта 18-37-00085 мол\_а.*

## Список литературы

1. Weller H., Eychemüller A. Preparation and characterization of semiconductor nanoparticles // *Studies in Surface Science and Catalysis*. 1997. Vol. 103. P. 5–22.
2. Бричкин С. Б., Разумов В. Ф. Коллоидные квантовые точки: синтез, свойства и применение // *Успехи химии*. 2016. Т. 85, № 12. С. 1297–1312.
3. Васильев Р. Б., Лазарева Е. П., Путилин Ф. Н. и др. Квазидвумерные полупроводниковые наночастицы и ансамбли на их основе: синтез, оптические и электрофизические свойства // Отчет по гранту РФФИ 13-03-00760/13. Номер ЦИТИС: 01201355994. Интернет-ресурс <https://istina.msu.ru/projects/5348321/>.
4. Адрианов В. Е., Маслов В. Г., Баранов А. В. и др. Спектральное исследование самоорганизации квантовых точек при испарении коллоидных растворов // *Оптический журнал*. 2011. Т. 78, № 11. С. 11–19.
5. Овчаренко В. Е., Боянгин Е. Н., Мышляев М. М. и др. Формирование мультимерной структуры и ее влияние на прочность и пластичность интерметаллического соединения Ni<sub>3</sub>Al // *ФТТ*. 2015. Т. 57. В. 7. С. 1270–1276.
6. Жуков Н. Д., Глуховской Е. Г., Мосияш Д. С. Локальная эмиссионная спектроскопия микрозерен поверхности полупроводников A<sub>3</sub>B<sub>5</sub> // *ФТП*. 2016. Т. 50, № 7. С. 911–917.
7. Жуков Н. Д., Шишкин М. И., Роках А. Г. Плазменное отражение в мультимерном слое узкозонных полупроводников // *Письма в ЖТФ*. 2018. Т. 44, № 8. С. 102–110.
8. Жуков Н. Д., Кабанов В. Ф., Михайлов А. И. и др. Особенности свойств полупроводников A<sup>III</sup>B<sup>V</sup> в мультимерной наноструктуре // *ФТП*. 2018. Т. 52, № 1. С. 83–88.
9. Жуков Н. Д., Мосияш Д. С., Синева И. В. и др. Механизмы тока в слоях электроосажденных субмикронных полупроводниковых частиц // *Письма в ЖТФ*. 2017. Т. 43, № 24. С. 72–79.
10. Синева И. В., Тимошенко Д. А., Жуков Н. Д., Севостьянов В. П. Свойства механически диспергированных до наноразмерного состояния монокристаллов полупроводников A<sub>3</sub>B<sub>5</sub> // *Нано- и микросистемная техника*. 2018. Т. 20. № 8. С. 475–480. DOI: 10.17587/nmst.20.475-480
11. Zhen H., Guangmei Z., Zhiming Z., Changwang Z., Yong X., Linyuan L., Xiaoming Fu, Daoli Z., Jianbing Z. Low cost and large scale synthesis of PbS quantum dots with hybrid surface passivation // *CrystEngComm*. 2017. Vol. 19. P. 946–951.
12. Бланк Т. В., Гольдберг Ю. А. Механизмы протекания тока в омических контактах металл-полупроводник. Обзор. // *ФТП*. 2007. Т. 41, № 11. С. 1281–1308.
13. Винников А. Я. Теория электропроводности неупорядоченных поликристаллических полупроводников с межгранульными барьерами. Дис. канд. физ.-мат. наук. ГОИ, Ленинград, 1983. 154 с. URL: <http://sinp.com.ua/work/1001894/Teoriya-elektroprovodnosti-neuporyadochennykh-polykristallicheskiy>.
14. Маделунг О. Физика полупроводниковых соединений элементов III и V групп. М.: Мир, 1967. 477 с.
15. Kulis P., Butikova J., Polyakov B., Marcins G., Pervecka J., Pudzs K., Tale I. Work function of colloidal semiconducting nanocrystals measured by Kelvin probe // *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*. 2012. Vol. 38. P. 012048.



16. **Konstantatos G., Sargent E. H.** PbS colloidal quantum dot photoconductive photodetectors: Transport, traps, and gain // *Appl. Phys. Lett.* 2007. Vol. 91. P. 173505.

17. **Мухамедьяров Р. Д., Мирошникова И. Н.** Фотодетекторы диапазона 0,2–3,8 мкм на основе сверхчистых пленок сульфида свинца PbS и CdPbS // Сб. докладов конгресса "Урал Фотодетекторы", Екатеринбург, 2017. С. 1–6.

18. **Konstantatos G., Sargent E. H.** Solution-processed quantum dot photodetectors // *Proc. of the IEEE.* 2009. Vol. 97, N. 10. P. 1666–1683.

19. **Rongfang Wu, Yuehua Yang, Miaozi Li, Donghuan Qin, Yangdong Zhang, Lintao Hou.** Solvent engineering for high-performance PbS quantum dots solar cells // *Nanomaterials.* 2017. Vol. 7. P. 201.

**N. D. Zhukov**<sup>1</sup>, Ph. D., Director, ndzhukov@rambler.ru,

**M. I. Shishkin**<sup>2</sup>, Ph. D., Senior Teacher, shishkin1mikhail@gmail.com,

**I. T. Yagudin**<sup>1</sup>, Engineer, invoker9000@gmail.com, **A. A. Khazanov**<sup>1</sup>, Lead Engineer, alekhaz@yandex.ru,

**M. V. Gavrikov**<sup>2</sup>, Postgraduate Student, maks.gavrikov.96@gmail.com

<sup>1</sup> OOO NPP "Ref-Volga-Svet", Saratov, Russian Federation,

<sup>2</sup> Saratov State University, Saratov, Russian Federation,

*Corresponding author:*

**Shishkin Mikhail I.**, Ph. D., Senior Teacher, Saratov State University, Saratov, 410012, Russian Federation, shishkin1mikhail@gmail.com

## Multigrain Structures of the Semiconductor Nanoparticles

Received on February 22, 2019

Accepted on March 18, 2019

*The article is devoted to studying of current mechanism in the layers obtained by sedimentation of suspensions on the basis of various semiconductors containing submicronic particles. The goal of this research consisted in definition of prevailing mechanisms of electron transport between the semiconductor particles having different work functions (it characterizes mainly the thermoemission mechanism of electron transport) and voltage drop magnitude on a potential barrier between the particles (it corresponds to the tunnel mechanism). Thus owing to fabrication features of particles the electron densities in InAs and GaAs semiconductor grains responsible for voltage drop magnitude on them was considered to be equal to those of initial monocrystals of these semiconductors before milling and the electron density in PbS colloidal quantum dots was unknown. Problem of our examination was to estimate applicability of the formulas describing exponential dependences of current-voltage characteristics in fabricated layers, and also to analyze influence of determined light on electron emission in colloidal quantum dots layers because of more sensitivity of these layers to radiation.*

*The analysis of current-voltage characteristics allowed to establish that their behavior for layers from InAs, GaAs, Si, and also PbS colloidal quantum dots is defined by the tunneling mechanism from surface electronic states of particles. At temperature rising and voltage increasing the current-voltage mechanism for Si changes to the thermoemission. Maximums of photoconductivity at 550, 670, 820, 1100 nm were found out in PbS quantum dots layers. Change of a tunnel current at illumination by the light-emitting diodes corresponding to maximums of photoconductivity of PbS quantum dots layers was observed by means of the scanning probe microscope.*

*It follows from the research that the temperature effect on the mechanism of electron emission between grains in layers on the basis of Si particles more than in layers on the basis of InAs and GaAs particles fabricated by the similar method. Short-wave narrow maximums on a photoconductivity spectrum of PbS quantum dots layers can argue in favor of direct tunneling of electrons between particles through energy levels on which they are excited by radiation with corresponding photon energy, the same levels can be responsible for a photoemission of electrons from separate quantum dots.*

**Keywords:** multigrain structure, semiconductor nanoparticles, thermoemission, tunneling emission, photoconductivity

*For citation:* Zhukov N. D., Shishkin M. I., Yagudin I. T., Khazanov A. A., Gavrikov M. V. Multigrain Structures of the Semiconductor Nanoparticles, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 7. pp. 397–405.

DOI: 10.17587/nmst.21.397-405

### Introduction

Semiconductor nanoparticles, including the quantum-dimensional ones (the quantum dots) and the structures on their basis are a section of the nanotechnologies, which are now being actively investigated [1, 2]. An important task of the technology, research of the electrophysical properties and applications of the semiconductor nanoparticles is a controlled assembly of the nanoparticles into the structural ensembles as the functional elements for creation of the devices of optoelectronics and photovoltaics, which will obtain new properties due to the collective electronic effects [3].

The simplest, but technologically promising direction, is a self-organization of the nanoparticles in a thin-film layer on a substrate [4]. By analogy with metals such structures can be dubbed as multigrain ones [5]. The electrophysical and optical properties of such structures depend on the material, dimensions and form of the nanograin-crystallites, the density of their placement, extent of their contact, and the environment of filling of the intergrain space. Use of such structures is possible in the gas and optical sensors, receivers and sources of infrared radiation, and in the photovoltaic converters.

The multigrain layers (MGL) are disordered structures, the most studied among which are the semicon-

ductor polycrystals. Numerous publications in literature on the polycrystalline materials concern the dense packing structures with practically zero gaps between the crystallites-grains. For them the physical models of scattering of the electrons on the borders of grains for the metals and the contact phenomena for the semiconductors are used. Of special interest are the narrow band semiconductors, for which the most important can be the intra- and intergrain collective electronic effects [6, 7].

The specific features of MGL considered by us are rather big gaps between the grains, at which the electrons experience emission from a grain into a gap and vice versa. These processes were investigated by us on separate grains with the use of the method of the scanning tunnel microscopy [6, 8]. A detailed analysis of the volt-ampere characteristics (VAC) allowed us to discover that their behavior in MGL on the basis of silicon (Si), gallium arsenide (GaAs), indium arsenide (InAs) and indium antimonite (InSb) is determined by the mechanism of the intergrain tunnel emission from the near-surface electron states of the submicronic particles [9, 10]. In such structures a possible photoconductivity will be defined by the influence of light on the processes of emission of the electrons between the grains, among which there can be a photoemission, encouraged by light, auto- and tunnel emissions from the levels of the electron states of the near-surface layer of the grain. Such mechanisms can be better investigated in the quantum dots of the narrow-band PbS semiconductors, the colloidal nanoparticles, in the deposited layers of which the intergrain transport of the electrons can be estimated, including in comparison with MGL of the semiconductors mentioned above.

### Technology and the research methods

In this work the layers on the basis of the submicronic particles of the single-crystal semiconductors of Si, GaAs, InAs were used, received by a mechanical crushing on a spherical mill, and the colloidal quantum dots (QD) of PbS semiconductors synthesized by the methods of the work [11]. The sizes and the structure in the multigrain layer of Si, GaAs, InAs semiconductors were controlled by means of the scanning electron microscopy and, as is visible from fig. 1, they contained particles with the sizes mainly up to 100 nm.

Deposition of colloidal QD PbS on a substrate has its specific features due to the use of a rather viscous stabilizer in the suspension of the toluene preventing the adhesion of the particles, but, at the same time, worsening the uniformity of the covering in the process of deposition. During the measurement of the photoconductivity for solving of this problem a repeated dilution of the suspension by the ethyl alcohol with the subsequent separation by centrifugation before the deposition, was carried out (fig. 1, b).

For measurement of the tunnel VAC the toluene was evaporated by warming up of a drop of the suspen-

sion at the boiling temperature, and then the remained dry mass was mixed up with a solution of arachic acid in the deionized water and deposited on the substrate covered with ITO.

Earlier, the research of the current mechanism was conducted through MGL by analysis of VAC, measured by the technique described in the work [9]. The question of the ohmic contacts to the MGL layer was solved there by the research of the contact resistance in the structure according to the own and literary [12] data. In this work in addition to the work [9] the contact method by an electronic beam in a vacuum device was used. Samples represented a triode anode-grid-cathode structure, on the flat anode of which MGL was deposited. In the sample on a uniform substrate all the types of the studied materials and the test element for the control test of VAC of the grid — MGL-electrode interval, were placed. The values of the power failure on the test element were subtracted from the values of the voltage on the sample for each value of the measured current. Thus, the values of the power failure, actually, on MGL and, respectively, VAC-MGL, were found. At the same time the use of the vacuum method allowed us to investigate the temperature dependences of VAC, ensuring absence of influence of the atmosphere on VAC.

The optical and photo-electric properties were investigated on a spectral complex on the basis of MDR-41 monochromator with the replaceable diffraction lattices. Scanning of the range was carried out with a speed of 70 nm/min. and with a step depending on the resolution of the diffraction lattice. The tunnel volt-ampere characteristics were measured by means of NanoEducator scanning probe microscope. For illumination the light-emitting diodes of the visible and near infrared range with the maxima of the wavelengths of radiation at 530, 630, 850 and 1200 nm were used.

### Current mechanisms in the multigrain layers

In MGL the conductivity is defined by the intergrain processes in a linear current chain [9, 13], among which three mechanisms of current are possible: the ohmic through the direct contacts of the particles, the tunnel and the thermoemission ones. We do not consider the ohmic mechanism, because VAC of the structures investigated in the work in all cases are sharply not linear, and, besides, estimates of the values of the contacts' resistance testify not in favor of the ohmic mechanisms [9, 12, 13]. The tunnel and the emission processes are characterized by the exponential dependences of VAC, distinguished by formulas  $I \approx A \exp[-B/U]$  and  $I \approx A \exp[BU]$ , respectively. Besides, the temperature dependence of  $B(T)$  is characteristic of these processes: a weak one for the tunneling and a strong one for the emission.

The research of VAC for samples of InAs and GaAs demonstrated that in all the cases the tunnel nature of the dependence of  $I \approx A \exp[-B/U]$  was with high val-

ues of reliability of approximation  $R^2 \approx 0.9913...0.9972$ . On the contrary, for the dependences like  $I \approx A \exp[BU]$  the values of  $R^2$  were at an insufficiently high level — 0.92...0.96.

Fig. 2 presents VAC measured at various temperatures. By them it was established that there was a weak dependence of parameter  $B$  on temperature  $T$ . At that, with a temperature increase for the narrow-band InAs the value of the current decreased, and for the rather wide-band GaAs it increased. This can be explained by the influence of the level of concentration of the electrons on the parameters of their tunneling — mobility (effective mass) and the work function. For the narrow-band InAs with an increase of the temperature the concentration of the electrons of conductivity increases, their mobility decreases (the effective mass grows), and the work function practically does not change [14]. This leads to a reduction of the probability of tunneling and, respectively, the values of the current. For GaAs with a temperature increase due to a noticeable increase of the concentration of the electrons of conductivity and, respectively, variation of the Fermi level, the work function decreases, which leads to an increase of the values of the current. At that, the changes in the VAC parameters are relatively small.

Fig. 3 presents VAC of MGL-Si in  $\ln I - 1/U$  ( $a$ ) and  $\ln I - U$  ( $\epsilon$ ) coordinates. At the values of temperature of 295 and 333 K for  $U > 5$  V voltage VAC were approximated well ( $R^2 > 0.995$ ) by the dependence of the tunnel mechanism, while for 333 K at  $U < 5$  V and for 383 K at all  $U$  — by the dependence of the emission mechanism.

In the considered cases the competing processes of tunneling and thermoemission operate: as it could be expected, the temperature increase promotes the thermoemission, while increase of voltage encourages tunneling (in case, if the near-surface layer of the particles of semiconductors of  $n$ -type of conductivity is enriched with electrons, and the voltage polarity is plus on the  $n$ -type sample). The difference between the versions of  $A^3 B^5$  semiconductors and silicon is that the mobility of the electrons in the former is nearly 10 times higher, and the effective mass is, respectively, less. This leads to a strong increase of the probability of tunneling. Therefore, in all the cases, irrespective of the values of the temperature and the voltage in InAs and GaAs, the tunneling with characteristic VAC properties —  $\ln I - B/U$  and weak temperature dependence of  $B(T)$  is demonstrated reliably. In the silicon the mechanism of tunneling is shown at bigger values of the voltage and of the rather low values of temperature. In the work [9] it was discovered that VAC of the layers of Si, GaAs, InAs and InSb submit to the following formula:  $I/I_0 \approx \exp(-B_0 Z N / U)$ , where  $B_0 \approx 3.5(m/m_0)^{1/2} \psi^{3/2}$ ; where  $\psi$  [eV] — value of the barrier to the electrons during emission from a nanoparticle;  $m/m_0$  — effective mass of an electron in the semiconductor;  $Z$  [nm] — av-

erage value of the gaps between the particles;  $N$  — average number of the conducting gaps between the particles along the line of the current (across the layer).

In the work according to this formula VAC of MGL of the colloidal QD-PbS with the sizes of 2...5 nm (fig. 4) are analyzed. For MGL of QD-PbS an approximation in accordance with the given formula is carried out well in all the measurement interval at the value of  $B_0 N Z \approx 17$  V (fig. 4,  $a$ ). At the same time, as is shown in the work [9], for MGL on the basis of particles of InSb, InAs, GaAs and Si the values of  $B_0 N Z$  were 125, 120, 75 and 60 respectively.

Obtaining of such relatively small values of  $B_0 N Z$  for the cases of the quantum dots of PbS can mean that for them the values of  $B_0 \approx 3.5(m/m_0)^{1/2} \psi^{3/2}$  are very small and if we assume  $m/m_0 \approx 0.05...0.1$ , and  $N Z \approx 10$ , then the values of  $\psi$  can be significantly lower than the tabular values of the work function of both volume PbS, and nanoparticles of the same semiconductor [15].

### Internal and external photoeffects in QD of PbS and the layers on their basis

One of the most important properties of the film structures is the internal photoeffect — photoconductivity. MGL on the basis of PbS nanoparticles have a small dispersion of separate grains by sizes, and the photoconductivity mechanism in such a layer is determined mainly by the variation of the concentration of the nonequilibrium carriers in separate QD particles [16], while in MGL on the basis of, for example, powders of the narrow-band InAs or InSb semiconductors with the particles of significantly bigger dispersion by sizes, the conductivity is mainly caused by an increase of the energy of the already available free carriers under the influence of the applied electric field, and it changes only insignificantly when lighted.

In our work QD of PbS were planted on a glass substrate with an interdigital aluminum contacts, the distance between which was 70  $\mu\text{m}$ . When it was connected to an electric circuit, the deposited layer of QD acted as photoresistance, at that, as it is apparent from fig. 5, the range of the photocurrent of such a layer depended on the values of the supplied voltages (5 and 10 V). The sample had its photosensitivity within the range of 500...1500 nm with the expressed maximum at 1100 nm, which differed significantly from the sensitivity of the traditional photoresistors on the basis of the polycrystalline PbS, in which the main photosensitivity was observed within the range of 1500...3000 nm [17]. At the higher supplied voltages, the photocurrent maxima were expressed in the short-wave part of the range at 550, 670 and 820 nm of approximately identical width. These maxima cannot be unambiguously explained, although in the works devoted to the research of the deposited layers on the basis of QD of PbS by the electrophysical and optical methods, similar maxima in different combinations were found in the



ranges of absorption [18] and of the external quantum output of the solar elements [19], which the authors of these works connected, respectively, with the electron structure of QD, or with the ligands and the solvent. The latter factor, in our opinion, was insignificant in view of the technology for formation of QD of PbS layer accompanied with replacement in the initial suspension of toluene with ethyl alcohol, which dissolved the ligands described above and then evaporated rather quickly.

The discovered maxima of the photoconductivity caused the corresponding selection of the light-emitting diodes as the radiation sources for the further research of the photoeffect in QD of PbS by means of a scanning tunnel microscope (fig. 5, *b*). The influence of the radiation of the light-emitting diodes on the negative branch of the tunnel VAC, corresponding to the emission of the electrons from QD of PbS into the probe, demonstrated the greatest influence of the illumination of the sample by the light-emitting diode corresponding, as it could be expected, by the wavelength to the greatest of the photoconductivity maxima — 1200 nm. Also attracts attention a significant effect on the emission of the electrons of the radiation of the red light-emitting diode, a weak influence of the green one and absence of influence of the light-emitting diode with the wavelength of the maximum of the radiation of 850 nm.

## Conclusion

The analysis of VAC allowed us to establish that their behavior at the voltages  $U < 5$  V for InAs, GaAs at temperatures of 295, 333 and 383 K and for Si at the temperature of 333 K for  $U > 5$  V and also at the temperature of 295 K for all the interval of measurement of the voltages was defined by the mechanism of the intergrain tunnel emission from the near-surface electron states of the particles, and for Si at  $T = 333$  K and voltages  $U < 5$  V and  $T = 383$  K for all the interval of the measurement of voltages — by the thermoemission process. In the considered MGL on the basis of the colloidal QD of PbS deposited from the suspensions, the model approximation by the tunnel mechanism was carried out well. In the photoconductivity range on QD of PbS the maxima of the photoconductivity of 550, 670, 820 and 1100 nm were found. During the measurement of the tunnel VAC of QD of PbS on the scanning probe microscope a change was observed in the tunnel current corresponding to the photoconductivity range, when illuminated by the light-emitting diodes having the maximal radiation on the specified wavelengths.

*The research was implemented with the financial support of RFFI within the project of 18-37-00085 mol\_a.*

## References

1. **Weller H., Eyckmüller A.** Preparation and characterization of semiconductor nanoparticles, *Studies in Surface Science and Catalysis*, 1997, vol. 103, pp. 5—22.

2. **Brichkin S. B., Razumov V. F.** Kolloidnye kvantovye tochki: sintez, svoystva i primeneniye, *Uspehi himii*, 2016, vol. 85, no. 12, pp. 1297—1312 (in Russian).

3. **Vasilyev R. B., Lazareva E. P., Putilin F. N., Ryabova L. I., Sokolikova M. S., Shlenskaya N. N.** Kvazidvumernye poluprovodnikovye nanochastizy I ansambli na ikh osnove: sintez, opticheskie i elektrovizicheskie svoystva, *Otchet po grantu RFFI 13-03-00760/13. № 01201355994*, <https://istina.msu.ru/projects/5348321/>. (in Russian)

4. **Adrianov V. E., Maslov V. G., Baranov A. V., Fedorov A. V., Artem'ev M. V.** Spectral study of the self-organization of quantum dots during the evaporation of colloidal solutions, *Journal of Optical Technology*, 2011, vol. 78, no. 11, pp. 699—705.

5. **Ovcharenko V. E., Boyangin E. N., Ivanov K. V., Myshlyaev M. M., Ivanov Y. F.** Formation of a multigrain structure and its influence on the strength and plasticity of the Ni3Al intermetallic compound, *Physics of the Solid State*, 2015, vol. 57, no. 7, pp. 1293—1299.

6. **Zhukov N. D., Gluhovskoy E. G., Mosiyash D. S.** Local emission spectroscopy of surface micrograins in AlIBV semiconductors, *Semiconductors*, 2016, vol. 50, no. 7, pp. 894—900.

7. **Zhukov N. D., Shishkin M. I., Rokakh A. G.** Plasma reflection in multigrain layers of narrow-bandgap semiconductors, *Technical Physics Letters*, 2018, vol. 44, no. 4, pp. 362—365.

8. **Kabanov V. F., Mihaylov A. I., Pereverzev Y. E., Shishkin M. I., Zhukov N. D., Mosiyash D. S., Hazanov A. A.** Peculiarities of the properties of iii—v semiconductors in a multigrain structure, *Semiconductors*, 2018, vol. 52, no. 1, pp. 78—83.

9. **Zhukov N. D., Mosiyash D. S., Sinev I. V., Hazanov A. A., Smirnov A. V., Lapshin I. V.** Mechanisms of current transfer in electrodeposited layers of submicron semiconductor particles, *Technical Physics Letters*, 2017, vol. 43, no. 12, pp. 1124—1127 (in Russian).

10. **Sinev I. V., Timoshenko D. A., Zhukov N. D., Sevostyanov V. P.** Properties of mechanically dispersed nano-sized single crystals of III—V semiconductors, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2018, vol. 20, no. 8, pp. 475—480. DOI: 10.17587/nmst.20.475-480 (in Russian).

11. **Zhen H., Guangmei Z., Zhiming Z., Changwang Z., Yong X., Linyuan L., Xiaoming Fu, Daoli Z., Jianbing Z.** Low cost and large scale synthesis of PbS quantum dots with hybrid surface passivation, *CrystEngComm*, 2017, vol. 19, pp. 946—951.

12. **Blank T. V., Gol'dberg Yu. A.** Mechanisms of current flow in metal-semiconductor ohmic contacts, *Semiconductors*, 2007, vol. 41, no. 11, pp. 1263—1292.

13. **Vinnikov A. Ya.** Teoriya elektroprovodnosti neuporyadchennykh polikrystallicheskiykh poluprovodnikov s mezhranul'nymi bar'erami: Diss. kand. fiz.-mat. nauk. GOI, Leningrad, 1983. 154 p. (in Russian)

14. **Madelung O.** Fizika poluprovodnikovyx soedineniy elementov III i V grupp. Moscow, Mir, 1967, 477 p. (in Russian).

15. **Kulis P., Butikova J., Polyakov B., Marcins G., Perve-necka J., Pudzs K., Tale I.** Work function of colloidal semiconducting nanocrystals measured by Kelvin probe, *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*, 2012, vol. 38, pp. 012048.

16. **Konstantatos G., Sargent Ed. H.** PbS colloidal quantum dot photoconductive photodetectors: Transport, traps, and gain, *Appl. Phys. Lett.*, 2007, vol. 91, pp. 173505.

17. **Mukhamedyarov R. D., Miroshnikova I. N.** Fotodetektoriy diapazona 0.2—3.8  $\mu\text{m}$  na osnove sverkhchistykh plenok sulfida svintsa PbS i CdPbS, *V sbornike dokladov kongressa "Ural Foto-detektoriy"*, Ekaterinburg, 2017, pp. 1—6 (in Russian).

18. **Konstantatos G., Sargent E. H.** Solution-processed quantum dot photodetectors, *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 10, pp. 1666—1683.

19. **Rongfang Wu, Yuehua Yang, Miaozi Li, Donghuan Qin, Yangdong Zhang and Lintao Hou.** Solvent engineering for high-performance PbS quantum dots solar cells, *Nanomaterials*, 2017, vol. 7, pp. 201.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ И КОНСТРУИРОВАНИЕ МНСТ MODELLING AND DESIGNING OF MNST

УДК 621.318.51, 621.3.049.7

DOI: 10.17587/nmst.21.406-415

**И. Е. Лысенко**, д-р техн. наук, доц., зав. каф. конструирования электронных средств, [ielysenko@sfedu.ru](mailto:ielysenko@sfedu.ru),  
**А. В. Ткаченко**, аспирант, [msqk@mail.ru](mailto:msqk@mail.ru)

Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения,  
ФГАОУ ВО "Южный Федеральный Университет", Таганрог, 347922

## АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ВРЕМЕНИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО МЭМС-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ С ЕМКОСТНЫМ ПРИНЦИПОМ КОММУТАЦИИ В КОНФИГУРАЦИИ С КОПЛАНАРНОЙ ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ

Поступила в редакцию 09.01.2019

*На основе одномерной модели движения с применением энергетического подхода проведен аналитический расчет времени переключения и исследована динамика работы разработанной конструкции интегрального электростатического микроэлектромеханического переключателя с емкостным принципом коммутации в конфигурации с копланарной линией передачи. Подвижным электродом переключателя является трехслойная металлическая мембрана с перфорацией, закрепленная на опорных элементах с помощью упругих элементов подвеса, выполненных в виде меандра, что позволяет достичь низких управляющих напряжений и высокой скорости переключения.*

**Ключевые слова:** микроэлектромеханические системы, переключатель, электростатический механизм активации, емкостной принцип коммутации, одномерная модель движения, динамика работы, время переключения

### Введение

Микроэлектромеханические переключатели являются одними из главных устройств радиочастотных микроэлектромеханических систем (РЧ МЭМС) и представляют собой подвижные микро-системы, переходящие из включенного состояния в выключенное путем перемещения металлического кантилевера в случае резистивного принципа коммутации или же металлической мембраны, что присуще емкостному принципу коммутации.

Механическое движение подвижных частей достигается путем электромагнитного [1], магнито-статического [2], электростатического [3], термо-электрического [4], пьезоэлектрического [5] механизма активации.

Наибольшее распространение получили электростатические МЭМС-переключатели с емкостным принципом коммутации, характеризующиеся малой собственной потребляемой мощностью (несколько милливатт), малыми размерами электро-

дов и высокой скоростью переключения по сравнению с другими механизмами активации [6]. Кроме того, на технологическом уровне электростатический механизм активации не требует осаждения специфических материалов, например с пьезоэлектрическими или ферромагнитными свойствами, что позволяет упростить технологию изготовления, снизить массогабаритные характеристики и стоимость готовых устройств.

В настоящее время в связи с переходом на 5G-поколение мобильной связи и присущим ему большим числом частотных диапазонов растет спрос на реконфигурируемые устройства радиосвязи [7].

### Постановка задачи

Недорогие МЭМС-переключатели с копланарной линией передачи, интегрированные в РЧ схему управления, характеризующиеся низкими управляющими напряжениями и высокой скоростью

переключения, являются главными кандидатами на замену электромеханических и традиционных полупроводниковых переключателей на основе GaAs PIN-диодов и полевых транзисторов, благодаря низким вносимым потерям, высокой изоляции в замкнутом состоянии, низкой потребляемой мощности и высокой линейности даже на высоких частотах [8]. Однако зачастую сложно согласовать оба требования, поскольку для электростатических МЭМС-переключателей малое значение управляющего напряжения влечет за собой увеличение времени переключения, что является одной из основных проблем, ограничивающих применение МЭМС-переключателей в устройствах радиосвязи [9].

Данное исследование посвящено численному анализу динамических характеристик разработанной конструкции интегрального электростатического МЭМС-переключателя с емкостным принципом коммутации на основе одномерной модели с использованием энергетического подхода, что имеет важное значение при проектировании такого типа переключателей.

### Конструкция интегрального МЭМС-переключателя

Разработанная конструкция интегрального электростатического МЭМС-переключателя с ем-

костным принципом коммутации представлена на рис. 1.

Переключатель работает как переменный управляющий конденсатор с двумя составляющими емкости, зависящими от положения подвижного электрода. В нейтральном положении емкость между подвижным электродом и линией передачи невелика и сигнал беспрепятственно поступает на выход линии передачи. При подаче разности потенциалов между подвижным и неподвижным нижним электродами происходит перераспределение зарядов, что приводит к появлению между пластинами электростатических сил, не зависящих от полярности приложенного напряжения. Эти силы заставляют подвижный электрод опускаться на неподвижный нижний, и поскольку пластина изгибается, то в ней возникают силы упругости, стремящиеся вернуть ее в исходное состояние. Когда приложенная разность потенциалов достигает определенного порогового значения, силы упругости перестают уравнивать электростатические силы, и подвижный электрод резко падает на неподвижный нижний. В нижнем положении подвижного электрода емкость между ним и линией передачи резко возрастает, и сигнал, поступающий на ее вход, шунтируется на заземляющие линии копланарного волновода.

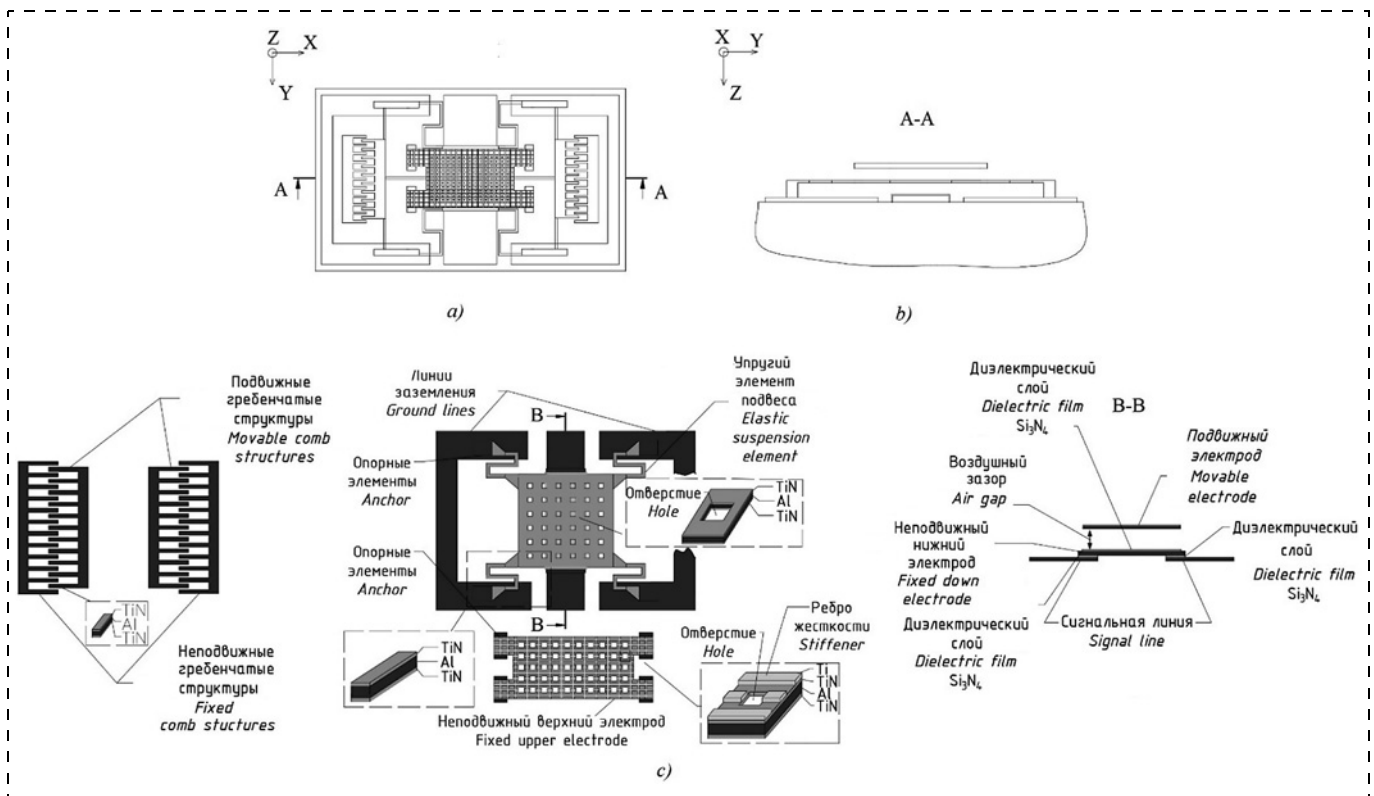


Рис. 1. Конструкция МЭМС-переключателя: а — вид сверху; б — сечение А—А; в — основные элементы конструкции  
 Fig. 1. The design of a MEMS switch: a — top view; b — A—A section; c — main elements of the design



## Исследование динамических характеристик переключателя

В электростатических МЭМС-переключателях с емкостным принципом коммутации управляющее напряжение прикладывается между подвижным электродом, соединенным с заземляющими линиями копланарного волновода, и неподвижным нижним электродом. Данные электроды можно представить в виде двух параллельных пластин конденсатора, на которые действуют сила электростатического притяжения  $F_e$ , вызывающая перемещение подвижных частей конструкции переключателя, и противоположно направленная ей сила упругости  $F_r$ , стремящаяся вернуть подвижную часть конструкции в первоначальное положение, как показано на рис. 2.

Аналитический расчет времени переключения основан на вычислении энергии, затраченной в процессе перемещения подвижного электрода конструкции переключателя из одного положения в другое. Электрическая энергия переключателя в выключенном состоянии (исходное положение подвижного электрода) в момент подачи управляющего напряжения смещения  $V_{threshold}$  определяется уравнением

$$E_{e_i} = \frac{1}{2} C_{up} V_{threshold}^2, \quad (1)$$

где  $C_{up}$  — емкость переменного управляющего конденсатора в первоначальном положении подвижного электрода;  $V_{threshold}$  — напряжение смещения подвижного электрода.

Во включенном состоянии (нижнее положение подвижного электрода) полное значение электрической энергии  $E_{e_f}$  дополнено составляющими энергии контактных сил  $E_C$  и энергии заряда диэлектрического слоя  $E_{diel.charge}$ , которые должны

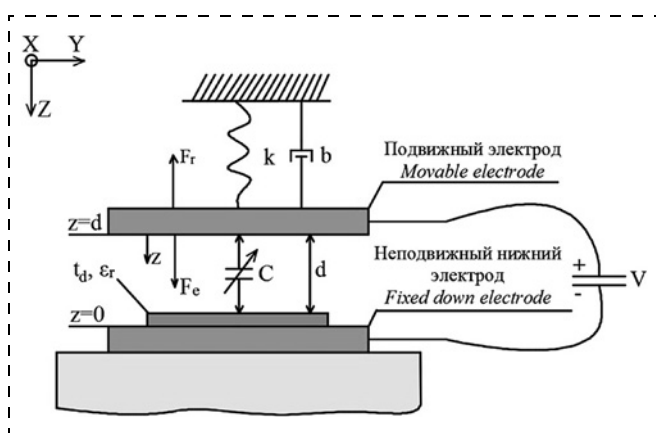


Рис. 2. Одномерная модель электростатического МЭМС-переключателя

Fig. 2. The one-dimensional model of an electrostatic MEMS switch

быть больше, чем сила упругости  $F_r$  для удержания подвижного электрода в нижнем положении:

$$E_{e_f} = \frac{1}{2} C_{down} V_{threshold}^2 + E_C + E_{diel.charge} \geq \geq \frac{1}{2} kd^2 + \frac{1}{4} k_s d^4, \quad (2)$$

где  $C_{down}$  — емкость переменного управляющего конденсатора в нижнем положении подвижного электрода;  $\frac{1}{2} kd^2 + \frac{1}{4} k_s d^4$  — полная механическая энергия;  $k$  — коэффициент жесткости упругих элементов подвеса;  $d$  — значение воздушного зазора;  $k_s$  — коэффициент нелинейного расширения упругих элементов подвеса.

Данный подход представлен в классической литературе [6], однако были включены и дополнительные составляющие энергии, обусловленные энергией сил контакта  $E_C$  [9, 10] и зарядом диэлектрического слоя  $E_{diel.charge}$  [11], в случае когда подвижный электрод переключателя находится в нижнем положении.

Для удержания подвижного электрода переключателя в нижнем положении подается управляющее напряжение удержания  $V_{hold-down}$ , которое меньше напряжения притяжения в нижнее положение  $V_{hold-down} < V_{pull-down}$ . В этом случае образуется баланс между механической и электрической энергией ( $E_m = E_e$ ), который задается уравнением

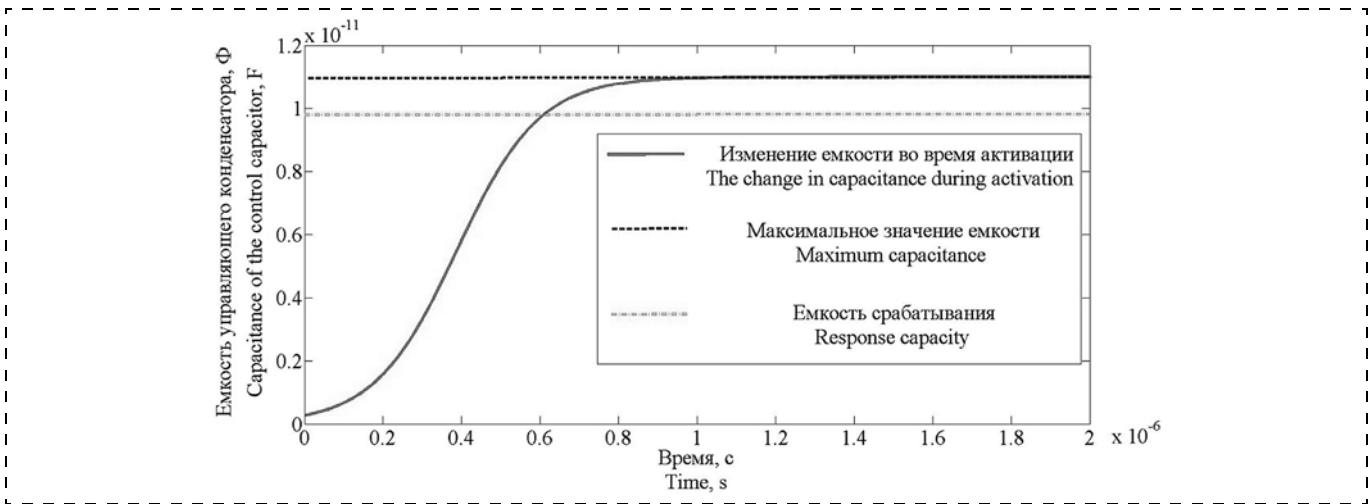
$$\frac{1}{2} kd^2 + \frac{1}{4} k_s d^4 = = \frac{1}{2} C_{down} V_{threshold}^2 + E_C + E_{diel.charge}. \quad (3)$$

Отсюда напряжение удержания определяется с помощью следующего уравнения:

$$V_{threshold} = \sqrt{\frac{\frac{1}{2} kd^2 + \frac{1}{4} k_s d^4 - 2(E_C + E_{diel.charge})}{C_{down}}}. \quad (4)$$

Как правило, нелинейная составляющая коэффициента жесткости упругих элементов подвеса игнорируется в анализе управляющих напряжений переключателя, но должна быть учтена в расчетах времени переключения [6].

Энергия контакта  $E_C$  в зависимости от положения подвижного электрода переключателя представлена в работах [9], [12]. Составляющие энергии контакта  $E_C$  и энергии заряда диэлектрического слоя  $E_{diel.charge}$  вносят вклад в случае, когда подвижный электрод переключателя находится и остается в нижнем положении даже в случае отключения управляющего напряжения удержания,



**Рис. 3. Скорость изменения емкости при активации переключателя**  
 Fig. 3. The velocity of the capacitance variation during activation of the switch

$V_{hold-down} = 0$ , что соответствует случаю прилипания подвижного электрода к диэлектрическому слою. Случаю прилипания подвижного электрода к диэлектрическому слою будет соответствовать уравнение

$$\frac{1}{2}kd^2 + \frac{1}{4}k_s d^4 - 2(E_C + E_{diel.charge}) = 0. \quad (5)$$

Время переключения можно оценить посредством динамики изменения емкости  $C$  переменного управляющего конденсатора вплоть до полного срабатывания переключателя при подаче управляющего напряжения смещения. В приближении можно считать, что переключатель включен при 90 % от максимального значения емкости переменного управляющего конденсатора в нижнем положении подвижного электрода ( $C_{down}$ ), т. е.  $C_{response} = 0,9C_{down}$ .

Вместе с тем скорость изменения емкости переменного управляющего конденсатора можно определить с помощью следующих уравнений:

$$C_{ON}(t) = \frac{C_{down}}{1 + \varepsilon_r \frac{d}{t_d} \exp\left(-\frac{\beta}{2}t\right)}; \quad (6)$$

$$C_{OFF}(t) = C_{up} \frac{t_d + \varepsilon_r d}{t_d + \varepsilon_r d \left(1 - \exp\left(-\frac{\beta}{2}t\right)\right)}, \quad (7)$$

где  $\varepsilon_r$  — относительная диэлектрическая проницаемость материала диэлектрика, нанесенного на поверхность нижнего электрода ( $Si_3N_4$ );  $\beta$  — параметр демпфирования;  $t_d$  — толщина диэлектрического слоя;  $C_{up}$  — значение емкости в верхнем положении подвижного электрода;  $d$  — значение воздушного зазора;  $t$  — время.

Время изменения емкостей  $C_{ON}(t)$  и  $C_{OFF}(t)$  определяется с помощью следующих уравнений:

$$t_{ON} = -\frac{2}{\beta} \ln\left(\frac{1}{9} \frac{t_d}{\varepsilon_r d}\right); \quad (8)$$

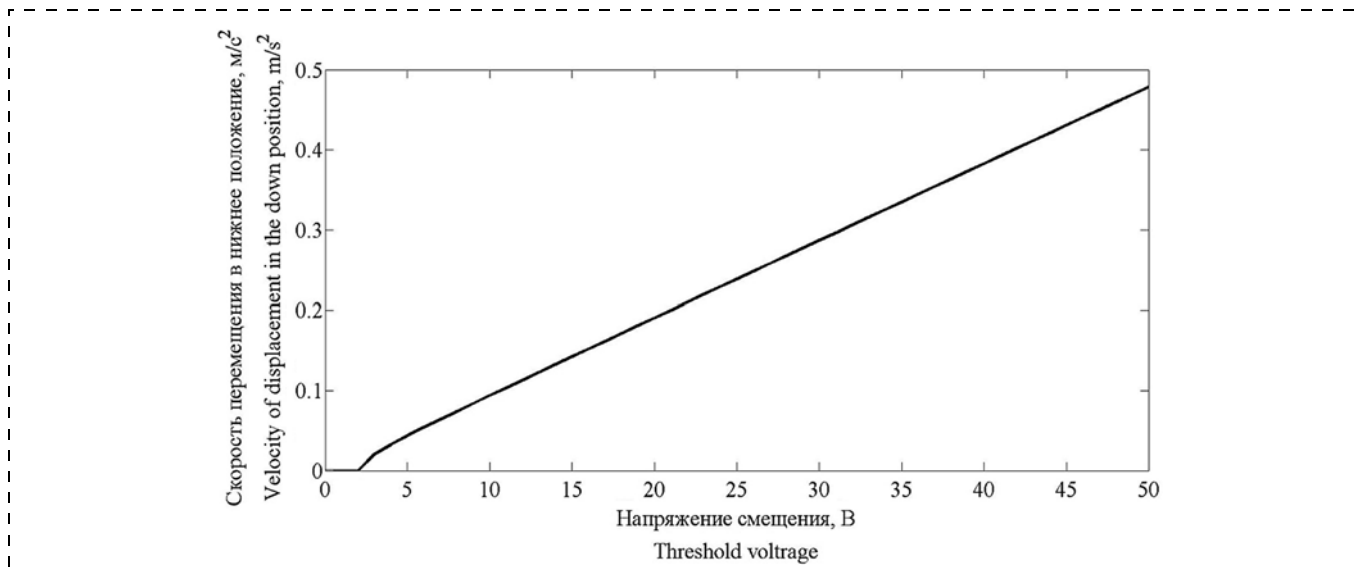
$$t_{OFF} = -\frac{2}{\beta} \ln\left(1 - \frac{t_d}{\varepsilon_r d}\right). \quad (9)$$

Рассчитанная зависимость изменения емкости переменного управляющего конденсатора от времени представлена на рис. 3.

Таким образом, время изменения емкости переменного управляющего конденсатора составляет  $t_{ON} = 0,62$  мкс — при перемещении подвижного электрода переключателя в нижнее положение, и  $t_{OFF} = 0,23$  мкс — при возвращении подвижного электрода в первоначальное состояние.

При увеличении управляющего напряжения смещения ( $V_{threshold} < V_{pull-down}$ ) скорость переключения тоже растет и определяется энергией, затраченной в процессе перемещения подвижного электрода переключателя в нижнее положение, путем интегрирования уравнения движения подвижного электрода без учета энергии контакта  $E_C$  и энергии заряда диэлектрического слоя  $E_{diel.charge}$  с помощью уравнения

$$\begin{aligned} \int_{t_d+d}^{t_d} m \ddot{z} dz &= m \int_{v(t_d+d)}^{v(t_d)} z dz = \\ &= \frac{1}{2} m [v^2(t_d) - v^2(t_d+d)] = \\ &= E_k = \int_{t_d+d}^{t_d} (E_e + E_r + E_d) dz, \end{aligned} \quad (10)$$



**Рис. 4.** Зависимость скорости перемещения подвижного электрода в нижнее положение от напряжения смещения  
*Fig. 4.* The dependence of the displacement velocity of the movable electrode in the lower position from the threshold voltage

где  $m$  — масса подвижного электрода;  $v$  — скорость подвижного электрода.

При этом  $\int_{t_d+d}^{t_d} F_e dz = \frac{1}{2} (C_{down} - C_{up}) V^2$  — элект-

рическая энергия, где  $V$  — управляющее напряжение;

$\int_{t_d+d}^{t_d} F_r dz = -\frac{1}{2} k d^2$ ,  $\int_{t_d+d}^{t_d} F_s dz = -\frac{1}{4} k_s d^4$ , — механическая энергия;

$\int_{t_d+d}^{t_d} F_d dz = -\frac{\alpha}{\omega} [v^2(t_d) - v^2(t_d + d)]$  — энергия, затраченная на демпфирование подвижного электрода, где  $\alpha$  — коэффициент трения;  $\omega$  — угловая частота колебаний, равная  $\omega = \sqrt{k/m}$ .

Данный подход справедлив для случая, когда подвижный электрод близок к контакту с диэлектрическим слоем, но находится достаточно далеко для обязательного учета сил контакта  $F_C$  и сил отталкивания Ван-дер-Ваальса  $F_W$ .

Начальная скорость подвижного электрода переключателя равна  $v_i = 0$ , поскольку он находится в покое перед приложением управляющего напряжения смещения. Скорость перемещения подвижного электрода под действием приложенного управляющего напряжения смещения будет

$$v_{act} = \sqrt{\frac{(C_{down} - C_{on})V^2 - kd^2 - \frac{1}{2}k_s d^4}{m + 2\frac{\alpha}{\omega}}}. \quad (11)$$

Таким образом, скорость перемещения подвижного электрода в нижнее положение  $v_{act}$  линейно зависит от приложенного управляющего напряжения смещения.

Для случая, когда подвижный электрод переключателя возвращается в первоначальное положение, в определении скорости перемещения учитывается только изменение потенциальной энергии и энергии демпфирования. Таким образом, скорость перемещения подвижного электрода в первоначальное положение определяется уравнением

$$v_{return} = \sqrt{\frac{kd^2 + \frac{1}{2}k_s d^4}{m}}. \quad (12)$$

Зависимость скорости перемещения подвижного электрода в нижнее положение от значения приложенного управляющего напряжения смещения представлена на рис. 4.

Время переключения в нижнее положение  $t_s$  и время возвращения в первоначальное положение  $t_r$ , в случае учета полной энергии, затраченной на перемещение подвижного электрода переключателя при его активации и отсутствии управляющего напряжения смещения, — это время, необходимое на достижение полного механического контакта подвижного электрода с диэлектрическим слоем, и время, необходимое на полное возвращение в первоначальное положение соответственно.

Следовательно, в случае притяжения подвижного электрода в нижнее положение управляющее напряжение смещения присутствует всегда и путем интегрирования полной энергии по оси  $z$  можно

определить скорость переключения в нижнее положение:

$$v_{act}(z) = \sqrt{\frac{(C(z)_{down} - C(z)_{on})V^2 - k[z - (t_d + d)]^2 - \frac{1}{2}k_s[z - (t_d + d)]^4}{m + 2\frac{\alpha}{\omega}}}. \quad (13)$$

Время переключения в нижнее положение определяется с помощью следующего уравнения:

$$t_s = \int_0^{t_s} dt = \int_{t_d+d}^{t_d} \frac{dz}{v(z)}, \quad (14)$$

а время возвращения в первоначальное положение — с помощью уравнения

$$t_r = \int_0^{t_r} dt = \int_{t_d}^{t_d+d} \frac{dz}{v(z)}. \quad (15)$$

В данном случае при отключении прикладываемого управляющего напряжения смещения учитывается лишь механическая энергия.

В результате время переключения подвижного электрода переключателя в нижнее положение составляет  $t_s = 16,8$  мкс, а время возвращения в первоначальное положение  $t_r = 6,23$  мкс.

## Заключение

Таким образом, представлена разработанная конструкция интегрального электростатического МЭМС-переключателя с емкостным принципом коммутации в конфигурации с копланарной линией передачи. Проведен аналитический расчет времени переключения в нижнее положение и времени возвращения в первоначальное положение подвижного электрода переключателя, основанный на вычислении полной энергии, затрачиваемой подвижным электродом на перемещение из одного положения в другое. Время переключения в нижнее положение  $t_s$  больше, чем время возвращения в первоначальное положение  $t_r$ . Это можно объяснить тем, что электростатическая сила  $F_e$ , действующая на подвижный электрод, в начальный момент имеет низкое значение и увеличивается с ростом  $z$ . Вместе с тем сила упругости  $F_r$  в начальный момент времени имеет высокое значение и уменьшается с ростом  $z$ . Таким образом, гораздо большее значение электростатической силы требуется для притяжения подвижного электрода в нижнее положение, чем значение силы упругости при

возвращении подвижного электрода в первоначальное положение. На время переключения подвижного электрода в нижнее положение большее влияние оказывает значение приложенного управляющего напряжения смещения.

*Результаты исследования получены с использованием оборудования Студенческого конструкторского бюро "Элементы и приборы инерциальных навигационных систем робототехники" Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного Федерального Университета (г. Таганрог) при финансовой поддержке "Программы развития Южного Федерального Университета до 2021 года", проект ВнГр-07/2017-10.*

## Список литературы

1. **Hosaka H., Kuwano H., Yanagisawa K.** Electromagnetic microrelays: Concepts and fundamental characteristic // Sens. and Actuators A, 1994. Vol. 40, N. 1. С. 41—47.
2. **Wright J. A., Tai Y. C.** Magnetostatic MEMS relays for the miniaturization of brushless DC motor controllers. In Proceeding of the Technical Digest, 12<sup>th</sup> IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems. 21 January 1999. Orlando, FL, USA. С. 594—599.
3. **Уваров И. В., Наумов В. В., Ваганова Е. И., Королева О. М., Амиров И. И.** Бистабильный МЭМС-переключатель с механизмом активного размыкания электродов // Нано- и микросистемная техника. 2016. Т. 18, № 9. С. 582—588.
4. **Sanders C.** Thermally Actuated Microrelays // News Release. 30 November 1999. MEMS Technology Application Center MCNC, Durham, NC, USA.
5. **Kousuke M., Moriyama M., Esashi M., Tanaka S.** Low-voltage PZT-actuated MEMS switch monolithically integrated with CMOS circuit Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), IEEE 25<sup>th</sup> International Conference, 29 Jan. 2012. С. 1153—1156.
6. **Rebeiz G. M.** RF MEMS, Theory, Design and Technology. New York: John Wiley and Sons, NY, USA, 2004.
7. **Robin L.** Status of the MEMS Industry, Tech. Rep. Yole Development, Pheonix, AZ, USA, 2017.
8. **Grant P. D., Denhoff M. W., Mansour R. R.** A comparison between RF MEMS Switches and Semiconductor Switches // 2004 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems (ICMENS'04), 25—27 Aug. 2004. С. 33—39.
9. **Chan E. K., Kan E. C., Dutton R. W.** Nonlinear Dynamic Modeling of Micromachined Switches // Proceed. of IEEE MTT-Symposium, 1997. С. 1511—1514.
10. **Mercier D., Blondy P., Cros D., Guillon P.** An Electro-mechanical Model for MEMS Switches // Proceed. of IEEE MTT-Symposium, 2001. С. 2123—2126.
11. **Papandreou E., Lamhamdi M., Skoulikidou C. M., Pons P., Papaioannou G., Plana R.** Structure dependent charging process in RF MEMS capacitive switches // 18<sup>th</sup> European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis. Microelectronics Reliability. September—November 2007. Vol. 47, Issues 9—11.
12. **Kittel C.** Introduction on Solid State Physics. New York: John Wiley and Sons, NY, USA, 1996.



**I. E. Lysenko**, D. Sc., Head of Department of Electronic Apparatuses Design, ielysenko@sfnu.ru,  
**A. V. Tkachenko**, Postgraduate Student, msqk@mail.ru,  
Southern Federal University, Institute of Nanotechnology, Electronics and Electronic Equipment Engineering,  
Taganrog, 347922, Russian Federation

*Corresponding author:*

**Lysenko Igor' E.**, D. Sc., Head of Department of Electronic Apparatuses Design, Southern Federal University, Institute of Nanotechnology, Electronics and Electronic Equipment Engineering, Taganrog, 347922, Russian Federation, e-mail: ielysenko@sfnu.ru

## Analytical Calculation of the Switching Time of the Integrated Electrostatic MemS Switch with the Capacitive Switching Principle in Configuration with a Coplanar Transmission Line

Received on January 09, 2019  
Accepted on February 05, 2019

*An analytical calculation of the switching time was done on the basis of a one-dimensional motion model with the use of the energy method, and of the dynamics of the developed design of the integrated electrostatic microelectromechanical switch with the capacitive switching principle in configuration with a coplanar transmission line. The movable electrode of the switch was a three-layer metal membrane with perforation, fixed on the support elements by means of the elastic suspension elements made in the form of a meander, which allowed us to achieve low control voltages and high switching speed.*

**Keywords:** microelectromechanical systems, switch, electrostatic activation mechanism, capacitive switching principle, one-dimensional model of motion, dynamics of operation, switching time

*For citation:*

**Lysenko I. E., Tkachenko A. V.** Analytical Calculation of the Switching Time of the Integrated Electrostatic MEMS Switch with the Capacitive Switching Principle in Configuration with a Coplanar Transmission Line, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 7, pp. 406–415.

DOI: 10.17587/nmst.21.406-415

### Introduction

Microelectromechanical switches are among the main devices of the radio-frequency microelectromechanical systems (RF MEMS) and represent the movable microsystems, which transfer from the switched-on state into the switched-off state due to displacement of a metal cantilever, in case of the resistive principle of switching, or a metal membrane, which is typical for the capacitor principle of switching.

A mechanical displacement of the movable parts is achieved due to the electromagnetic [1], magnetostatic [2], electrostatic [3], thermoelectric [4], and piezoelectric [5] mechanisms of activation.

The most wide-spread ones are the electrostatic MEMS switches with the capacitor principle of switching, characterized by a low own power consumption (several milliwatts), small sizes of the electrodes and higher speed of switching in comparison with the other activation mechanisms [6]. Besides, at the technological level the electrostatic activation mechanisms do not require deposition of the specific materials, for example, with the piezoelectric or ferromagnetic properties, which allows us to simplify the manufacturing technologies, and reduce the weight-dimensional characteristics and the costs of the ready devices.

Now, due to transition to the 5G generation of the mobile communication and a great number of the frequency ranges inherent to it, the demand for the reconfigurable radio communication devices is growing [7].

### Problem definition

The inexpensive MEMS switches with a coplanar transmission line integrated into RF control circuit and characterized by a low control voltages and high speed of switching are the main candidates for replacement of the electromechanical and traditional semiconductor switches on the basis of GaAs PIN diodes and the field transistors, due to their low insertion loss, high insulation in the closed state, low power consumption and high linearity even at high frequencies [8]. However, often it is difficult to reconcile both requirements, because for the electrostatic MEMS switches a small value of the control voltage involves an increase of time for switching, which is one of the main problems limiting the use of the MEMS switches in the radio communication devices [9].

This research is devoted to a numerical analysis of the dynamic characteristics of the developed design of the integrated electrostatic MEMS switch with the capacitive principle of switching on the basis of a one-dimensional model with the use of a power approach, which is important for designing of this kind of switches.

## Design of the integrated MEMS switch

The developed design of the integrated electrostatic MEMS switch with the capacitive principle of switching is presented in fig. 1.

The switch works as a variable control condenser with two capacity components depending on the position of the movable electrode. In the neutral position the capacity between the movable electrode and the transmission line is small and the signal arrives freely to the transmission line output. When the potential difference is supplied, between the movable and fixed lower electrodes a redistribution of the charges occurs, which leads to emergence of the electrostatic forces between the plates, not depending on the polarity of the applied voltage. These forces make the movable electrode fall on the fixed lower one, and since the plate is bent, the elastic forces appear in it seeking to return it to the initial state. When the applied potential difference reaches a certain threshold value, the elastic forces cease to counterbalance the electrostatic forces, and the movable electrode falls sharply on the fixed lower one. In the lower position of the movable electrode the capacity between it and the transmission line increases sharply, and the signal arriving to its input is shunted to the grounding lines of the coplanar waveguide.

## Research of the dynamic characteristics of the switch

In the electrostatic MEMS switches with the capacitive principle of switching the control voltage is applied between the movable electrode connected to the grounding lines of the coplanar waveguide, and the fixed lower electrode. These electrodes can be presented in the form of two parallel plates of the condenser, which are affected by the force of electrostatic attraction  $F_e$ , causing displacement of the movable parts of the switch design, and by the opposite elastic force  $F_r$ , seeking to return the movable part of the design to the initial position, as is shown in fig. 2.

The analytical calculation of the time of switching is based on calculation of the energy used for displacement of a movable electrode of the switch design from one position into another. The electric energy of the switch in the turned-off state (the initial position of the movable electrode) at the time of supply of the control threshold voltage  $V_{threshold}$  is defined by the following equation:

$$E_{e_i} = \frac{1}{2} C_{up} V_{threshold}^2, \quad (1)$$

where  $C_{up}$  — the capacity of the variable control condenser in the initial position of the movable electrode;  $V_{threshold}$  — the threshold voltage of the movable electrode.

In the turned on state (the lower position of the movable electrode) the full value of the electric energy  $E_{e_f}$  is complemented with the energy components of

the contact forces  $E_C$  and the charge energy of the dielectric layer  $E_{diel.charge}$ , which should be more, than the elastic force  $F_r$  for retention of the movable electrode in the lower position.

$$E_{e_f} = \frac{1}{2} C_{down} V_{threshold}^2 + E_C + E_{diel.charge} \geq \frac{1}{2} kd^2 + \frac{1}{4} k_s d^4, \quad (2)$$

where  $C_{down}$  — the capacity of the variable control condenser in the lower position of the movable electrode;  $\frac{1}{2} kd^2 + \frac{1}{4} k_s d^4$  — the total mechanical energy;  $k$  — the coefficient of rigidity of the elastic elements of the suspension;  $d$  — the value of the air gap;  $k_s$  — the coefficient of nonlinear expansion of the elastic elements of the suspension.

This approach is presented in the classical literature [6], however, the additional components of energy caused by the energy of the contact forces  $E_C$  [9, 10] and the dielectric layer charge  $E_{diel.charge}$  [11] in case when the movable electrode of the switch is in the lower position, were also included.

For keeping of the movable electrode of the switch in the lower position, the control threshold voltage  $V_{hold-down}$ , is supplied, which is less than the voltage of attraction, in the lower position  $V_{hold-down} < V_{pull-down}$ . In this case a balance is formed between the mechanical and electric energies ( $E_m = E_e$ ), which is set by the following equation:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} kd^2 + \frac{1}{4} k_s d^4 &= \\ &= \frac{1}{2} C_{down} V_{threshold}^2 + E_C + E_{diel.charge}. \end{aligned} \quad (3)$$

From here the threshold voltage is found by means of the following equation:

$$V_{threshold} = \sqrt{\frac{\frac{1}{2} kd^2 + \frac{1}{4} k_s d^4 - 2(E_C + E_{diel.charge})}{C_{down}}}. \quad (4)$$

As a rule, the nonlinear component of the coefficient of stiffness of the elastic elements of suspension is ignored in the analysis of the control switch voltages, but it should be considered in the calculations of the time of switching [6].

The contact energy  $E_C$  depending on the position of the movable electrode of the switch is presented in the works [9], [12]. The components of the contact energy  $E_C$  and the charge energy of the dielectric layer  $E_{diel.charge}$  make their contribution in case, when the movable electrode of the switch is and remains in the lower position even in case of a shutdown of the control threshold voltage  $V_{hold-down} = 0$ , which corresponds to the case of sticking of the movable electrode to the dielectric layer. To the case of sticking of the movable

electrode to the dielectric layer the following equation will correspond:

$$\frac{1}{2}kd^2 + \frac{1}{4}k_s d^4 - 2(E_C + E_{diel.charge}) = 0. \quad (5)$$

The time of switching can be estimated by means of the dynamics of variation of the capacity  $C$  of the variable control condenser up to a full operation of the switch, when the control threshold voltage is supplied. In an approximation, it is possible to assume that the switch is switched on at 90 % of the maximal value of the capacity of the variable control condenser in the lower position of the movable electrode ( $C_{down}$ ), i. e.  $C_{response} = 0,9C_{down}$ .

At the same time the speed of variation of the capacity of the variable control condenser can be determined by means of the following equations:

$$C_{ON}(t) = \frac{C_{down}}{1 + \varepsilon_r \frac{d}{t_d} \exp\left(-\frac{\beta}{2}t\right)}; \quad (6)$$

$$C_{OFF}(t) = C_{up} \frac{t_d + \varepsilon_r d}{t_d + \varepsilon_r d \left(1 - \exp\left(-\frac{\beta}{2}t\right)\right)}, \quad (7)$$

where  $\varepsilon_r$  — the relative dielectric permeability of the dielectric material deposited on the surface of the lower electrode ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ );  $\beta$  — the damping parameter;  $t_d$  — the thickness of the dielectric layer;  $C_{up}$  — the value of the capacity in the top position of the movable electrode;  $d$  — the value of the air gap;  $t$  — the time.

The time of variation of the capacities  $C_{ON}(t)$  and  $C_{OFF}(t)$  is found by means of equation (8) and equation (9):

$$t_{ON} = -\frac{2}{\beta} \ln\left(\frac{1}{9\varepsilon_r d}\right); \quad (8)$$

$$t_{OFF} = -\frac{2}{\beta} \ln\left(1 - \frac{t_d}{\varepsilon_r d}\right). \quad (9)$$

The calculated dependence of variation of the capacity of the variable control condenser on time is presented in fig. 3.

Thus, the time of variation of the capacity of the variable control condenser equals to  $t_{ON} = 0,62 \mu\text{s}$ ,  $t_{OFF} = 0,23 \mu\text{s}$  — during the displacement of the movable electrode of the switch to the lower position, and  $t_{OFF} = 0,23 \mu\text{s}$  — during a return of the movable electrode to the initial state.

At increase in the control threshold voltage ( $V_{threshold} < V_{pull-down}$ ) the switching speed grows, too, and it is determined by the energy consumed in the course of the displacement of the movable electrode of the switch to the lower position by integration of the equation of the displacement of the movable electrode without consideration of the contact energy  $F_C$  and

the energy of the dielectric layer charge  $E_{diel.charge}$  by means of the following equation:

$$\begin{aligned} \int_{t_d+d}^{t_d} m \ddot{z} dz &= m \int_{v(t_d+d)}^{v(t_d)} z dz = \frac{1}{2} m [v^2(t_d) - v^2(t_d+d)] = \\ &= E_k = \int_{t_d+d}^{t_d} (E_e + E_r + E_d) dz, \end{aligned} \quad (10)$$

where  $m$  — the mass of the movable electrode;  $v$  — the speed of the movable electrode.

At that,  $\int_{t_d+d}^{t_d} F_e dz = \frac{1}{2} (C_{down} - C_{up}) V^2$  — the electric energy, where  $V$  — the control voltage;

$\int_{t_d+d}^{t_d} F_r dz = -\frac{1}{2} kd^2$ ,  $\int_{t_d+d}^{t_d} F_S dz = -\frac{1}{4} k_s d^4$ , — the mechanical energy;  $\int_{t_d+d}^{t_d} F_d dz = -\frac{\alpha}{\omega} [v^2(t_d) - v^2(t_d+d)]$  —

the energy consumed by damping of the movable electrode, where  $\alpha$  — the friction coefficient;  $\omega$  — the angular frequency of fluctuations equal to  $\omega = \sqrt{k/m}$ .

This approach is fair for the case, when the movable electrode is close to a contact with the dielectric layer, but is situated rather far for a compulsory taking into account of the contact forces  $F_C$  and the repulsive force of Van der Waals  $F_W$ .

The initial speed of the movable electrode of the switch is equal to  $v_i = 0$ , because it is quiescent before application of the control threshold voltage. The speed of displacement of the movable electrode under the influence of the applied control threshold voltage will be

$$v_{act} = \sqrt{\frac{(C_{down} - C_{on}) V^2 - kd^2 - \frac{1}{2} k_s d^4}{m + 2\frac{\alpha}{\omega}}}. \quad (11)$$

Thus, the speed of displacement of the movable electrode to the lower position  $v_{act}$  depends linearly on the applied control threshold voltage.

For the case, when the movable electrode of the switch returns to the initial position, in determination of the speed of the displacement only the variation of the potential energy and of the energy of damping is considered. Thus, the speed of displacement of the movable electrode to the initial position is defined by the following equation:

$$v_{return} = \sqrt{\frac{kd^2 + \frac{1}{2} k_s d^4}{m}}. \quad (12)$$

The dependence of the speed of displacement of the movable electrode to the lower position on the value of the applied control threshold voltage is presented in fig. 4.

The time of switching to the lower position  $t_s$  and the time of the return to the initial position  $t_r$  in case of accounting of the total energy consumed for the displacement of the movable electrode of the switch during its activation and absence of the control threshold voltage, is the time necessary for achievement of a full mechanical contact of the movable electrode with the dielectric layer, and the time necessary for a full return to the initial position, respectively.

Therefore, in case of attraction of the movable electrode to the lower position, the control threshold voltage is always present and by integration of the total energy on the axis  $z$  it is possible to determine the switching speed in the lower position:

$$v_{act}(z) = \sqrt{\frac{(C(z)_{down} - C(z)_{on})V^2 - k[z - (t_d + d)]^2 - \frac{1}{2}k_s[z - (t_d + d)]^4}{m + 2\frac{\alpha}{\omega}}}. \quad (13)$$

The time of switching to the lower position is found by means of the following equation:

$$t_s = \int_0^{t_s} dt = \int_{t_d + d}^{t_d} \frac{dz}{v(z)}, \quad (14)$$

while the time of the return to the initial position — by means of the following equation:

$$t_r = \int_0^{t_r} dt = \int_{t_d}^{t_d + d} \frac{dz}{v(z)}. \quad (15)$$

In this case during a shutdown of the applied control threshold voltage only the mechanical energy is taken into account.

As a result, the time of switching of the movable electrode of the switch to the lower position equals to  $t_s = 16,8 \mu\text{s}$ , and the time of the return to the initial position equals to  $t_r = 6,23 \mu\text{s}$ .

## Conclusion

Thus, the developed design of the integrated electrostatic MEMS switch with the capacitive principle of switching is presented in configuration with a coplanar transmission line. An analytical calculation was done of the time of switching to the lower position and the time of the return to the initial position of the movable electrode of the switch based on calculation of the total energy consumed by the movable electrode for displacement from one position to another. The time of switching to the lower position  $t_s$  is more, than the time of the return to the initial position  $t_r$ . This can be explained by the fact that the electrostatic force  $F_e$ , influencing on the movable electrode, at the initial moment has a low

value and it increases with the growth of  $z$ . At the same time, the elastic force in the initial moment of time has a high value and it decreases with the growth of  $z$ . Thus, a much bigger value of the electrostatic force is required for attraction of the movable electrode to the lower position, than the value of the elastic force for the return of the movable electrode to the initial position. During the period of switching of the movable electrode to the lower position, a great influence is exerted by the value of the applied control threshold voltage.

*The results were obtained using the equipment of the student design bureau "Elements and devices of inertial navigation systems of robotics" of the Institute of Nanotechnologies, Electronics and Electronic Equipment Engineering, Southern Federal University (Taganrog, Russia). This research is supported by the "Program for the Development of the Southern Federal University until 2021" (project VnGr-07/2017-10).*

## References

1. Hosaka H., Kuwano H., Yanagisawa K. Electromagnetic microrelays: Concepts and fundamental characteristic, *Sens. and Actuators A*, 1994, vol. 40, no. 1, pp. 41–47.
2. Wright J. A., Tai Y. C. Magnetostatic MEMS relays for the miniaturization of brushless DC motor controllers, *In Proceedings of the Technical Digest, 12<sup>th</sup> IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 21 January 1999, Orlando, FL, USA, pp. 594–599.
3. Uvarov I. V., Naumov V. V., Koroleva O. M., Vaganova E. I., Amirov I. I. Bistabil'nyj MEMS-pereklyuchatel's mekhanizmom aktivnogo razmykaniya ehlektrodov, *Nano- i mikro-sistemnaya tekhnika*, 2016, vol. 18, no. 9, pp. 582–588 (in Russian).
4. Sanders C. Thermally Actuated Microrelays, *News Release*, 30 November 1999, MEMS Technology Application Center MCNC, Durham, NC, USA.
5. Kousuke M., Moriyama M., Esashi M., Tanaka S. Low-voltage PZT-actuated MEMS switch monolithically integrated with CMOS circuit Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), *IEEE 25<sup>th</sup> International Conference*, 29 Jan. 2012, pp. 1153–1156.
6. Rebeiz G. M. RF MEMS, Theory, Design and Technology, New York: John Wiley and Sons, NY, USA, 2004.
7. Robin L. Status of the MEMS Industry, Tech. Rep. *Yole Developpement*, Pheonix, AZ, USA, 2017.
8. Grant P. D., Denhoff M. W., Mansour R. R. A comparison between RF MEMS Switches and Semiconductor Switches, *2004 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems (ICMENS'04)*, 25–27 Aug. 2004, pp. 33–39.
9. Chan E. K., Kan E. C., Dutton R. W. Nonlinear Dynamic Modeling of Micromachined Switches, *Proceed. of IEEE MTT-Symposium*, 1997, pp. 1511–1514.
10. Mercier D., Blondy P., Cros D., Guillon P. An Electro-mechanical Model for MEMS Switches, *Proceed. of IEEE MTT-Symposium*, 2001, pp. 2123–2126.
11. Papandreou E., Lamhamdi M., Skoulikidou C. M., Pons P., Papaioannou G., Plana R. Structure dependent charging process in RF MEMS capacitive switches, *18<sup>th</sup> European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis*, Microelectronics Reliability, vol. 47, issues 9–11, September–November 2007.
12. Kittel C. Introduction on Solid State Physics, New York: John Wiley and Sons, NY, USA, 1996.

# МАТЕРИАЛОВЕДЧЕСКИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МНСТ SCIENCE OF MATERIALS AND TECHNOLOGICAL BASICS OF MNST

УДК 004.3'1

DOI: 10.17587/nmst.21.416-421

**В. А. Тиняев**, аспирант, Национальный исследовательский ядерный университет "МИФИ", ст. инженер, ЗАО НТЦ "Модуль", Москва, e-mail: v.tinyaev@module.ru

## ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ МИКРОСХЕМ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ МОНТАЖА FLIP-CHIP И WIRE BOND

Поступила в редакцию 26.02.2019

*Рассматриваются проблемы, возникающие при разработке топологии высокопроизводительных систем на кристалле с различными технологиями монтажа. Показаны преимущества и недостатки технологий монтажа. Рассматриваются проблемы минимизации шумов переключения и проблема снижения просадок по напряжению для технологий flip-chip и wire bond. Для подтверждения теоретических выводов приведен анализ просадок по напряжению на проектах, выполненных в ЗАО НТЦ "Модуль".*

**Ключевые слова:** система на кристалле (СнК), flip-chip, wire bond, физическое проектирование, просадка по напряжению, шум одновременного переключения (SSN), топология, IO-ячейка

### Введение

В современном мире микроэлектроники требуется все больше высокопроизводительных микросхем, которые удовлетворяют сразу нескольким критериям, таким как низкое энергопотребление, малые размеры, высокая производительность [1]. В связи с этим необходимо уделить особое внимание выбору библиотеки для разработки кристалла, а также выбору корпуса и применяемым межсоединениям.

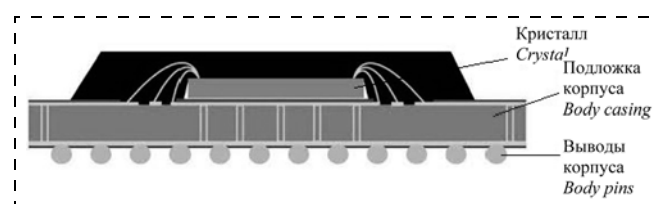
Изготовление по той или иной технологии имеет свои преимущества и недостатки, а также особенности в маршруте проектирования. При разработке высокопроизводительных систем на кристалле (СнК) огромную роль играет решение проблем минимизации шумов переключения и проблемы снижения просадок по напряжению для технологий flip-chip и wire bond. Эти аспекты напрямую влияют на работоспособность микросхем. Качественное решение данных проблем позволит повысить производительность и снизить энергопотребление высокопроизводительных СнК.

### Топологические особенности технологий wire bond и flip-chip

**Wire bond** — это технология соединения между микросхемой и корпусом с использованием тонких проводов и комбинации теплоты, давления и/или ультразвуковой энергии. На рис. 1 представлена схема монтажа кристалла по технологии wire bond.

При использовании технологии wire bond [3] контактные площадки IO-ячеек (input/output) соединены напрямую с корпусом с помощью тонких проводов. С точки зрения разработки топологии кристалла технология wire bond требует расположения IO-ячеек по периметру кристалла. Это приводит к тому, что проект, имеющий большое число выводов, будет перетекать в проект "pad limited", т. е. площадь кристалла будет напрямую зависеть от числа IO-ячеек.

Также не стоит забывать о том, что у фабрик, которые корпусируют кристаллы по технологии wire bond, есть свои ограничения, которые касаются минимального шага трассировки IO-буфера. Шаг трассировки IO-ячейки — это минимальное расстояние, на которое должны быть разнесены контактные площадки IO-ячейки, чтобы не произошло замыкания при распайке на корпус. Поэтому при размещении IO-ячеек необходимо удовлетворить этому требованию. Расстояние между контактными площадками IO-ячеек должно быть



**Рис. 1. Технология монтажа wire bond**

*Fig. 1. Wire bond mounting technology*



больше или равно минимальному шагу трассировки буферов. Шаг трассировки буферов можно получить от фабрики, которая будет заниматься корпусированием.

Технология *wire bond* долгое время чаще использовалась ввиду более низкой стоимости производства, но в последнее время все большее предпочтение отдается технологии *flip-chip* [2].

Это связано с увеличением сложности кристаллов, ростом числа выводов, а также стремлением добиться наименьших размеров конечного устройства. В настоящее время эти проблемы актуальны не только для сложных систем на кристалле, но и для DSP кристаллов высокого уровня. В отличие от *wire bond*-корпуса, где выводы соединяются с периферией кристалла параллельными проводами (что является потенциальным источником помех на высоких частотах), *flip-chip*-корпус позволяет осуществить контакт с любой точкой кристалла и при правильной разводке свести к минимуму сигнальные помехи.

**Flip-chip** — метод монтажа кристалла на печатную плату активной стороной вниз, при котором кристалл устанавливается на выводы. На рис. 2 представлена схема монтажа кристалла по технологии *flip-chip*.

При разработке топологии по технологии *flip-chip* необходимо трассировать выводы IO-ячеек на бампы [6]. Трассировка происходит в верхних слоях. Затем необходимо соединить бампы с выводами корпуса, которые представляют собой шарики припоя, с помощью которых корпус кристалла крепится на плату. Разводка с бампов на выводы корпуса выполняется в нескольких слоях подложки корпуса. Переход между слоями осуществляется с помощью отверстий.

С точки зрения разработки топологии кристалла технология *flip-chip* позволяет размещать IO-ячейки, в том числе IO-ячейки для питания ядра, в любой точке кристалла. Таким образом, данная технология позволяет разрабатывать более компактные устройства для "pad limited"-проектов.

Маршрут разработки топологии кристалла по технологии *flip-chip* имеет некоторые отличия от

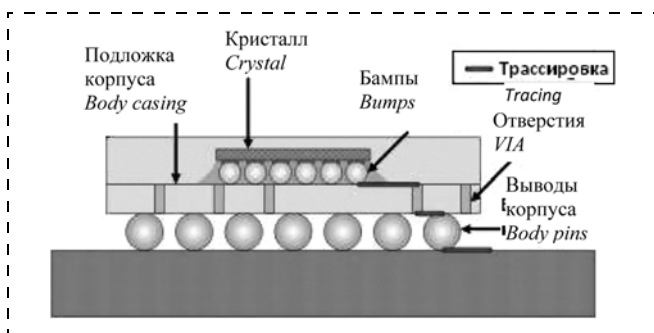


Рис. 2. Технология монтажа *flip-chip*

Fig. 2. *Flip-chip* mounting technology

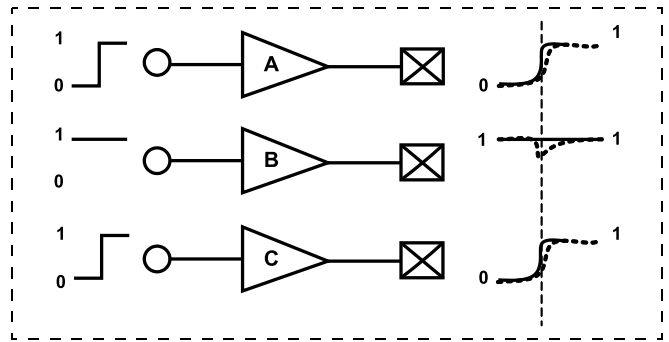


Рис. 3. Влияние SSN-эффектов

Fig. 3. Affection of SSN effects

маршрута разработки по технологии *wire bond*. Основное отличие заключается в трассировке контактных площадок IO-ячеек. В технологии *wire bond* контактные площадки IO-ячеек "разваривают" сразу на корпус. При разработке топологии кристалла по технологии *flip-chip* необходимо трассировать контактные площадки IO-ячеек на бампы — столбиковый вывод. На этапе корпусирования трассировка будет происходить с бампа на корпус. Эти особенности влияют на проектирование сетки "земли" и питания кристалла.

### Анализ эффектов SSO/SSN

При размещении IO-ячеек следует помнить о SSO/SSN (Simultaneously Switching Output/Noise или шумов одновременного переключения)-эффектах. Это эффекты, при которых появляются шумы [8] вследствие одновременного переключения IO-ячеек. SSN можно разделить на две составляющих: напряжение шума и временной шум. На рис. 3 показаны три IO-ячейки, две из которых переключаются в один момент времени (A и C), а B не меняет своего состояния в этот промежуток времени. Будем считать, что IO-ячейки A и C имеют большую мощность. Тогда, вследствие одновременного переключения IO-ячеек A и C, на выходе ячейки B появляется напряжение шума, которое выражается в скачке уровня напряжения. В то же время на A и C появляется временной шум, при котором ячейка переключается с определенной задержкой относительно идеального случая. На рис. 3 это показано с помощью штриховых линий.

Для того чтобы минимизировать шумы, необходимо правильно подходить к размещению питающих IO-ячеек и стараться не размещать несколько мощных IO-ячеек рядом. Число питающих IO-ячеек зависит от выбранной библиотеки элементов, мощности, используемых IO-ячеек, индуктивности корпуса, емкости на выводах микросхемы. Для нахождения необходимого числа питающих IO-ячеек для проекта необходимо прибегнуть к расчету суммарного фактора. Суммарный фактор рассчитывается по формуле  $F = N1 \cdot K1 + N2 \cdot K2 + N3 \cdot K3$ , где  $N[x]$  — число сигнальных ячеек с оди-

наковой мощностью;  $K[x]$  — коэффициент, предоставляемый разработчиком IO-ячеек, который показывает, сколько необходимо питающих IO-ячеек для одной сигнальной IO-ячейки определенной мощности. Мощность IO-ячейки рассчитывается исходя из необходимой выходной емкости и частоты работы IO-ячеек. Суммарный фактор  $F$  показывает необходимое минимальное число питающих IO-ячеек для "земли" или питания. Если есть место на кристалле для размещения лишних питающих IO-ячеек, то рекомендуется добавить их. Это только поможет снизить влияние шумов. SSN/SSO-эффекты не зависят от технологии корпусирования.

Следует помнить, что на кристалле есть минимум два типа питания: питание IO-ячеек и питание ядра. Борьба с SSN-эффектами основана на определенном размещении ячеек для питания IO-ячеек.

### IR Drop-анализ для проектов с разными технологиями корпусирования

Как известно, современный мир микроэлектроники требует от микросхем высокого быстродействия и низкого энергопотребления. Поэтому при разработке топологии кристалла следует внимательно отнестись к такому параметру, как просадка по напряжению на кристалле (IR Drop). Данный параметр влияет не только на быстродействие микросхемы, но и на ее работоспособность. Ведь при просадках по напряжению, которые превышают порог срабатывания транзисторов, используемых при разработке топологии, микросхема не будет работать.

Снизить IR Drop можно с помощью правильного замещения IO-ячеек для питания ядра и правильно разработанной сетки "земли" и питания. Сами принципы построения сетки "земли" и питания для технологий *wire bond* и *flip-chip* различаются между собой, но попробуем сформулировать и обосновать общие аспекты, на которые следует обратить внимание при разработке топологии.

Как известно, при использовании технологии *wire bond* питающие IO-ячейки расположены по периметру кристалла, что приводит к тому, что в центре кристалла появляется наибольшая просадка по напряжению. Поэтому не рекомендуется размещать наиболее потребляющие блоки/элементы в центре кристалла. При использовании технологии *flip-chip* такой проблемы можно избежать, но вне зависимости от технологии следует с особой важностью отнестись к размещению IO-ячеек для питания ядра. Они должны быть равномерно распределены по кристаллу. Сетка "земли" и питания должна занимать практически все свободное место на кристалле, но не должна мешать трассировке сигнальных путей на кристалле. Рекомендуется размещать *decap*-ячейки по всей площади кристалла. Эти ячейки представляют собой емкости, которые позволяют сгладить пики просадок по напряжению.

Рассмотрим два проекта по технологиям *flip-chip* и *wire bond*, разработанных в ЗАО НТЦ "Модуль". Несмотря на то что эти проекты функционально разные, отмечу, что при сравнении нас интересуют глобальные отличия, которые присущи той или иной технологии. Оба проекта были реализованы в соответствии с общими правилами, описанными выше.

Анализ IR Drop был проведен с помощью САПР Voltus компании *Cadence Design System*. На рис. 4 (см. третью сторону обложки) представлен анализ IR Drop для гетерогенной многопроцессорной системы на кристалле [4], разработанной в ЗАО НТЦ "Модуль" по технологии 28 нм *flip-chip*.

В этом проекте часть IO-ячеек расположена по периметру кристалла, а часть размещена ближе к центру кристалла, в виде нескольких групп. Анализ падения напряжения для сложных покупных блоков (DDR3, PCIe 2.0) проводили отдельно. Области с максимальной просадкой по напряжению имеют красный цвет, области с минимальной просадкой — зеленый. Исходя из полученных результатов, видно, что нет глобальной области кристалла, где просадка наибольшая, есть точечные места с наибольшей просадкой по напряжению, обусловленные тем, что в этих местах находятся наиболее потребляющие элементы.

Для сравнения проведем анализ для СБИС 1879ВМ5Я, разработанной в ЗАО НТЦ "Модуль" по технологии 90 нм *wire bond*. Анализ IR Drop для СБИС 1879ВМ5Я представлен на рис. 5 (см. третью сторону обложки).

Полученные результаты показывают, что при использовании технологии *wire bond* наибольшая просадка по напряжению находится в центре кристалла. Исходя из этого, можно сделать вывод, что при использовании технологии *wire bond* крайне нежелательно размещать высокопотребляющие блоки в центре кристалла.

Технология *flip-chip* дает больше маневров для разработчика топологии — можно размещать высокопотребляющие блоки в любой точке кристалла. Также к преимуществам технологии *flip-chip* можно отнести отсутствие дополнительной индуктивности, которая возникает при проволочном соединении кристалла и корпуса, что, в свою очередь, улучшает ситуацию с шумами на внешних выводах.

### Заключение

Анализируя все топологические особенности при разработке микросхем по технологиям *flip-chip* и *wire bond*, можно сделать несколько важных выводов. Технология *wire bond* предпочтительна в тех проектах, где нет большого числа выводов и серьезных требований к быстродействию. При использовании этой технологии следует уделить особое внимание размещению высокопотребляющих блоков и разработке сетки "земли" и питания. Пло-

хия проработка этих этапов создания топологии кристалла может привести к огромным просадкам напряжения на кристалле (IR Drop), следовательно, микросхема будет работать на более низких частотах, а в более критичных случаях и вовсе может не работать. В то же время технология *wire bond* является более простой в исполнении и требует меньшего количества времени на разработку.

Технология монтажа *flip-chip* является более современной технологией, но в то же время более сложной и затратной. В России тяжело найти фабрику, которая готова предоставить услуги корпусирования по этой технологии. К преимуществам технологии *flip-chip* стоит отнести лучшее отведение теплоты, вследствие того что кристалл имеет контакт с корпусом через бампы. При использовании технологии *flip-chip* открываются новые области рынка, такие как сотовая связь и портативная цифровая электроника, где всегда большую роль играет размер, энергопотребление и производительность конечного устройства.

#### Список литературы

1. Dally W., Balford J. An Energy-Efficient Processor Architecture // IEEE Computer Architecture Letters. Jan. 2008. Vol. 7 (1). P. 29–31.

2. Zhuqing Zhang, Wong C. P. Recent Advances in Flip-Chip Underfill: Materials, Process, and Reliability // IEEE Transactions on Advanced Packaging. 2004. Vol. 27. P. 515–524.

3. Junhui Li, Lei Han, Jue Zhong Ultrasonic power features of wire bonding and thermosonic flip chip bonding in microelectronics packaging // Journal of Central South University of Technology. October 2008. Vol. 15 (5). P. 684–688.

4. Эйсымонт А. Л., Черников А. В., Косоруков Д. Е., Насонов И. И., Комлев А. А. Гетерогенная многопроцессорная система на кристалле с производительностью 512 Gflops // Наноиндустрия. 2018. № 9. С. 135–143.

5. Черников В. М., Виксне П. Е., Шелухин А. М., Шевченко П. А., Панфилов А. П., Косоруков Д. Е., Черников А. В. Семейство процессоров обработки сигналов с векторно-матричной архитектурой NeuroMatrix // Электронные компоненты. 2006. № 6. С. 79–84.

6. Yan J.-T., Chen Z.-W. IO connection assignment and RDL routing for flip-chip designs // Proc. ASP-DAC. 2009. P. 588–593.

7. Hsu-Chieh Lee, Yao-Wen Chang, Po-Wei Lee Recent Research Development in Flip-Chip Routing // IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design (ICCAD). November 2010.

8. Hong Shi, Geping Liu, Alan Liu, Anil Pannikkat, Kok Siang Ng, Yee Huan Yew Simultaneous switching noise in FPGA and structure ASIC devices, methodologies for analysis, modeling, and validation // Proc. Electronic Components and Technology Conference. 2006.

V. A. Tinyaev, Postgraduate Student, National Research Nuclear University "MEPhI", Senior engineer, JCR RC "Module", Moscow, Russian Federation, e-mail: v.tinyaev@module.ru

Corresponding author:

Tinyaev Vladislav A., Postgraduate Student, National Research Nuclear University "MEPhI", Senior engineer, JCR RC "Module", Moscow, Russian Federation, e-mail: v.tinyaev@module.ru

## Topological Features of IC Development with the Application of Flip-Chip and Wire Bond Mounting Technology

Received on February 26, 2019

Accepted on March, 2019

*The modern world of microelectronics shows great demands for high-performance systems on a chip, which meet several criteria at once, such as low power consumption, small size, and high performance. Production under different technologies may be advanced and may have its own drawbacks as well as features in the design flow. Difficulties that a designer should be prepared for while developing a topology as well as the technology choice for a project realization are highlighted in this article. The article deals with the problems arising in the development of the topology of high-performance systems on a chip with various mounting technologies. The advantages and disadvantages of mounting technologies are shown. The article deals with the problems of minimizing switching noise and the problem of reducing IR drop for flip-chip and wire bond technologies. Recommendations are given on how to minimize the impact of these problems on the performance of the device being developed. Analysis of IR Drop for projects made by JCR RC "Module" was done in order to prove theoretical conclusions.*

*Analysis of advantages and drawbacks under development of microcircuits using flip-chip and wire bond technologies revealed several important results: for projects that require a compact device size, low power consumption and lower device heating one should apply the flip-chip technology and for simpler projects wire bond technology suggested to be used which is much cheaper.*

**Keywords:** System on chip (SoC), flip-chip, wire bond, physical design, IR drop, simultaneously switching noise, simultaneously switching output, IO Pad, Voltus, topology

For citation:

Tinyaev V. A. Topological Features of IC Development with the Application of Flip-Chip and Wire bond Mounting Technology, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 7, pp. 416–421.

DOI: 10.17587/nmst.21.416-421

## Introduction

In the modern world of microelectronics, more and more high-performance microcircuits are required, which satisfy several criteria at once, such as low power consumption, small size, high performance [1]. In this regard, it is necessary to pay special attention to the choice of the library for the development of the crystal, as well as the choice of the case and the interconnects used.

Manufacturing by a particular technology has its advantages and disadvantages, as well as features in the design route. In the development of high-performance systems on chip (SoC), the solution to the problems of minimizing switching noise and the problem of reducing voltage drawdowns for flip-chip and wire bond plays a huge role. These aspects directly affect the performance of the chip. A quality solution to these problems will improve performance and reduce the energy consumption of high-performance SoCs.

### Topological features of wire bond and flip-chip technologies

Wire bond is a connection technology between the microcircuit and the housing using thin wires and a combination of heat, pressure and/or ultrasonic energy. Fig. 1 shows the wire bond mounting scheme of the crystal.

When using the wire bond [3] technology, I/O contact pads are connected directly to the housing using thin wires. From the point of view of crystal topology development, wire bond technology requires the IO-cells to be located along the crystal perimeter. This leads to the fact that a project that has a large number of outputs will flow into the project "pad limited", i.e. the crystal area will directly depend on the number of IO-cells.

Also, do not forget that factories that frame crystals using wire bond technology have their own limitations, which relate to the minimum tracing step of the IO buffer. The tracing step of an IO-cell is the minimum distance that the pads of the IO-cell must be spaced in order to avoid a short circuit when unzipping to the case. Therefore, when placing IO-cells, it is necessary to satisfy this requirement. The distance between the pads of IO-cells must be greater than or equal to the minimum step of tracing buffers. Buffer tracing step can be obtained from the factory, which will be engaged in packaging.

Wire bond technology has been used for a long time more often due to lower production costs, but recently flip-chip technology has become increasingly popular [2].

This is due to an increase in the complexity of the crystals, an increase in the number of conclusions, as well as a desire to achieve the smallest dimensions of the final device. Currently, these problems are relevant not only for complex systems on a chip, but also for high-level DSP crystals. Unlike wire bond enclosures, where the leads are connected to the periphery of the crystal by parallel wires (which is a potential source of interference at high frequencies), the flip-chip-enclosure allows contact with any point of the crystal and with correct wiring to minimize signal interference.

Flip-chip is a method of mounting a crystal on a printed circuit board with the active side down, in which the crystal is mounted on the leads. Fig. 2 shows the flip-chip mounting scheme.

When developing a topology using flip-chip technology, it is necessary to trace the output of IO-cells to the bump [6]. Tracing occurs in the upper layers. Then it is

necessary to connect the bumpers with the case leads, which are solder balls, with the help of which the crystal case is attached to the board. Distribution from bump to the findings of the body is carried out in several layers of the substrate body. The transition between the layers is carried out using holes.

From the point of view of crystal topology development, flip-chip technology allows placing IO-cells, including IO-cells for powering the core, at any point of the crystal. Thus, this technology allows the development of more compact devices for "pad limited" projects.

The flip-chip technology topology development route has some differences from the wire bond technology development route. The main difference lies in the tracing of contact pads of IO-cells. In the technology of wire bond contact pads IO-cells "boil" immediately on the body. When developing the crystal topology using flip-chip technology, it is necessary to trace the contact pads of IO-cells to the bump — a bar-pin. At the stage of packaging, tracing will take place from the bump to the hull. These features affect the design of the grid "earth" and the power of the crystal.

### Analysis of the effects of SSO/SSN

When placing IO-cells, remember SSO/SSN (Simultaneously Switching Output/Noise or Simultaneous Switching Noise) effects. These are effects at which noise appears [8] due to the simultaneous switching of IO-cells. SSN can be divided into two components: noise voltage and temporal noise. In fig. 3 shows three IO-cells, two of which are switched at the same time (*A* and *C*), and *B* does not change its state during this period of time. We assume that the IO cells *A* and *C* have greater power. Then, due to the simultaneous switching of IO-cells *A* and *C*, noise voltage appears at the output of cell *B*, which is expressed in a voltage jump. At the same time, temporal noise appears on *A* and *C*, at which the cell switches with a certain delay relative to the ideal case. In fig. 3 this is shown with dashed lines.

In order to minimize noise, it is necessary to approach the placement of supplying IO-cells correctly and try not to place several powerful IO-cells nearby. The number of supplying IO-cells depends on the selected library of elements, the power used by the IO-cells, the inductance of the case, the capacitance at the terminals of the chip. To find the required number of supplying IO-cells for a project, it is necessary to resort to the calculation of the total factor. The total factor is calculated by the formula:  $F = N1 \cdot K1 + N2 \cdot K2 + N3 \cdot K3$ , where  $N[x]$  is the number of signal cells with the same power;  $K[x]$  is the coefficient provided by the developer of the IO-cells, which shows how many supplying IO-cells are needed for one signal IO-cell of a certain power. The power of an IO cell is calculated based on the required output capacitance and the frequency of operation of the IO cells. The total factor  $F$  indicates the required minimum number of feeding IO-cells for ground or power. If there is a place on the crystal to accommodate the extra supply of IO-cells, it is recommended to add them. This will only help reduce the effect of noise. SSN/SSO effects do not depend on packaging technology.

It should be remembered that the crystal has at least two types of power, it is the power supply of IO-cells and the power supply of the core. The fight against SSN effects is based on the placement of cells to power the IO cells.

## IR Drop analysis for projects with different packaging technologies

As it is known, the modern world of microelectronics requires high performance and low power consumption from microcircuits. Therefore, when developing a crystal topology, you should carefully consider such a parameter as the voltage drop on a crystal (IR Drop). This parameter affects not only the performance of the microcircuit, but also its performance. After all, when voltage drops that exceed the threshold of operation of transistors used in the development of the topology, the microchip will not work.

IR Drop can be reduced using the correct replacement of IO-cells for powering the core and properly designed "ground" grid and power. The principles of building the "ground" grid and the power supply for wire bond and flip-chip technologies differ from each other, but we will try to formulate and substantiate the general aspects that should be paid attention to when designing the topology.

As you know, when using the wire bond technology, the IO-cells are located around the perimeter of the crystal, which leads to the fact that the largest voltage drop appears in the center of the crystal. Therefore, it is not recommended to place the most consuming blocks/elements in the center of the crystal. When using flip-chip technology, this problem can be avoided, but regardless of the technology, it is important to consider the placement of IO-cells to power the core. They should be evenly distributed over the crystal. The grid of land and power should take almost all the free space on the chip, but should not interfere with the trace signal paths on the chip. It is recommended that decap-cells be placed over the entire crystal area. These cells are capacitances that smooth out voltage peaks.

Let's consider two projects on the flip-chip and wire bond technologies developed at CJSC STC Module. Despite the fact that these projects are functionally different, I note that when comparing, we are interested in global differences that are inherent in a particular technology. Both projects were implemented in accordance with the general rules described above.

IR Drop analysis was carried out using Cadence Design System's Voltus CAD. Fig. 4 (see the 3-rd side of cover) presents the IR Drop analysis for a heterogeneous multiprocessor system on a chip [4], developed at ZAO STC Module using the 28 nm flip-chip technology.

In this project, a part of the IO-cells is located around the perimeter of the crystal, and a part is located closer to the center of the crystal, in the form of several groups. Voltage drop analysis for complex purchased units (DDR3, PCIe 2.0) was performed separately. The areas with the maximum voltage subsidence are red, the areas with the minimum subsidence are green. Based on the results obtained, it can be seen that there is no global region of the crystal, where the drawdown is greatest, there are point spots with the highest voltage drawdown, due to the fact that these places contain the most consuming elements.

For comparison, we will analyze for VLSI 1879VM5Ya, developed at CJSC STC Module using the 90 nm wire bond technology. The IR Drop analysis for VLSI 1879VM5Ya is presented in fig. 5 (see the 3-rd side of cover).

The results show that using wire bond technology, the largest voltage sag is in the center of the crystal. Based on this, it can be concluded that when using wire bond tech-

nology, it is highly undesirable to place high-consuming blocks in the center of the crystal.

The flip-chip technology gives more maneuvers for the developer of the topology — it is possible to place high-consuming blocks at any point of the crystal. Also, the advantages of the flip-chip technology include the lack of additional inductance, which occurs when the wire connection of the crystal and the body, which, in turn, improves the situation with the noise on the external terminals.

## Conclusion

Analyzing all the topological features in the development of microcircuits using flip-chip and wire bond technologies, we can draw several important conclusions. Wire bond technology is preferred in those projects where there are not a large number of conclusions and there are no serious requirements for speed. When using this technology, special attention should be paid to the placement of high-power blocks and the development of the "ground" grid and power supply. Poor development of these stages of crystal topology can lead to huge voltage drops on the crystal (IR Drop), therefore, the microcircuit will work at lower frequencies, and in more critical cases it may not work at all. At the same time, wire bond technology is simpler to implement and requires less development time.

Flip-chip mounting technology is a more modern technology, but at the same time more complex and costly. In Russia, it is difficult to find a factory that is ready to provide packaging services for this technology. The advantages of the flip-chip technology include the best heat dissipation, since the crystal has contact with the body through the bump. Using flip-chip technology opens up new areas of the market, such as cellular communications and portable digital electronics, where the size, power consumption and performance of the end device always play a large role.

## References

1. Dally W., Balford J. An Energy-Efficient Processor Architecture, *IEEE Computer Architecture Letters*, Jan. 2008, vol. 7, pp. 29–31.
2. Zhang Zhuqing, Wong C. P. Recent Advances in Flip-Chip Underfill: Materials, Process, and Reliability, *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 2004, vol. 27, pp. 515–524.
3. Junhui Li, Lei Han, Jue Zhong. Ultrasonic power features of wire bonding and thermosonic flip chip bonding in microelectronics packaging, *Journal of Central South University of Technology*, 2008, vol. 15 (5), pp. 684–688.
4. Eisyomont A. L., Chernikov A. V., Kosorukov D. E., Nasonov I. I., Komlev A. A. *Geterogennaya mnogoprocessornaya sistema na kristalle s proizvoditelnostyu 512 Gflops*, Nanoindustriya, 2018, no. 9, pp. 135–143 (in Russian).
5. Chernikov V. M., Vixne P. E., Sheluhin A. M., Shevchenko P. A., Panfilov A. P., Kosorukov D. E., Chernikov A. V. Semejstvo processorov obrabotki signalov s vektorno-matrichnoj arhitekturoj NeuroMatrix, *Elektronnye komponenty*, 2006, no. 6, pp. 79–84 (in Russian).
6. Yan J.-T., Chen Z.-W. IO connection assignment and RDL routing for flip-chip designs, *Proc. ASP-DAC*, 2009, pp. 588–593.
7. Hsu-Chieh Lee, Yao-Wen Chang, Po-Wei Lee. Recent Research Development in Flip-Chip Routing, *IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design (ICCAD)*, 2010.
8. Hong Shi, Geping Liu, Alan Liu, Anil Pannikkat, Kok Siang Ng, Yee Huan Yew. Simultaneous switching noise in FPGA and structure ASIC devices, methodologies for analysis, modeling, and validation, *Conference: Electronic Components and Technology Conference*, 2006.



# ЭЛЕМЕНТЫ МНСТ

## MICRO- AND NANOSYSTEM TECHNIQUE ELEMENTS

УДК 004.414.23

DOI: 10.17587/mnst.21.422-429

**А. А. Кулакова**, канд. техн. наук, мл. науч. сотр., e-mail: anastasya.staryh@mail.ru,  
Инжиниринговый центр приборостроения, радио- и микроэлектроники  
Южного федерального университета, г. Таганрог,  
**Е. Б. Лукьяненко**, канд. техн. наук, доц., г. Таганрог, e-mail: luk101010@mail.ru

### СХЕМОТЕХНИКА D-ТРИГГЕРОВ — ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЗАКАЗНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫХ СБИС

Поступила в редакцию 22.02.2019

*Рассмотрены схемы D-триггеров — на основе логических элементов, проходных тактируемых ключей, на основе мультиплексоров, с защелкой и управляющей схемой симметричного и несимметричного вида, с использованием мемристора в качестве запоминающего элемента. В результате схемотехнического моделирования (вычислительного эксперимента) проведено сравнение схем по энергоэффективности и выявление схем с транзисторной избыточностью.*

**Ключевые слова:** последовательная схема, D-триггер, защелка, проходной ключ, мемристор, C-элемент (элемент Миллера), транзисторная избыточность, моделирование

#### Введение

Наиболее распространенными компонентами в цифровых интегральных схемах являются КМОП-транзисторы благодаря их уникальным свойствам. Фундаментальным узлом последовательных цифровых схем является D-триггер, поэтому исследование его характеристик для различных модификаций триггера достаточно актуально в настоящее время. В работе рассматриваются как широко используемые схемы D-триггеров (например, на основе логических элементов), так и спроектированные на транзисторном уровне. Из всего разнообразия D-триггеров здесь рассматриваются только двухступенчатые триггеры, свободные от режима генерации и без опасных временных состояний [1].

#### D-триггер на логических элементах

Схема двухступенчатого D-триггера на логических элементах приведена в работе [1]. Достоинством триггера является возможность использования различных САПР при проектировании сложных схем. Однако применение стандартных логических элементов предполагает избыточность КМОП-транзисторов, а отсюда — повышенные потребляемая мощность и занимаемая площадь.

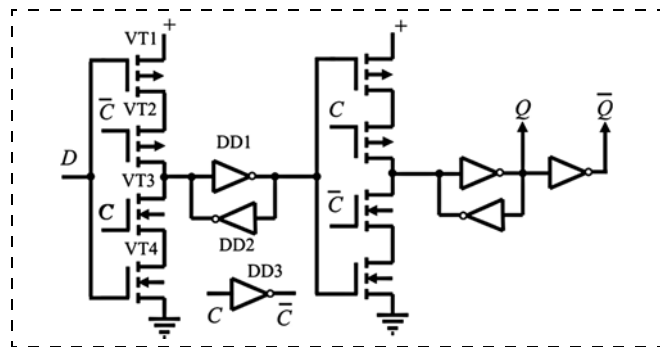
Далее рассмотрим альтернативные схемы, спроектированные на транзисторном уровне.

#### D-триггер с защелкой и несимметричной управляющей схемой

Триггер с защелкой и несимметричной управляющей схемой показан на рис. 1.

Первая ступень триггера состоит из защелки в виде двух инверторов, охваченных положительной обратной связью (микросхемы DD1, DD2), и управляющей схемы (транзисторы VT1—VT4). Подобная конфигурация воплощена в C-элементе (элемент Миллера) [2, 3], который использовался как логическое "И" с запоминанием.

Рассмотрим работу первой ступени триггера. В режиме хранения ( $C = 0$ ) выход управляющей



**Рис. 1.** Двухступенчатый D-триггер с защелкой и несимметричной управляющей схемой

*Fig. 1. Master-slave D-flip-flop with a latch and asymmetrical control circuit*

схемы находится в высокоомном состоянии и не оказывает влияния на защелку. В режиме записи ( $C = 1$ ) управляющая схема разрешает передачу информационного сигнала  $D$  на вход защелки. Переключение защелки происходит благодаря тому, что инвертор DD2 состоит из "слабых" транзисторов, имеющих небольшой ток насыщения, в то время как управляющая схема состоит из "сильных" транзисторов с большим током насыщения. Вторая ступень триггера аналогична первой.

При  $C = 1$  первая ступень открыта, а вторая — закрыта. Информационный сигнал  $D$  записывается в первую ступень. При  $C = 0$  первая ступень закрыта, вторая — открыта и сигнал с выхода первой ступени записывается на выход второй ступени. Переключение триггера происходит по отрицательному фронту тактового импульса.

Недостатком схемы является то, что при введении в схему операций "Сброс" ("Reset",  $R$ ) и "Установка" ("Set",  $S$ ) увеличивается число последовательно включенных транзисторов в управляющей ячейке, что приводит к снижению быстродействия, особенно при пониженном напряжении питания.

### D-триггер с тактируемыми проходными ключами

В работах [4, 5] предложены схемы D-триггеров с проходными ключами (рис. 2).

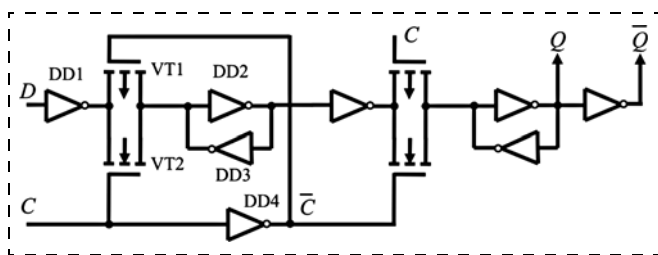


Рис. 2. Двухступенчатый D-триггер с проходными ключами [4, 5]  
Fig. 2. Master-slave D-flip-flop with the transmission gate

Первая ступень триггера состоит из буферного инвертора DD1, проходных ключей VT1, VT2 и запоминающей ячейки, выполненной на инверторах DD2, DD3, охваченных положительной обратной связью. Благодаря разнополярным тактовым сигналам ключи могут быть закрыты, и тогда информация сохраняется в запоминающей ячейке, либо открыты, и информация записывается в запоминающую ячейку. Вторая ступень триггера аналогична первой, только открывание и закрывание ключей противоположно первой ступени.

Схема существенно усложняется, если ввести в нее элементы сброса и установки.

### D-триггер с защелкой и симметричной управляющей схемой

В работе [6] предложено управлять запоминающим элементом (защелкой) с помощью nМОП-

транзисторов, расположенных в нижней полуплоскости схемы симметрично относительно защелки. Достоинством такого метода управления является число последовательно включенных транзисторов, что повышает быстродействие схемы и позволяет работать при меньших напряжениях питания.

Схема D-триггера с симметричной управляющей схемой показана на рис. 3.

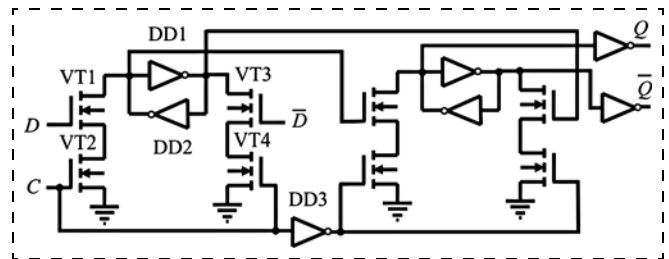


Рис. 3. Двухступенчатый D-триггер с защелкой и симметричной управляющей схемой

Fig. 3. Master-slave D-flip-flop with latch and nonsymmetrical drive circuit

Рассмотрим работу первой ступени триггера. В управляющей схеме транзисторы VT1—VT4 расположены только в нижней полуплоскости. Инверторы защелки (микросхемы DD1, DD2) выполнены на "слабых" транзисторах, которые переключаются под воздействием "сильных" транзисторов управляющей схемы. При высоком уровне тактового сигнала ( $C = 1$ ) разрешается запись информационного сигнала  $D$  в первую ступень триггера (открытые транзисторы VT2, VT4). При этом вторая ступень триггера закрыта ( $\bar{N} = 0$ ). При смене уровня тактового сигнала закрывается первая ступень и информация с выхода первой ступени записывается во вторую ступень. Таким образом, происходит срабатывание триггера по фронту тактового сигнала.

### D-триггер на мультиплексах

Наиболее устойчивой защелкой является защелка на мультиплексах [5]. На рис. 4 показана схема двухступенчатого D-триггера на мультиплексах.

С помощью адресного сигнала  $a$  на выход  $F$  мультиплекса поступает либо сигнал со входа  $x_0$ , либо сигнал со входа  $x_1$ . Если на выход  $Q_1$  пода-

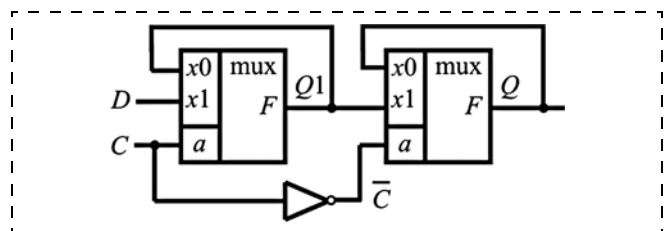


Рис. 4. Схема D-триггера на мультиплексах [5]  
Fig. 4. The circuit of D-flip-flop on the multiplexers



зисторах. В работе длительность импульса считывания принята равной 0,5 нс.

Транзисторы VT6, VT7 служат для привязки выводов мемристора к корпусу в момент отсутствия сигналов записи и чтения, когда все транзисторы находятся в высокоомном состоянии и управляются сигналами "Запись" и "Чтение".

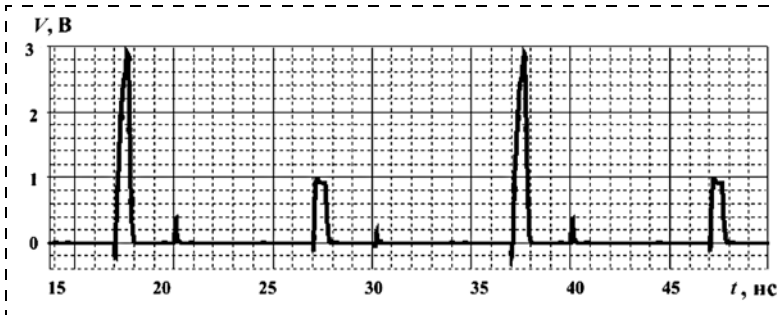


Рис. 8. Напряжение на мемристорах в режиме "Чтение"

Fig. 8. The voltage on the memristor in reading mode

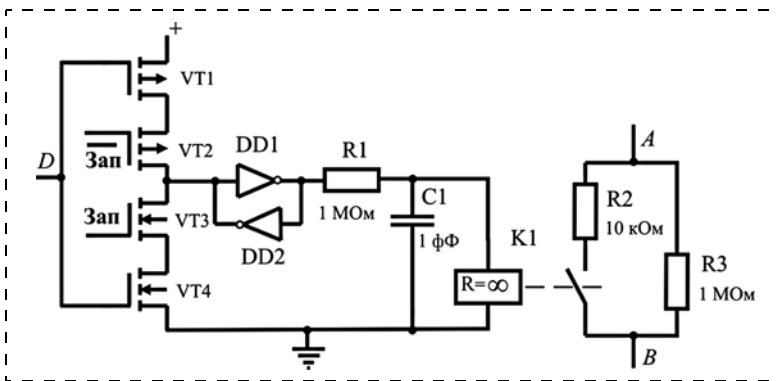


Рис. 9. Модель мемристора

Fig. 9. The model of memristor

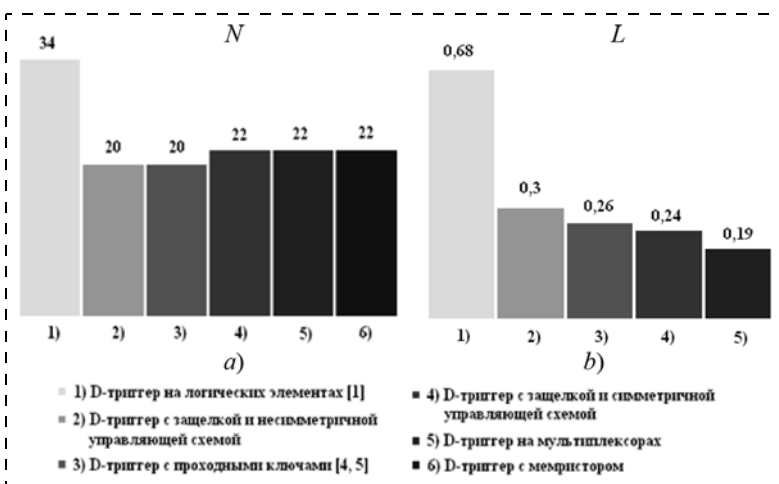


Рис. 10. Диаграммы зависимостей числа транзисторов (а) и энерготопологического критерия (b) от схемотехники D-триггеров

Fig. 10. Diagrams of dependence number of transistors a) and energy-topological criterion (L) b) on circuit synthesis of D-flip-flop: 1 — D-flip-flop on the logic elements [1]; 2 — D-flip-flop with a latch and an asymmetrical control circuit; 3 — D-flip-flop with a latch and an asymmetrical control circuit [4, 5]; 4 — D-flip-flop with a latch and symmetric control circuit; 5 — D-flip-flop on multiplexers; 6 — D-flip-flop with a memristor

Для моделирования схемы использована модель мемристора, показанная на рис. 9.

На транзисторах VT1—VT4 выполнена управляющая схема, которая записывает в защелку (микросхемы DD1, DD2) информационный сигнал D. Защелка играет роль долговременной памяти мемристора. Цепочка R1, C1 отражает инерционные свойства мемристора. Ключ K1 переключает сопротивление мемристора от 10 кОм до 1 МОм. Напряжение замыкания ключа равно 2 В, напряжение размыкания — 1 В. Такая модель может быть отнесена к формальным моделям. Тем не менее она отражает основные процессы, происходящие в мемристорах, и позволяет моделировать схемы, содержащие мемристоры.

### Схемотехническое исследование параметров D-триггеров

Исследование параметров D-триггеров проводили методом схемотехнического моделирования в САПР OrCAD с использованием стандартизованной компактной модели МОП-транзисторов BSIM4 [8] при технологии 0,18 мкм. Напряжение питания схем равно 3,3 В, период следования тактовых импульсов равен 10 нс. Токи насыщения "сильных" МОП-транзисторов выбраны равными 1 мА, "слабых" МОП-транзисторов — 0,3 мА.

Рассмотренные D-триггера сравнивают по энергоэффективности и числу транзисторов в схеме. Для количественного определения энергоэффективности применяется обобщенный энерготопологический критерий L [6], представляющий собой произведение работы переключения A на число транзисторов N:

$$L = A \cdot N = P_{cp} \cdot \tau_{3,p} \cdot N.$$

Такое представление энергоэффективности позволяет учесть как электрические параметры схемы (среднюю рассеиваемую мощность  $P_{cp}$ , задержку распространения сигнала  $\tau_{3,p}$ ), так и топологический параметр — число транзисторов в схеме.

Диаграммы зависимостей числа транзисторов и энерготопологического критерия от схемотехнического синтеза схем D-триггеров приведены на рис. 10.

Как видно из диаграммы, наилучший энерготопологический критерий имеет схема D-триггера на мультиплексорах в блочном исполнении. Число транзисторов во всех схемах примерно одинаково, кроме схемы на логических элементах, имеющей транзисторную избыточность. Невы-

сокая энергоэффективность D-триггера с мемристором ( $L = 13,8$  пДж·шт.) обусловлена прежде всего значительной инерционностью мемристора (единицы наносекунд) при сопоставимых остальных параметрах ( $N = 22$ ,  $P_{cp} = 0,3$  мВт).

### Заключение

Рассмотрены схемы двухступенчатых D-триггеров на логических элементах, с защелкой и симметричной и несимметричной управляющими схемами, с тактируемыми проходными ключами, на мультиплексорах, а также D-триггер с мемристором, обеспечивающим долговременную память. Мультиплексор реализован блочным методом, что позволило улучшить его характеристики. Показаны особенности включения мемристора в схему D-триггера. Для его переключения использована мостовая схема, что обеспечивает изменение направления протекания тока через мемристор и тем самым переключает его из низкоомного состояния в высокоомное и наоборот. Предложена модель мемристора, которая отражает основные физические процессы, происходящие в мемристоре: его инерционные свойства, переключение сопротивления мемристора.

Результаты схемотехнического моделирования схем D-триггеров показали, что наилучшие характеристики имеет триггер на мультиплексорах, реализованный по блочному принципу. Его энергоэффективность самая высокая из всех триггеров и превосходит энергоэффективность триггера на логических элементах в 3,6 раза. Число транзисторов

этого триггера в 1,5 раза меньше, чем у триггера на логических элементах, и такого же порядка, как и у других типов триггеров.

Исследование работы D-триггера с мемристором показало, что его энергоэффективность уступает двухступенчатым D-триггерам и в значительной степени определяется инерционностью мемристора. Его преимущество заключается в энергонезависимой памяти, благодаря чему такой триггер не боится сбоев в питании, происходящих по разным причинам: закончился заряд аккумулятора, прервался питающий контакт при вибрации и др.

### Список литературы

1. **Угрюмов Е. П.** Цифровая схемотехника. СПб.: БХВ-Петербург, 2001. 528 с.
2. **Berkel K. V.** Beware the isochronic fork // Integration, the VLSI journal. June 1992. Vol. 13. P. 103–128.
3. **Sutherland I. E.** Micropipelines // Communications of the ACM. June 1989. Vol. 32, N. 6. P. 720–738.
4. **Harris D., Harris S.** Digital design and computer architecture. USA: Elsevier, Inc., 2013. 675 p.
5. **Рабаи Ж. М., Чандракасан А., Николич Б.** Цифровые интегральные схемы. Методология проектирования. 2-е изд. М.: Вильямс, 2007. 912 с.
6. **Старых А. А.** Метод синтеза запоминающих элементов самосинхронных схем // Нано- и микросистемная техника. 2016. Т. 18. N. 3. С. 166–175.
7. **Старых А. А.** Метод синтеза функциональных блоков комбинационных схем с использованием минтермов и макстермов // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. 2015. Вып. 2–3 (236–237). С. 63–69.
8. **Денисенко В. В.** Компактные модели МОП-транзисторов для SPICE в микро- и наноэлектронике. М.: Физматлит, 2010. 408 с.

---

**A. A. Kulakova**, Ph. D, Junior Research Scientist, anastasya.staryh@mail.ru,  
Southern Federal University Institute of Nanotechnology, Engineering center of instrument making,  
radio- and microelectronics, Taganrog, 347922, Russian Federation  
**E. B. Lukyanenko**, Ph. D., Associate Professor,  
Southern Federal University, Taganrog, Schevchenko street, 2, 347922, Russian Federation

*Corresponding author:*

**Kulakova Anastasya A.**, Junior Research Scientist, Southern Federal University Institute of Nanotechnology, Engineering center of instrument making, radio- and microelectronics, Taganrog, 347922, Russian Federation, e-mail: anastasya.staryh@mail.ru

## Circuitry of D-flip-flops — Basic Elements of the Sequential VLSI

*Received on February 22, 2019*

*Accepted on March 12, 2019*

*The article is dedicated to the D-flip-flop circuits on the basis of the logic elements, transmission gates on multiplexers, with a latch and control circuit of the symmetric and asymmetric forms, and with the use of a memristor as a storage element. As a result of the circuit simulation (computing experiment), a comparison was done of the energy efficiency of the circuits, and the circuits with the transistor redundancy were identified.*

**Keywords:** sequential circuit, D-flip-flop, latch, transmission gate, memristor, C-element (Miller element), transistor redundancy, simulation

*For citation:*

**Kulakova A. A., Lukyanenko E. B.** Circuitry of D-flip-flops — Basic Elements of the Sequential VLSI, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 7, pp. 422–429.

DOI: 10.17587/mnst.21.422-429



## Introduction

The most widespread components in the digital integrated circuits, due to their unique properties, are CMOS-transistors. The fundamental unit of the sequential digital circuits is the D-flip-flop, therefore, a research of the characteristics of its various modifications is rather topical now. In the work we consider both the widely used circuits of the D-flip-flop kind (for example, with the use of the logic elements), and the ones designed at the transistor level. Out of all the variety of the D-flip-flops we will consider only the master-slave ones, free from the mode of generation and without dangerous time competitions [1].

### D-flip-flop on the logic elements

A circuit of the master-slave D-flip-flop on the logic elements is presented in [1]. An advantage of the D-flip-flop is a possibility to use various CAD for designing of complex circuits. However, application of the standard logic elements envisages redundancy of CMOS transistors, and hence — an increased power consumption and occupied space.

Further we will consider the alternative circuits designed at the transistor level.

### D-flip-flop with a latch and an asymmetrical control circuit

A D-flip-flop with a latch and asymmetrical control circuit is shown in fig. 1.

The first step of it consists of a latch in the form of two inverters embraced by a positive feedback (DD1, DD2 microcircuits) and a control circuit (VT1—VT4 transistors). Such a configuration was embodied in the S-element (Miller's element) [2, 3], which was used as a logical "And" with storing.

Let us consider operation of the first step of the D-flip-flop. In the storage mode ( $C = 0$ ) the output of the control circuit is in a high-resistance state and does not exert impact on the latch. In the recording mode ( $C = 1$ ) the control circuit allows a transfer of the information signal  $D$  to the input of the latch. Switching of the latch happens thanks to the fact that the DD2 inverter consists of "weak" transistors having small saturation current, while the control circuit consists of "strong" transistors with a big saturation current. The second step of the D-flip-flop is similar to the first one.

At  $C = 1$  the first step is open, while the second one is closed. The information signal of  $D$  is recorded into the first step. At  $C = 0$  the first step is closed, while the second one is open and the signal from the output of the first step is recorded in the output of the second step. Switching of the D-flip-flop happens by the negative front of the clock pulse.

A drawback of the circuit is that due to introduction in the circuit of "Reset", R, and "Set", S, operations the number of the in-series transistors in the control cell increases, which leads to a loss of speed, especially at the lowered supply voltage.

### D-flip-flop with the clocked transmission gates

In [4, 5] D-flip-flop circuits with the transmission gates (fig. 2) are presented.

The first step of the D-flip-flop consists of DD1 buffer inverter, VT1, VT2 transmission gates and a memory cell made on the DD2, DD3 inverters embraced by a positive feedback. Thanks to the heteropolar clock signals, the transmission gates can be closed and then the information is saved in the memory cell, or they can be open and then the information is recorded into the memory cell. The second step of the D-flip-flop is similar to the first one, only opening and closing of the transmission gates is opposite to the first step.

The circuit becomes significantly more complicated, if the "Reset" and "Set" elements are introduced into it.

### D-flip-flop with a latch and symmetric control circuit

In the work [6] it was suggested to control the memory element (latch) by means of the nMOP-transistors situated in the lower half-plane of the circuit, symmetrically in relation to the latch. An advantage of such control method is the number of the in-series transistors, which increases the speed of the circuit and allows it to operate at smaller supply voltages.

The circuit of the D-flip-flop with a symmetric control circuit is shown in fig. 3.

Let us consider operation of the first step of the D-flip-flop. In the control circuit the VT1—VT4 transistors are located only in the lower half-plane. The latch inverters (DD1, DD2 microcircuits) are made on "weak" transistors, which switch over under the influence of the "strong" transistors of the control circuit. At a high level of the clock signal ( $C = 1$ ) recording of the information signal of  $D$  in the first step of the D-flip-flop (VT2, VT4 open transistors) is allowed. At the same time, the second step of the D-flip-flop is closed ( $\bar{N} = 0$ ). Due to a change of the level of the clock signal the first step is closed and the information from the output of the first step is recorded into the second step. Thus, operation of the D-flip-flop on the front of the clock signal is carried out.

### D-flip-flop on multiplexers

The steadiest latch is the latch on multiplexers [5]. Fig. 4 presents the circuit of the master-slave D-flip-flop on multiplexers.

By means of the address signal  $a$  to the output  $F$  of the multiplexer a signal arrives either from  $x_0$  input, or from  $x_1$  input. If  $x_1$  signal is supplied to the output of Q1, then the reading mode is set. If  $x_0$  signal is supplied — than the storage mode is set. This mode is maintained because in the mode of storage the equality of  $x_0 = Q1$  is carried out in the circuitry. The second step of the D-flip-flop operates in a similar way, but thanks to the inverse signal on the address input the modes of recording and storage exchange their positions, ensuring the master-slave mode.

We realize the circuit of the multiplexer by the block method in accordance with the technique presented in the work [7]. By means of Karnaugh maps we receive the equations necessary for synthesis of the circuit of the multiplexer. The equation for realization of the logic unit has the following appearance:

$$F^{(1)} = ax_1 + x_0\bar{a}.$$

The equation for realization of the logical zero has the following appearance:

$$F^{(0)} = (x_0 + \bar{a})(x_1 + a).$$

On the basis of the equations we synthesize a sub-circuit, realizing the logical unit in the lower half-plane and the logical zero — in the top half-plane. By combining both subcircuits, we receive a block circuit of the multiplexer with an inverter (fig. 5).

By substituting the values of the signals, we receive a D-flip-flop on CMOS transistors realized on multiplexers (fig. 6).

A distinctive feature of the D-flip-flop circuit is absence of the memory cells in a direct form. A positive feedback is formed only at certain levels of the address signal corresponding to the storage mode.

### D-flip-flop with a memristor

A memristor is the resistor with long-term memory. Under the influence of a heteropolar input signal it changes the resistance in tens of times. Thus, the D-flip-flops created on its basis will have a long-term memory and protection against the power failures. The circuit of the D-flip-flop with the MR1 memristor is presented in fig. 7.

Information signal D is recorded in the memristor by means of the "Recording" signal of the positive polarity. When the "Recording" signal is equal to a logical unit, the VT2, VT3, VT10 and VT11 transistors open, and both the direct D and the inverse  $\bar{D}$  signals come to the memristor. Depending on the direction of the course of the current via the memristor, the low or high resistance of the memristor is established. Duration of the recording is defined by the inertial processes in the memristor.

In the "Reading" mode the VT5, VT8 transistors open and the current goes via the memristor determined by the VT5 transistor with the set current of saturation of 0.1 mA. Therefore, depending on the memristor resistance, high or low level pulses will be formed on it (fig. 8).

The received pulses come to the second step of the D-flip-flop (VT13—VT16 transistors, DD1, DD2 microcircuits), where they are memorized in the latch. The microcircuit of DD3 serves for an increase of the load ability on the inverse output signal. Duration of the "Reading" pulse is defined by the speed of the circuit on CMOS transistors. In the process of the work the duration of the reading pulse is assumed as equal to 0.5 ns.

VT6, VT7 transistors serve for binding of the outlets of the memristor to the case at the moment of absence of the recording and reading signals, when all transistors are in a high resistance state, and are controlled by the "Write" and "Read" signals.

For modeling of the circuit, the memristor model presented in fig.9 was used.

The control circuit, which records the information signal of D in the latch (DD1, DD2 microcircuits), is made on VT1-VT4 transistors. The latch plays the role of a long-term memory for the memristor. The chain of R1, C1 reflects the inertial properties of the memristor. The key of K1 switches the memristor resistance from 10 k $\Omega$ ; up to 1 M $\Omega$ . The peak-up voltage of the key is equal to 2V, the opening voltage is equal to 1 V. Such a model can be qualified as a formal model. Nevertheless, it reflects the main processes happening in the memristor and allows us to model the circuits containing the memristors.

### Circuitry research of the D-flip-flops' parameters

The research of the parameters of D-flip-flops was conducted by the method of the circuitry modeling in CAD OrCAD with the use of BSIM4 standardized compact model [8] of the MOS transistors within 0.18  $\mu\text{m}$  technology. The supply voltage of the circuits was equal to 3.3 V, the period of the clock pulses was equal to 10 ns. The saturation currents of the "strong" MOS transistors were chosen as equal to 1 mA, and of the "weak" MOS transistors as equal to 0.3 mA.

The considered D-flip-flops are compared by the energy efficiency and the number of the transistors in a circuit. For a quantitative definition of the energy efficiency the generalized power topological criterion of  $L$  [6] is applied, representing a product of the work of switching  $A$  and the number of transistors  $N$ :

$$L = A \cdot N = P_{cp} \cdot \tau_{3,p} \cdot N.$$

Such a presentation of the energy efficiency allows us to consider both the electric parameters of a circuit (average scattered power  $R_{sp}$ , a delay of propagation of a signal  $\tau_{3,p}$ ), and the topological parameter — the number of the transistors in a circuit.

The diagrams of the dependences of the number of the transistors and the power topological criterion on the circuitry synthesis of D-flip-flop circuits are presented in fig. 10.

As it is visible in the diagram, the circuit of the D-flip-flop on multiplexers in the block version has the best power topological criterion. The number of transistors in all the circuits is approximately identical, except the circuit on the logical elements, which has a transistor redundancy. The low energy efficiency of the D-flip-flop with the memristor ( $L = 13.8 \text{ pJ} \cdot \text{piece}$ ) is due, first of all, to a considerable inertia of the memristor (units of nanoseconds) at the other comparable parameters ( $N = 22$ ,  $R_{sp} = 0.3 \text{ mW}$ ).

## Conclusion

The authors considered circuits of the master-slave D-flip-flops on the logical elements, with a latch and symmetrical and asymmetrical control circuits, with the clocked transmission gates, on multiplexers, and also a D-flip-flop with the memristor ensuring a long-term memory. The multiplexer was realized by the block method, which made it possible to improve its characteristics. The authors demonstrated the specific features of connection of a memristor into the circuit of a D-flip-flop. For its switching over a bridge circuit was used, which ensured variation of the direction of the course of the current via the memristor, and by that it switched over from the low-impedance state into the high-resistance one and vice versa. A memristor model was offered, which reflected the main physical processes happening in the memristor: its inertial properties, switching over of the resistance of the memristor.

The results of the circuitry modeling of the D-flip-flop circuits demonstrated that the D-flip-flop on multiplexers realized by the block principle had the best characteristics. Its energy efficiency was the highest of all the D-flip-flops and it 3.6 times surpassed the energy efficiency of the D-flip-flop on the logical elements. The number of the transistors in this D-flip-flop were 1.5 times less, than in a D-flip-flop on the logical elements, and about the same as in the other types of the D-flip-flops.

The research of operation of the D-flip-flop with the memristor demonstrated that its energy efficiency yielded to the master-slave D-flip-flops and to a great degree was defined by the inertia of the memristor. Its advantage was the non-volatile memory, thanks to which such a D-flip-flop was not liable to the power failures happening for various reasons: flat batteries; interruption of a power supply contact due to vibration, etc.

## References

1. **Ugryumov E. P.** Cifrovaya skhemotekhnika, St-Petersburg: BHV-Peterburg, 2001. 528 p. (in Russian).
2. **Berkel K. V.** Beware the isochronic fork, *Integration, the VLSI journal*, June 1992, vol. 13, pp. 103–128.
3. **Sutherland I. E.** Micropipelines, *Communications of the ACM*, 1989, vol. 32, no. 6, pp. 720–738.
4. **Harris D., Harris S.** Digital design and computer architecture. USA — Elsevier, Inc., 2013, 675 p.
5. **Rabai Zh. M., Chandrakasan A., Nikolich B.** Cifrovye integral'nye skhemy. Metodologiya proektirovaniya. 2-e izd. Moscow, Vil'yams, 2007, 912 p. (in Russian).
6. **Staryh A. A.** Metod sinteza zapominayushchih ehlementov samosinhronnyh skhem, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2016, vol. 18, no. 3, pp. 166–175 (in Russian).
7. **Staryh A. A.** Metod sinteza funkcional'nyh blokov kombinacionnyh skhem s ispol'zovaniem mintermov i makstermov, *Ehlektronnaya tekhnika*, Seriya 2. Poluprovodnikovye pribory, 2015, vol. 2–3 (236–237), pp. 63–69 (in Russian).
8. **Denisenko V. V.** Kompaktnye modeli MOP-tranzistorov dlya SPICE v mikro- i nanoehlektronike, Moscow, Fizmatlit, 2010. 408 p. (in Russian).

УДК 621.311.6:621.382.3

DOI: 10.17587/nmst.21.429-436

**Е. А. Иванов**, аспирант, e-mail: jonny-evildream@yandex.ru, **А. Н. Якунин**, д-р техн. наук, проф., Национальный исследовательский университет "Московский институт электронной техники", Москва

## АЛЬТЕРНАТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ КОММУТАЦИИ СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С КВАЗИРЕЗОНАНСНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ

Поступила в редакцию 04.03.2019

*Предлагаемые алгоритмы коммутации транзисторов силовой цепи предназначены для использования в источниках питания, оборудованных цифровой системой управления. Применение представленных алгоритмов позволяет сократить уровень загруженности контроллера операциями общения с АЦП до 40 % и снизить не менее чем в 2 раза уровень электромагнитных помех в сравнении с существующими алгоритмами.*

**Ключевые слова:** вторичные источники питания, коммутация транзисторов, квазирезонансный режим, частотно-импульсная модуляция, потери энергии, электромагнитные помехи

### Вторичные источники питания и методики коммутации силовых транзисторов

При разработке конкурентоспособных вторичных источников питания (ИП) важнейшими параметрами являются их габаритные размеры и коэффициент полезного действия (КПД). Как следствие, такие ИП обладают высокой удельной мощностью,

которая всецело зависит от обозначенных параметров в соответствии с формулой

$$P_{\text{уд}} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{V},$$

где  $P_{\text{уд}}$  — удельная мощность ИП, кВт/дм<sup>3</sup>;  $P_{\text{ВЫХ}}$  — выходная мощность источника питания, кВт;  $V$  — объем ИП, дм<sup>3</sup>.

Помимо типа электрической схемы и компонентов, на которых построен разрабатываемый ИП, на конечные КПД и габаритные размеры влияет метод коммутации транзистора силовой цепи (силовой транзистор). Такая коммутация может проводиться с разным количеством рассеиваемой в теплоту энергии. Так, коммутации силового транзистора с постоянным временным интервалом без регулирования этого момента для снижения энергетических потерь называется *жесткой* коммутацией [1]. В случае корректировки момента переключения транзистора в зависимости от значения коммутируемого напряжения коммутация будет называться *мягкой* [2, 3]. Мягкая коммутация силовых транзисторов позволяет снизить энергетические потери и, как следствие, размеры системы отвода теплоты.

На данный момент существуют различные зарубежные и отечественные методики мягкой коммутации, построенные на аналоговых и цифровых решениях. Среди зарубежных решений наиболее распространены методики нулевого тока и нулевого напряжения, применения снабберов [4–6]. Отечественные решения представлены вариантами применения специализированных микросхем [7, 8], использования колебательных контуров [9], внедрения цифровой системы квазирезонансного управления [10].

Внедрение цифровой системы управления, предлагаемое в некоторых методиках, дает возможность реализации дополнительных возможностей защиты или функционирования ИП и более гибкого управления в процессе его работы. По этим причинам такая методика является перспективной.

В данной работе предлагаются отличающиеся от известных алгоритмы коммутации для методик разработки ИП на основе цифровой системы управления. Алгоритмы позволяют освободить временные ресурсы микроконтроллера и обеспечить квазирезонансное управление силовым транзистором с корректировкой в режиме реального времени.

### Последовательный и предсказывающий алгоритмы

Алгоритм работы ИП с мягкой коммутацией силового транзистора основан на изменении времени коммутации. Алгоритм определяет моменты времени, когда напряжение на стоке транзистора минимально, что позволяет снизить потери энергии при переключении. Описываемые моменты времени представлены на рис. 1 и обозначены термином "ложбины".

Для обеспечения описанного переключения в структуре алгоритма можно выделить следующие основные шаги:

1 — считывание и фиксация оцифрованных значений коммутируемого силовым ключом напряжения;

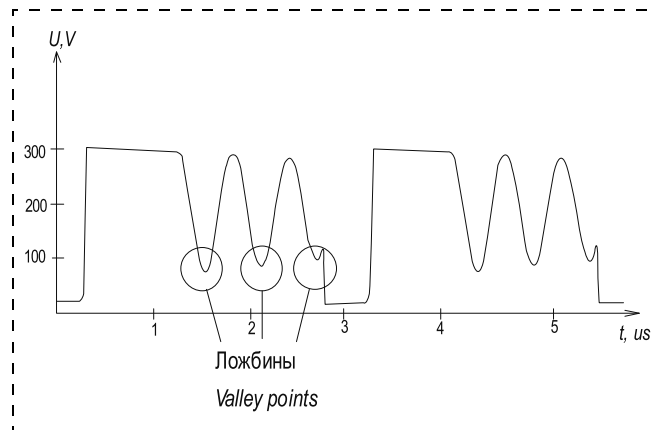


Рис. 1. Форма коммутируемого напряжения силовой цепи  
Fig. 1. The form of the switched voltage of the power circuit

- 2 — обработка оцифрованных значений;
- 3 — выработка управляющего воздействия.

На первом шаге происходит оцифровка формы напряжения силовой цепи с заданной частотой дискретизации с помощью внутреннего АЦП микроконтроллера. Считываемые значения фиксируются для дальнейших операций.

Число обращений к АЦП напрямую влияет на использование ресурсов микроконтроллера. Если обозначить  $T$  полную загруженность микроконтроллера вычислительными операциями, то опрос АЦП в промежуток времени, представленный на рис. 2, с  $t_0$  по  $t_k$  каждого промежутка времени, когда транзистор выключен, с типовой скважностью  $S = 2$  составит

$$T^* = 0,5T,$$

где  $T^*$  — загруженность микроконтроллера операциями чтения данных с АЦП.

Соответственно, при обращении к АЦП для считывания оцифрованных значений формы напряжения в силовой цепи только во время с  $t_0$  по  $t_k$ , для каждой десятой или сотой коммутации транзистора, загруженность микроконтроллера операциями общения с АЦП составит:

$$T_{10}^* = 0,5 \cdot \frac{T}{10} = T \cdot \frac{1}{20};$$

$$T_{100}^* = 0,5 \cdot \frac{T}{100} = T \cdot \frac{1}{200}.$$

Таким образом, чем реже микроконтроллер опрашивает АЦП, тем больше у него остается ресурсов на другие задачи, но и больше времени система будет реагировать на изменения в форме напряжения силовой цепи.

Число обращений к АЦП также зависит от способа обработки полученных данных для фиксации положений ложбин  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$ . На данном этапе предлагаемые алгоритмы разделяются на последо-

вательный алгоритм, осуществляющий обработку всего массива значений с  $t_0$  по  $t_k$ , и предсказывающий [11], выполняющий меньшее число обращений к АЦП.

Последовательный алгоритм схож с алгоритмом работы методики нулевого тока. Его существенное отличие от аналога заключается в фиксации не только первой ложбины, а всех, которые укладываются в форме напряжения силовой цепи для дальнейшего формирования последовательности управляющих импульсов.

Предсказывающий алгоритм определяет меньшее число экстремумов по форме напряжения силовой цепи, представленной на рис. 3.

Определение локальных минимумов  $X1—X5$  на отрезке  $[t_0, t_k]$  — цель обработки считываемых значений алгоритмом. В первую очередь предсказывающий алгоритм перебором значений определяет первый максимум, соответствующий точке  $M$ . Следующими определяются минимум  $X1$  и последующий максимум  $X2$ . Определение экстремумов  $M$ ,  $X1$  и  $X2$  является достаточным для вычисления

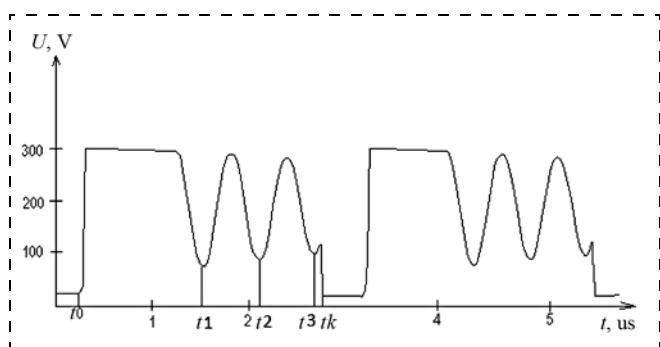


Рис. 2. Форма оцифровываемого напряжения  
Fig. 2. The form of the digitized voltage

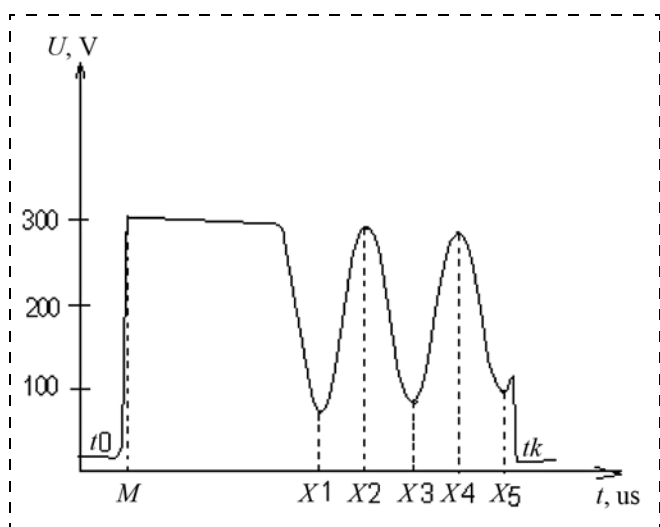


Рис. 3. Определение экстремумов в форме напряжения силовой цепи  
Fig. 3. Determination of extrema in the form of power circuit voltage

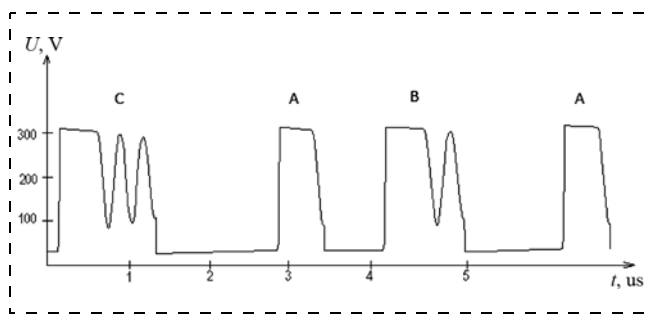


Рис. 4. Форма коммутируемого напряжения силовой цепи под воздействием последовательности управляющих импульсов  
Fig. 4. The shape of the switched voltage of the power circuit under the influence of a sequence of control pulses

положения последующих локальных минимумов. После определения экстремума  $X2$  завершается процесс работы с АЦП. Последующие минимумы определяются исходя из периода затухающих колебаний, равного удвоенному времени между экстремумами  $X1$  и  $X2$ :

$$T = (t_{X2} - t_{X1})2.$$

Поскольку момент начала импульса  $t_0$ , формируемый системой управления, известен, определение времени экстремумов происходит исходя из количества выданных АЦП значений при известной частоте дискретизации.

Положение во времени ложбин относительно момента  $t_0$  определяется следующими формулами:

$$t_{Л1} = t_{X1};$$

$$t_{Л2} = t_{X1} + T;$$

$$t_{Л3} = t_{X1} + 2T.$$

На следующем шаге предсказывающий и последовательный алгоритмы используют одинаковый вариант формирования управляющего сигнала. Управляющий сигнал представляет собой чередующуюся последовательность импульсов с различной длиной. Предлагаемая квазирезонансная составляющая определяется на данном шаге работы алгоритмов и заключается не в корректировке момента коммутации силового ключа по положению первой ложбины, в которой происходит каждое переключение, как в существующих аналогах [12—15], а в чередовании импульсов управления с различными длинами, которые соответствуют положениям разных ложбин (рис. 4).

Импульсам  $A$ ,  $B$  и  $C$  соответствуют сигналы управления длительностью  $t_{Л1}$ ,  $t_{Л2}$  и  $t_{Л3}$  соответственно.

На рис. 4 можно отметить различные по времени промежутки между импульсами. Это вызвано необходимостью регулирования уровня энергии, передаваемой во вторичную обмотку (прямоходо-



вой источник питания) или накапливаемой в трансформаторе (обратноходовой ИП). Например, для обратноходового ИП уровень запасаемой энергии должен оставаться неизменным и соответствовать формуле

$$W = \frac{L \cdot I^2}{2},$$

где  $L$  — индуктивность трансформатора, Гн;  $I$  — ток, протекающий в первичной обмотке трансформатора, А.

Рекомендованная последовательность импульсов для работы алгоритмов имеет вид:  $A, B, C, B, A, B, C, B, \dots$  Такая последовательность получена экспериментальным путем и обеспечивает гибкую возможность коррекции алгоритмом процесса коммутации. Коррекция заключается в периодической

проверке импульса  $B$  на положение первой ложбины и последующей корректировке рабочих точек всей последовательности при необходимости.

Типовая рекомендуемая последовательность  $A, B, C, B, A, B, C, B, \dots$  может быть изменена микроконтроллером для увеличения выходной мощности источника питания в ущерб снижению времени реакции системы на отклонение рабочей точки или времени опроса АЦП. Для этого может быть использовано два способа.

1. Увеличение числа длительных импульсов в последовательности.

Например, рекомендуемая последовательность может принять следующий вид:

$$A, B, C, B, A, B, C, B, \dots \rightarrow A, B, C, A, B, C, A, B, C, \dots \rightarrow A, C, B, C, A, C, B, C, \dots$$

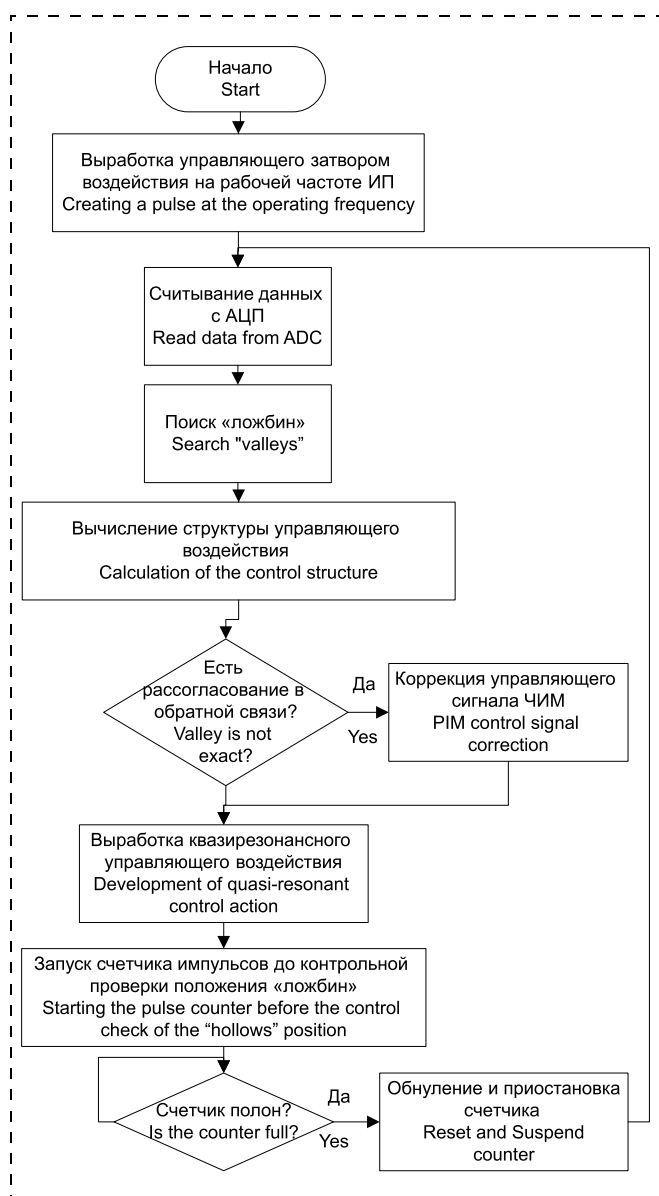


Рис. 5. Структура последовательного алгоритма  
Fig. 5. The structure of the sequential algorithm

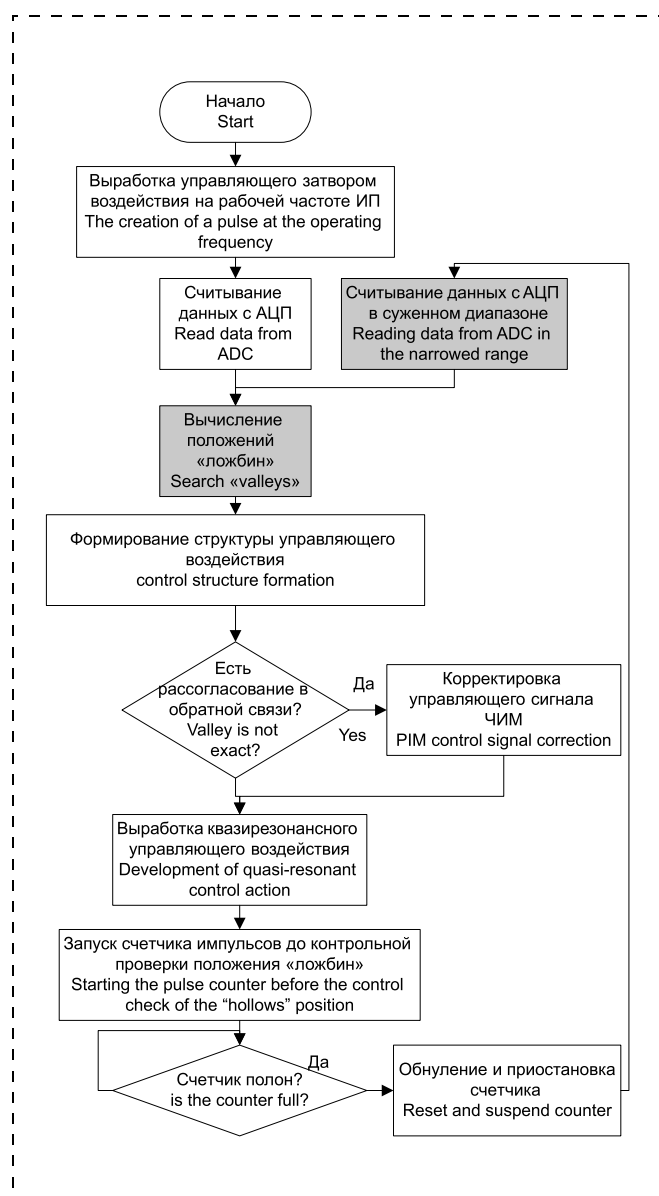


Рис. 6. Структура предсказывающего алгоритма  
Fig. 6. The structure of the predictive algorithm

В данном случае чем больше длительных импульсов находится между короткими контрольными импульсами  $B$ , по которым алгоритм проводит коррекцию времени коммутации, тем реже происходит эта коррекция и снижается время реакции системы на смещение рабочей точки.

2. Переход алгоритма к последовательности импульсов с дополнительной "ложбиной".

В данном случае выполняется переопределение средних импульсов  $B$  в короткие импульсы  $A$ , длинных  $C$  в средние  $B$  и происходит увеличение длинных импульсов  $C$  до  $C+$ . Импульсы  $C+$  удлиняются на один период колебаний до следующей "ложбины".

Помимо осуществления мягкой коммутации по представленной последовательности алгоритмы должны осуществлять коррекцию последовательности для стабилизации уровня выходного напряжения подконтрольного ИП. Поскольку широтно-импульсная модуляция в данном случае затруднена наличием квазирезонансной составляющей, рекомендуется использовать частотно-импульсную модуляцию.

Подытоживая работу, на рис. 5 и 6 приведем структуры последовательного и предсказывающего алгоритмов.

Счетчик, представленный на рис. 5 и 6, отсчитывает число коммутаций силового ключа до проверки формы напряжения силовой цепи и последующей коррекции управляющей последовательности сигналов, вырабатываемых микроконтроллером.

В своем составе алгоритм имеет выделенные цветом операции, имеющие представленные отличительные черты в сравнении с последовательным алгоритмом.

## Заключение

Представленные алгоритмы являются не единственными для существующих методик цифрового управления ИП, но позволяют снизить загрузженность контроллера операциями общения с АЦП до 40 % в сравнении с алгоритмами последовательного считывания полного сигнала.

Применение квазирезонансного подхода снижает уровень электромагнитных помех [16] на рабочей частоте подконтрольного источника питания не менее чем в 2 раза. Это достигается распределением импульсов в широком спектре частот.

Постоянный контроль рабочей точки за счет рефлексии алгоритма позволяет упростить и уменьшить систему отвода теплоты контролируемого ИП или вовсе отказаться от нее, увеличив удельную мощность последнего. При условии использования интегрированного планарного трансформатора [17] снижение высоты ИП может варьироваться в пределах 2...15 мм в зависимости от конструкции.

## Список литературы

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 632 с.
2. Воронин И. П. Схема мягкой коммутации ключевых элементов трехфазного инвертора напряжения // Вестник Московского энергетического института. 2010. № 5. С. 97—101.
3. Винтрих А., Николаи А., Турски В., Рейман Т., Колпаков А. Снижение уровня динамических потерь: "мягкая" коммутация и снабберы // Силовая электроника. 2013. № 6. С. 58—64.
4. McMurray W. Optimum snubbers for power semiconductors // IEEE IAS transactions. Sept/Oct 1972. Vol. I. N. 5. P. 593—600.
5. McMurray W. Selection of snubbers and clamps to optimize the design of transistor switching converters // IEEE IAS transactions. July/August 1980. Vol. I. N. 4. P. 513—523.
6. Zhang Yi., Sobhani S., Chokhawala R. Snubber considerations for IGBT applications, international rectifier designer's manual // IGBT-3. TPAP-5. 1995. P. 135—144.
7. Резников С. Б., Бочаров В. В., Харченко И. А., Ермилов Ю. В. Способ импульсного преобразования напряжения и устройство для его осуществления. Патент № 2510871 от 10.04.2014.
8. Антонов А. А., Карпович М. С., Пичугин И. В., Васильев В. Ю. Разработка и верификация интегральной микросхемы драйвера "мягкой" коммутации силовых ключей для мощных источников электропитания // Нано- и микросистемная техника. 2015. № 9. С. 57—64.
9. Кабелев Б. В. Способ обратного импульсного преобразования постоянного напряжения. Патент № 2125334 от 12.07.1996.
10. Иванов Е. А. Методика уменьшения значения коммутируемого напряжения в силовых ключах обратных источников питания. / Нано- и микросистемная техника. 2017. Т. 19, № 11. С. 694—698.
11. Иванов Е. А., Якунин А. Н. Алгоритм коммутации силовых ключей обратных источников питания в квазирезонансном режиме с низкими энергетическими потерями // Материалы научно-практической конференции "Актуальные проблемы информатизации в науке и образовании — 2018". 2018. С. 48—54.
12. Силкин Е. Применение нулевых схем инверторов тока с квазирезонансной коммутацией // Силовая электроника. 2005. № 3. С. 84—87.
13. Ниткин Д. А., Петрашевская А. А. Анализ рабочих процессов в двунаправленном конвертере напряжения с коммутацией при нулевом токе // Вестник Ростовского государственного университета путей сообщения. 2012. № 2. С. 165—174.
14. Горяшин Н. Н., Лукьяненко М. В., Соломатова А. А., Хорошко А. Ю. Моделирование режимов параллельной работы квазирезонансных преобразователей напряжения с коммутацией ключевых элементов при нулевых значениях тока // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М. Ф. Решетнева. 2009. № 4. С. 53—58.
15. Горяшин Н. Н., Зорин А. Н. Исследование повышающего преобразователя напряжения с режимом коммутации ключевого элемента при нулевых значениях тока // Решетневские чтения. 2011. Т. 1, № 15. С. 166—167.
16. Мирошниченко Е. Л., Ивановский О. Я. Способы борьбы с электромагнитными помехами источников питания // Современные тенденции развития науки и технологий. 2017. № 2. С. 42—45.
17. Любимов А. В., Иванов Е. А., Коровин Г. В. Планарный трансформатор. Патент № 176671 РФ от 25.01.2018.

Corresponding author:

Ivanov Eugeny A., Graduate Student, National Research University of Electronic Technology, Moscow, 124498, Russian Federation, e-mail: jonny-evildream@yandex.ru

## Alternative Switching Algorithms for Power Transistors with a Quasi-Resonant Component

Received on March 04, 2019

Accepted on March 25, 2019

*The purpose of this work is to reduce the energy losses during the switching of the power switch and to reduce the time resources consumed by the microcontroller of the control system when processing the energy conversion process in the flyback power sources.*

*The presented algorithms require the integration of a digital control system into a power source. The quasi-resonance approach provides low energy losses when switching a power switch. The use of algorithms with a minimum cost of 2 times.*

*More than 40 % of the number of calls to the microcontroller is more than 40 %. This allows you to free up time to provide the microcontroller with additional functions or to provide the workforce of the entire digital control system and use less expensive electronic components. The algorithm makes it possible to monitor and adjust the position of the working points of the switching process in real time.*

**Keywords:** secondary power sources, switching transistors, quasi-resonant mode, pulse frequency modulation, energy loss, electromagnetic interference

For citation:

Ivanov E. A., Yakunin A. N. Alternative Switching Algorithms for Power Transistors with a Quasi-Resonant Component, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 7, pp. 429—436.

DOI: 10.17587/nmst.21.429-436

### Secondary power supplies and switching methods for power transistors

When developing secondary power sources (PS), the most important parameters are their overall dimensions and coefficient of performance (EF). As a result, such PS have a high power density, which depends entirely on the indicated parameters in accordance with the formula:

$$P_{уд} = \frac{P_{вых}}{V},$$

Where:

- Power density of the PS, kW/dm<sup>3</sup>;
- Output power of the power source, kW;
- Volume of PS, dm<sup>3</sup>.

In addition to the type of electrical circuit and components on which the developed power supply is built, the switching method of a power transistor (power transistor) influences the final efficiency and dimensions. Such switching can be performed with a different amount of energy dissipated into heat. So, switching a power transistor with a constant time interval without controlling this moment to reduce power losses is called hard switching [1]. In case of correction of the switching time of the transistor depending on the value of the switched voltage, the switching will be called soft [2, 3]. Soft switching of power transistors allows reducing power losses and, as a result, the size of the heat removal system.

At the moment there are various soft switching techniques based on analog and digital solutions. Among foreign solutions, the most common methods are zero

current and zero voltage, snabbers applications [4—6]. Domestic solutions are presented by the use of specialized chips [7, 8], the use of oscillatory circuits [9], and the introduction of a digital system of quasi-resonant control [10].

The introduction of a digital control system, proposed in some methodologies, makes it possible to implement additional capabilities for protecting or operating an PS and more flexible control during its operation. For these reasons, this technique is promising.

This paper proposes different from the known switching algorithms for the development of PS methods based on a digital control system. The algorithms allow to free up the time resources of the microcontroller and provide quasi-resonant control of the power transistor with the adjustment in real time.

### Sequential and predictive algorithms

The algorithm of PS operation with soft switching of the power transistor is based on the change of the switching time. The algorithm determines the points in time when the voltage on the drain of the transistor is minimal, which allows to reduce energy losses during switching. The described times are shown in Fig. 1 and denoted by the term "hollows".

To ensure the described switch in the structure of the algorithm, the following basic steps can be distinguished:

- 1 — Reading and recording of digitized values of the voltage switched by the power key;
- 2 — Processing digitized values;

### 3 — Development of control action.

At the first step, the voltage form of the power circuit is digitized at a predetermined sampling rate using the internal ADC of the microcontroller. The read values are fixed for further operations.

The number of accesses to the ADC directly affects the use of microcontroller resources. If we denote with  $T$  the total workload of the microcontroller by computational operations, then the poll of the ADC in the time interval presented in fig. 2, from  $t_0$  to  $t_k$  for each time interval when the transistor is turned off, with a typical duty cycle  $S = 2$  will be:

$$T^* = 0,5T,$$

where  $T^*$  is the microcontroller's workload in reading data from the ADC.

Accordingly, when referring to the ADC for reading the digitized values of the voltage form in the power circuit only during time from  $t_0$  to  $t_k$ , for every tenth or hundredth switching of the transistor, the microcontroller's workload of communication with the ADC will be:

$$T_{10}^* = 0,5 \cdot \frac{T}{10} = T \cdot \frac{1}{20};$$

$$T_{100}^* = 0,5 \cdot \frac{T}{100} = T \cdot \frac{1}{200}.$$

Thus, the less often the microcontroller polls the ADC, the more resources it has left for other tasks, but the system will respond more to changes in the form of the power circuit voltage.

The number of calls to the ADC also depends on the way the data is processed to fix the positions of the hollows  $t_1$ ,  $t_2$  and  $t_3$ . At this stage, the proposed algorithms are divided into a sequential algorithm that processes the entire array of values from  $t_0$  to  $t_k$ , and predicts [11], performs a smaller number of calls to the ADC.

The sequential algorithm is similar to the algorithm of the zero current technique. Its essential difference from the analogue consists in fixing not only the first trough, but all that fit in the form of a power circuit voltage for the further formation of a sequence of control pulses.

The predictive algorithm determines a smaller number of extrema by the form of the voltage of the power circuit shown in fig. 3.

The definition of local minima  $X1$ - $X5$  on the interval  $[t_0, t_k]$  is the goal of processing the read values by the algorithm. First of all, the predictive algorithm uses the search of values to determine the first maximum corresponding to the point  $M$ . Next, the minimum  $X1$  and the subsequent maximum  $X2$  are determined. The definition of the extremes  $M$ ,  $X1$  and  $X2$  is sufficient to calculate the position of the subsequent local minima. After determining the extremum  $X2$ , the process of working with the ADC is completed. Subsequent mini-

ma are determined based on the period of damped oscillations equal to twice the time between the extremes  $X1$  and  $X2$ :

$$T = (t_{X2} - t_{X1})2.$$

Since the moment of the beginning of the pulse  $t_0$  generated by the control system is known, the time determination of the extremes is based on the number of values issued by the ADC at a known sampling rate.

The position in time of troughs relative to the moment  $t_0$  is determined by the following formulas:

$$t_{Л1} = t_{X1};$$

$$t_{Л2} = t_{X1} + T;$$

$$t_{Л3} = t_{X1} + 2T.$$

At the next step, the predictive and sequential algorithms use the same variant of the formation of the control signal. The control signal is an alternating sequence of pulses with different lengths. The proposed quasi-resonance component is determined at this step of the algorithms and does not consist in adjusting the switching time of the power switch according to the position of the first trough, in which each switch occurs, as in the existing analogues [12—15], but in alternating control pulses with different lengths that correspond provisions of different troughs (fig. 4).

Pulses  $A$ ,  $B$  and  $C$  correspond to control signals of duration  $t_{Л1}$ ,  $t_{Л2}$  and  $t_{Л3}$  respectively.

In fig. 4, the intervals between pulses can be noted. This is due to the need to regulate the level of energy transmitted to the secondary winding (linear power source) or accumulated in a transformer (flyback). For example, for the flyback, the level of stored energy should remain unchanged and correspond to the formula:

$$W = \frac{L \cdot I^2}{2},$$

where  $L$  is the inductance of the transformer,  $H$ ;  $I$  — the current flowing in the primary winding of the transformer,  $A$ .

The recommended sequence of pulses for the operation of the algorithms is:  $A, B, C, B, A, B, C, B, \dots$ . Such a sequence is obtained experimentally and provides a flexible possibility for the switching process to correct the algorithm. The correction consists of periodically checking the pulse  $B$  for the position of the first hollow and then adjusting the operating points of the entire sequence if necessary.

Typical recommended sequence  $A, B, C, B, A, B, C, B, \dots$  can be changed by the microcontroller to increase the power supply output power to the detriment of reducing the system response time to the deviation of the

operating point or the ADC polling time. There are two ways to do this:

1. Increasing the number of long pulses in a sequence

For example, the recommended sequence may take the following form:

$$A, B, C, B, A, B, C, B, \dots \rightarrow A, B, C, A, B, C, \\ A, B, C, \dots \rightarrow A, C, B, C, A, C, B, C, \dots$$

In this case, the more long pulses are between the short control pulses  $B$ , according to which the algorithm corrects the switching time, the less often this correction occurs and the system response time to the operating point shift decreases.

2. The transition of the algorithm to a sequence of pulses with an additional "hollow".

In this case, the redefinition of medium pulses  $B$  to short pulses  $A$ , long  $C$  to medium  $B$  is performed and an increase of long pulses  $C$  to  $C+$  occurs.  $C+$  pulses are lengthened by one oscillation period to the next "hollow".

In addition to the implementation of soft commutation according to the sequence presented, the algorithms must perform sequence correction to stabilize the output voltage level of the controlled PS. Since the pulse-width modulation in this case is complicated by the presence of a quasi-resonant component it is recommended to use frequency-pulse modulation.

Summing up the work, figs. 5 and 6 show the structures of the sequential and predictive algorithms.

The counter presented on figs. 5 and 6, counts the number of switching of the power switch before checking the voltage form of the power circuit and the subsequent correction of the control sequence of signals produced by the microcontroller.

In its composition, the algorithm has operations highlighted in color, having the presented distinctive features in comparison with the sequential algorithm.

## Conclusion

The presented algorithms are not the only ones for existing methods of digital control of PS, but they allow to reduce the controller's workload with the operations of communication with ADC up to 40 % in comparison with the algorithms of sequential reading of the full signal.

The use of a quasi-resonance approach reduces the level of electromagnetic interference [16] at the operating frequency of the controlled power source by at least 2 times. This is achieved by the distribution of pulses in a wide frequency spectrum.

Constant control of the operating point due to the reflection of the algorithm allows us to simplify and reduce the heat removal system of the controlled power source or to completely abandon it, increasing the power density of the latter. Subject to the use of an integrated planar transformer [17], the decrease in the

height of the PS can vary within 2...15 mm depending on the design.

## References

1. **Meleshin V. I.** Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika. Moscow, Tekhnosfera, 2005. 632 p. (in Russian)
2. **Voronin I. P.** Skhema myagkoj kommutacii klyuchevykh ehlementov trekhfaznogo invertora napryazheniya, *Vestnik Moskovskogo ehnergeticheskogo instituta*, 2010, no. 5, pp. 97–101 (in Russian).
3. **Vintriĥ A., Nikolai A., Turski V., Rejman T., Kolpakov A.** Snizhenie urovnya dinamicheskikh poter': "myagkaya" kommutaciya i snabbery, *Silovaya ehlektronika*, 2013, no. 6, pp. 58–64 (in Russian).
4. **McMurray W.** Optimum snubbers for power semiconductors, *IEEE IAS transactions*, Sept/Oct 1972, vol. I, no. 5, pp. 593–600.
5. **McMurray W.** Selection of snubbers and clamps to optimize the design of transistor switching converters, *IEEE IAS transactions*, July/August 1980, vol. I, no. 4, pp. 513–523.
6. **Zhang Yi., Sobhani S., Chokhawala R.** Snubber considerations for IGBT applications, international rectifier designer's manual, *IGBT-3. TPAP-5*, 1995, pp. 135–144.
7. **Reznikov S. B., Bocharov V. V., Harchenko I. A., Ermilov Yu. V.** Sposob impul'snogo preobrazovaniya napryazheniya i ustrojstvo dlya ego osushchestvleniya, Patent № 2510871, publ.: 10.04.2014 (in Russian).
8. **Antonov A. A., Karpovich M. S., Pichugin I. V., Vasil'ev V. Yu.** Razrabotka i verifikaciya integral'noj mikroskhemy drajvera "myagkoj" kommutacii silovykh klyuchey dlya moshchnykh istochnikov ehlektropitaniya, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2015, no. 9, pp. 57–64 (in Russian).
9. **Kabelev B. V.** Sposob obratnohodovogo impul'snogo preobrazovaniya postoyannogo napryazheniya, Patent № 2125334, publ.: 12.07.1996 (in Russian).
10. **Ivanov E. A.** Metodika umen'sheniya znacheniya kommutiruемого napryazheniya v silovykh klyuchah obratnohodovykh istochnikov pitaniya, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2017, vol. 19, no. 11, pp. 694–698 (in Russian).
11. **Ivanov E. A., Yakunin A. N.** Algoritm kommutacii silovykh klyuchey obratnohodovykh istochnikov pitaniya v kvazirezonsantnom rezhime s nizkimi ehnergeticheskimi poteryami, *Materialy nauchno-prakticheskoy konferencii "Aktual'nye problemy informatizacii v nauke i obrazovanii — 2018"*, 2018, pp. 48–54 (in Russian).
12. **Silkin E.** Primenenie nulevykh skhem invertorov toka s kvazirezonsantnoj kommutaciej, *Silovaya ehlektronika*, 2005, no. 5, pp. 84–87 (in Russian).
13. **Nitkin D. A., Petrashevskaya A. A.** Analiz rabochih processov v dvunapravlennom konvertere napryazheniya s kommutaciej pri nulevom toke, *Vestnik Rostovskogo gosudarstvennogo universiteta putej soobshcheniya*, 2012, no. 2, pp. 165–174 (in Russian).
14. **Goryashin N. N., Luk'yanenko M. V., Solomatova A. A., Horoshko A. Yu.** Modelirovanie rezhimov parallel'noj raboty kvazirezonsantnykh preobrazovatelej napryazheniya s kommutaciej klyuchevykh ehlementov pri nulevykh znacheniyah toka, *Vestnik Sibirskogo Gosudarstvennogo Aehrokosmicheskogo Universiteta im. akademika M. F. Reshetneva*, 2009, no. 4, pp. 53–58 (in Russian).
15. **Goryashin N. N., Zorin A. N.** Issledovanie povyshayushchego preobrazovatelya napryazheniya s rezhimom kommutacii klyuchevogo ehlementa pri nulevykh znacheniyah toka, *Reshetnevskie chteniya*, 2011, vol. 1, no. 15, pp. 166–167 (in Russian).
16. **Miroshnichenko E. L., Ivanovskij O. Ya.** Sposoby bor'by s ehlektromagnitnymi pomekhami istochnikov pitaniya, *Sovremennye tendencii razvitiya nauki i tekhnologij*, 2017, no. 2, pp. 42–45 (in Russian).
17. **Lyubimov A. V., Ivanov E. A., Korovin G. V.** Planarnyj transformator, Patent № 176671 RF, publ.: 25.01.2018 (in Russian).

**А. Н. Волобуев**, д-р техн. наук, e-mail: volobuev47@yandex.ru  
Самарский государственный медицинский университет

## ОСОБЕННОСТИ УЛЬТРАЗВУКОВОГО ИССЛЕДОВАНИЯ СТРУКТУР С ПОДВИЖНЫМИ ГРАНИЦАМИ

Поступила в редакцию 27.02.2019

*Рассмотрен принцип ультразвукового исследования органов с подвижными границами. На основе модификации результатов теоретического анализа прохождения и отражения ультразвука от неподвижной границы раздела сред предложен приближенный метод решения задачи. Полученный результат с точностью до малых квадратичных слагаемых позволяет рассчитать отражение и прохождение ультразвука через подвижную границу раздела сред. Проведен анализ резонансных явлений в исследуемой задаче.*

**Ключевые слова:** ультразвуковое исследование, подвижная граница, коэффициент отражения, коэффициент пропускновения, резонанс

### Введение

Визуализация внутренних органов в целях диагностики — важнейшая научно-техническая проблема. Одним из наиболее распространенных методов визуализации является ультразвуковое исследование (УЗИ) [1–5]. По информативности в настоящее время метод УЗИ не уступает рентгенодиагностике [6]. Его главное преимущество — практически полное отсутствие вредных для пациента эффектов и возможность наблюдения органа в процессе его функционирования.

При УЗИ объект подвергают воздействию направленного ультразвукового луча и регистрируют эхосигналы, отраженные от границы раздела двух сред с различным акустическим сопротивлением, обычно от границ органов и окружающих тканей [7–10].

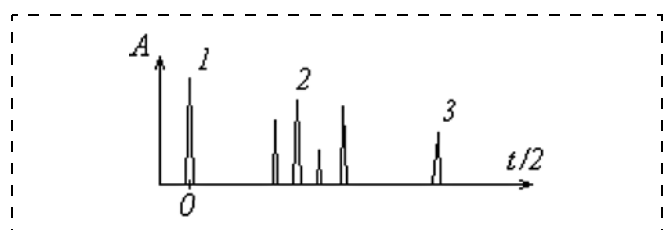
Чаще всего используют импульсную подачу ультразвука излучателем-приемником через кожу на исследуемый орган. Затем в промежутке между импульсами этот же излучатель-приемник регистрирует отраженный от границы раздела сред ультразвуковой импульс, преобразуя его в электрический сигнал. По известной скорости распространения ультразвука в тканях и времени запаздывания отраженного импульса относительно излученного, а также по амплитуде отраженного импульса компьютер рассчитывает и выдает на дисплей картину внутреннего органа.

### Устройства для ультразвукового исследования органов

Аппараты УЗИ подразделяют на *A*-сканеры и *B*-сканеры [11, 12].

В *A*-сканерах результатом исследования является одномерная кривая зависимости амплитуд *A* отраженных импульсов ультразвука от времени  $t/2$  прохождения импульса до границы раздела сред. На рис. 1 показаны излучаемый импульс 1, импульсы 2, 3, отраженные от границ раздела сред. Расстояние *S* вычисляется исходя из известной скорости *c* ультразвука в тканях организма по формуле  $S = \frac{ct}{2}$ , где *t* — время от начала излучаемого

импульса 1 до начала приема отраженного импульса. В современных *A*-сканерах по оси абсцисс часто ставят вычисленное расстояние *S*. При этом используется средняя скорость с учетом длин путей прохождения ультразвука по различным средам,



**Рис. 1.** Амплитуды ультразвуковых сигналов в *A*-сканере  
*Fig. 1.* Amplitudes of the ultrasonic signals in the *A*-scanner



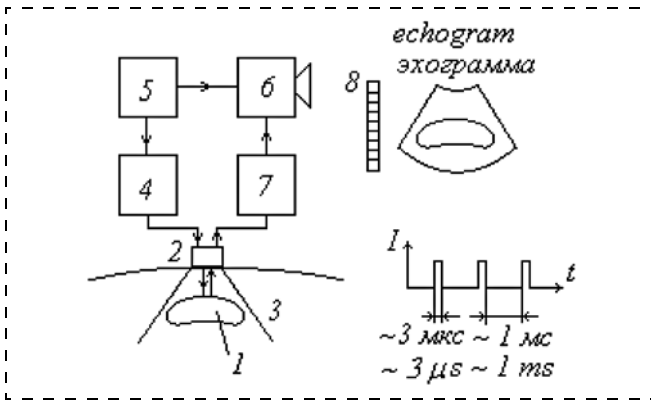


Рис. 2. Блок-схема В-сканера  
Fig. 2. Flowchart of the B-scanner

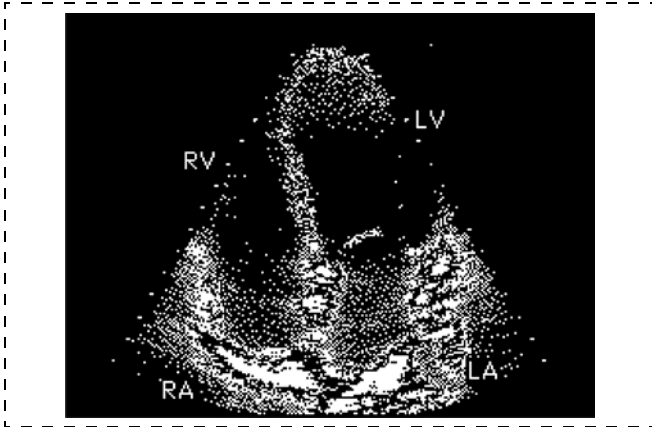


Рис. 3. Эхограмма сердца  
Fig. 3. Heart echogram

например, для глаза (роговица, хрусталик, стекловидное тело).

A-сканеры используют при сканировании головного мозга, в офтальмологии (эхоофталографы), где с их помощью можно определить наличие более плотных включений в стекловидном теле, отслойку сетчатки и т.д.

B-сканеры дают двумерное изображение органов. На рис. 2 показана блок-схема B-сканера, где двумерное изображение формируется на экране дисплея компьютера.

На рис. 2 показан также исследуемый орган 1, который облучается ультразвуковым лучом 3 с помощью излучателя-приемника 2. Ультразвуковые лучи выходят из излучателя-приемника 2 в виде конуса. Излучение осуществляется импульсно. Длительность импульса, показанного на графике режима излучения, равна ~3 мкс, длительность паузы ~1 мс. Обычно используется ультразвук частотой  $\nu = 0,5...15$  МГц.

На блок-схеме аппарата УЗИ отмечены генератор высокочастотных электрических сигналов 4, которые подаются на излучатель-приемник ультразвука 2; таймер 5 служит для задания импульсного режима излучения. Показаны усилитель электри-

ческих сигналов 7, идущих от излучателя-приемника 2, и компьютер 6, а также примерный вид эхограммы органа 8, который наблюдается на дисплее компьютера.

Изображение возникает вследствие того, что границы раздела сред у различных органов имеют различные коэффициенты отражения в зависимости от отношения акустических сопротивлений  $\alpha$  окружающей ткани и органа.

В таблице даны коэффициенты отражения  $R$  в процентах для различных границ раздела сред, которые вычисляются по формуле

$$R \% = \frac{I_r}{I_e} = \left( \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \right)^2,$$

где  $I_r$  — интенсивность звука, отраженного от границы среды, а  $I_e$  — интенсивность звука, падающего на среду.

Аппараты УЗИ, совмещенные с доплеровским измерителем скорости кровотока, позволяют определить направление и скорость крови в сосудах [13–15]. При этом на экране дисплея компьютера направление кровотока к излучателю-приемнику окрашивается в красный цвет, а от излучателя-приемника — в синий. Слева от ультразвукового конуса на экране 8 дисплея имеется цветовая шкала доплеровского измерителя скорости. Цветовая гамма меняется от интенсивно красной вверху шкалы до интенсивно синей внизу. Рядом с оттенком цвета на шкале указывается скорость кровотока. Следовательно, по цвету и интенсивности окраски движущейся в сосуде крови можно определить ее направление и скорость. Кроме того, окраска движущейся крови позволяет лучше выявить нарушения кровотока, стенозы сосудов и т.д.

На эхограмме можно наблюдать движение крови по сосудам, работу клапанов сердца, структуру почки, мочевого пузыря и т.д.

На рис. 3 показана эхограмма сердца. Хорошо видны области левого желудочка LV, правого желудочка RV, левого предсердия LA, правого предсердия RA. Между левым предсердием и левым желудочком можно хорошо видеть один из лепестков митрального клапана. При этом картина наблюдается в динамике, что значительно увеличивает ее информативность.

| Граница раздела сред<br><i>Boundaries of the environments</i> | Коэффициент отражения $R$ , %<br><i>Coefficient of reflection <math>R</math>, %</i> |
|---|---|
| Печень — камни печени<br><i>Liver — liver stones</i>          | 3   |
| Мышца — кость<br><i>Muscle — a bone</i>                       | 33,5  |
| Мозг — кости черепа<br><i>Brain — skull bones</i>             | 34,8  |
| Кровь — почка<br><i>Blood — kidney</i>                        | 0,04  |

## Математические основы ультразвукового исследования органов с подвижными границами

При УЗИ сердца имеется ряд особенностей. Прежде всего, отражение ультразвука происходит от подвижной поверхности, что требует дополнительного анализа процесса получения изображения.

Подобную задачу анализировали в ряде работ. Например, в работе [7] задачу решали с помощью перехода в систему отсчета, связанную с подвижной границей. Полученные в этой системе отсчета результаты не переведены в неподвижную систему, что затрудняет их анализ и использование. В работах [8, 14] отсутствует анализ возможных резонансных явлений при переходе звуковой волной подвижной границы.

Рассмотрим падение звуковой волны из одной среды в другую в направлении координаты  $X$  (рис. 4). Индекс  $e$  будет обозначать характеристики падающей волны, индекс  $j$  — прошедшей, а  $r$  — отраженной волны.

Пусть  $\rho_1 c_1$  и  $\rho_2 c_2$  — акустические сопротивления первой и второй сред, где  $\rho_1$  — плотность первой среды;  $c_1$  — скорость звука в первой среде, аналогично для второй среды.

Примем первоначально, что граница раздела сред неподвижна [16]. В этом случае звуковое давление в точке  $A$ , т.е. в первой среде у границы раздела сред, равно звуковому давлению в точке  $A'$  во второй среде у границы раздела сред:

$$P_{A'} = P_A. \quad (1)$$

Если бы это условие не соблюдалось, то возник бы перепад давлений между точками  $A$  и  $A'$  и граница раздела сред начала двигаться. При рассмотрении отражения от неподвижной границы используем амплитудные значения волновых величин.

Следовательно

$$P_j = P_e + P_r, \quad (2)$$

где  $P_j$  — звуковое давление во второй среде;  $P_e$  — составляющая звукового давления в первой среде за счет падающей звуковой волны;  $P_r$  — составляющая звукового давления в первой среде за счет отраженной звуковой волны. Звуковые давления в первой среде складываются, так как это не векторные величины, фактически являющиеся энергетическими характеристиками волны.

Допустим, что граница раздела сред совершает относительно медленное колебательное движение с циклической частотой  $\omega_1$  вдоль оси  $X$  (рис. 4), так, что скорость колебаний равна

$$V_1 = a_1 \sin \omega_1 t, \quad (3)$$

где  $a_1$  — амплитуда скорости;  $t$  — время.

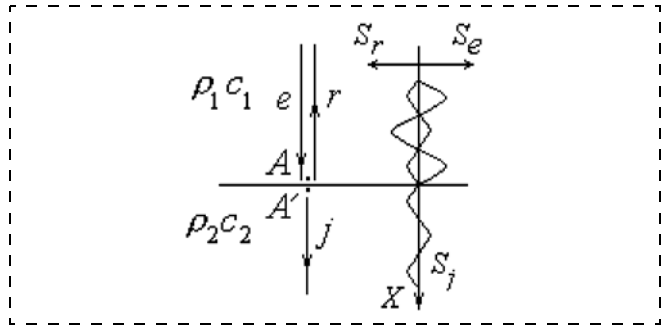


Рис. 4. Схема отражения ультразвуковой волны от границы раздела сред

Fig. 4. Reflection of an ultrasonic wave from the boundary of the environments

Мгновенное значение звукового давления в падающей на границу раздела сред звуковой волне равно

$$p_e = P_e \exp i(k_e X - \omega_e t), \quad (4)$$

где  $k_e = \frac{\omega_e}{c_1}$ ;  $\omega_e$  — волновое число и циклическая частота падающей звуковой волны.

Падающая звуковая волна вызывает высокочастотные колебания границы раздела сред. Можно считать границу раздела сред подвижным наблюдателем. Поэтому, согласно эффекту Доплера, она начнет колебаться с частотой

$$\omega_H = \omega_e \left( 1 + \frac{V_1}{c_1} \right). \quad (5)$$

Знак плюс в скобках появляется, если граница в данный момент движется против направления движения волны (вверх на рис. 4), а минус по направлению движения волны (вниз на рис. 4).

Возникшие высокочастотные колебания границы раздела сред генерируют отраженную и прошедшую волны. Можно считать, что отраженная и прошедшая волны, согласно эффекту Доплера, излучаются подвижным источником. С учетом выражения (5) частота отраженной волны:

$$\omega_r = \omega_H \frac{1}{\left( 1 - \frac{V_1}{c_1} \right)} = \omega_e \frac{c_1 + V_1}{c_1 - V_1}. \quad (6)$$

Между частотой падающей волны  $\omega_e$  и частотой отраженной волны  $\omega_r$  возникает доплеровский сдвиг частот:

$$\begin{aligned} \Delta \omega &= \omega_r - \omega_e = \omega_e \frac{c_1 + V_1}{c_1 - V_1} - \omega_e = \\ &= \omega_e \frac{2V_1}{c_1 - V_1} \approx \omega_e \frac{2V_1}{c_1}, \end{aligned} \quad (7)$$

где принято  $c_1 \gg V_1$ .

Следовательно, мгновенное значение давления в отраженной волне

$$p_r = P_r \exp i(k_r X - \omega_r t), \quad (8)$$

где  $k_r = \omega_r / c_1$  и  $\omega_r$  — волновое число и циклическая частота отраженной звуковой волны.

В первой среде за счет сложения прямой и отраженной волн возникает стоячая волна. Узел стоячей волны находится на границе раздела сред. На рис. 4 показаны графики (не реальные направления, так как звуковая волна продольная) смещения  $S$  частиц в волне.

Скорости колебаний частиц сред в точках  $A$  и  $A'$  из условия неразрывности среды равны между собой:

$$V_{A'} = V_A, \quad (9)$$

где  $V_A = V_j$  — амплитудное значение скорости колебаний частиц в прошедшей волне.

Скорости колебаний частиц в прямой и отраженной волнах первой среды направлены противоположно друг другу. Поэтому:

$$V_j = V_e - V_r. \quad (10)$$

Учитывая связь между скоростями колебаний частиц среды и звуковым давлением  $V = \frac{P}{\rho c}$ , найдем

$$\frac{P_j}{\rho_2 c_2} = \frac{P_e}{\rho_1 c_1} - \frac{P_r}{\rho_1 c_1}. \quad (11)$$

Вводя отношение акустических сопротивлений сред  $\alpha = \frac{\rho_1 c_1}{\rho_2 c_2}$ , получаем

$$\alpha P_j = P_e - P_r. \quad (12)$$

Решая систему уравнений (2) и (12), находим

$$P_j = \frac{2}{1+\alpha} P_e \text{ и } P_r = \frac{1-\alpha}{1+\alpha} P_e. \quad (13)$$

Учитывая связь между интенсивностью звука  $I$  и амплитудным звуковым давлением  $P$ , запишем

$$I_e = \frac{P_e^2}{2\rho_1 c_1}; \quad I_r = \frac{P_r^2}{2\rho_1 c_1}; \quad I_j = \frac{P_j^2}{2\rho_2 c_2}. \quad (14)$$

Коэффициентом проникновения звуковой волны  $\beta$  называется отношение интенсивности звука, прошедшего в среду, к интенсивности звука, падающего на среду:

$$\beta = \frac{I_j}{I_e} = \alpha \left( \frac{P_j}{P_e} \right)^2 = \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2}. \quad (15)$$

Полученная формула для коэффициента проникновения звуковой волны носит название формулы Рэлея.

Коэффициентом отражения звуковой волны  $R$  называется отношение интенсивности звука, отра-

женного от границы раздела сред ( $I_r$ ), к интенсивности звука, падающего на среду ( $I_e$ ):

$$R = \frac{I_r}{I_e} = \left( \frac{P_r}{P_e} \right)^2 = \left( \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^2. \quad (16)$$

Заметим, что  $\beta + R = 1$ . Это условие отражает закон сохранения энергии при прохождении звука через границу раздела сред.

Если акустические сопротивления сред равны между собой, т.е.  $\alpha = 1$ , то из формулы Рэлея (15) следует, что коэффициент проникновения звуковой волны  $\beta = 1$ , а коэффициент отражения  $R = 0$ . Это означает, что отражение звуковой волны отсутствует. Если имеется очень большое различие в акустических сопротивлениях сред, т.е.  $\alpha \rightarrow 0$ , то из формулы Рэлея следует, что коэффициент проникновения звуковой волны  $\beta \rightarrow 0$ , а  $R \rightarrow 1$ . Это означает, что звук не проходит в более плотную среду, а полностью отражается от границы раздела сред.

Перейдем к рассмотрению процессов отражения и прохождения звуковой волны в случае подвижной границы раздела сред. Для точного решения такой задачи нужно решать нелинейные уравнения движения сплошной среды с заданными граничными условиями [17]. Мы ограничимся приближенным методом, основанным на модификации предыдущей задачи прохождения звуковой волны через неподвижную границу раздела сред. Оценим также величину принятого приближения.

Модифицированный баланс (2) мгновенных значений звуковых давлений можно записать в виде:

$$p_j - p_1 = p_e + p_r. \quad (17)$$

При записи (17) принят момент движения границы раздела сред вверх против направления падающей (и прошедшей) звуковых волн. В этом случае давление во второй среде уменьшается на величину  $p_1$ , имеющую колебательный характер. Изменение давления в первой среде за счет падающей и отраженной волн при движении границы раздела сред приближенно взаимно уничтожаются.

В отличие от (10) баланс мгновенных значений скоростей в падающей, отраженной и прошедшей волнах нужно записать в виде:

$$v_j + V_1 = v_e - v_r. \quad (18)$$

Для падающей и отраженной волн добавки в виде скорости движения границы раздела сред (3) приближенно взаимно уничтожаются. Как и в случае баланса давлений, рассматриваем момент времени, когда граница раздела сред движется против падающей (и прошедшей) волны.

Используем связь мгновенного значения звукового давления и скорости движения частиц среды

$v = \frac{p}{\rho c}$ . В результате формула (18) будет иметь следующий вид:

$$\frac{p_j}{\rho_2 c_2} + V_1 = \frac{p_e}{\rho_1 c_1} - \frac{p_r}{\rho_1 c_1}, \quad (19)$$

или, по аналогии с (12), получим

$$\alpha p_j + \rho_1 c_1 V_1 = p_e - p_r. \quad (20)$$

Решаем совместно уравнения (17) и (20). В отличие от (13), находим:

$$\frac{p_j}{p_e} = \frac{2}{\alpha + 1} - \frac{V_1}{v_e(\alpha + 1)} + \frac{p_1}{p_e(\alpha + 1)}; \quad (21)$$

$$\frac{p_r}{p_e} = \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha}\right) - \frac{V_1}{v_e(1+\alpha)} - \frac{\alpha p_1}{p_e(\alpha+1)}. \quad (22)$$

Мгновенный коэффициент проникновения звуковой волны через подвижную границу раздела сред будет равен:

$$\begin{aligned} \beta = \frac{i_j}{i_e} &= \alpha \left(\frac{p_j}{p_e}\right)^2 = \alpha \left(\frac{2}{\alpha+1} - \frac{V_1}{v_e(\alpha+1)} + \frac{p_1}{p_e(\alpha+1)}\right)^2 = \\ &= \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2} \left(1 - \frac{V_1}{2v_e} + \frac{p_1}{2p_e}\right)^2. \end{aligned} \quad (23)$$

Мгновенный коэффициент отражения звуковой волны

$$\begin{aligned} R = \frac{i_r}{i_e} &= \left(\frac{p_r}{p_e}\right)^2 = \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} - \frac{V_1}{v_e(1+\alpha)} - \frac{\alpha p_1}{p_e(\alpha+1)}\right)^2 = \\ &= \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha}\right)^2 \left(1 - \frac{V_1}{v_e(1-\alpha)} - \frac{\alpha p_1}{p_e(1-\alpha)}\right)^2. \end{aligned} \quad (24)$$

В формулах (23) и (24) использованы малые буквы для обозначения мгновенных значений интенсивностей звуковых волн в средах.

Складываем коэффициенты проникновения (23) и отражения (24) звуковых волн:

$$\begin{aligned} \beta + R &= \frac{1}{(1+\alpha)^2} \left( \left[ 2\sqrt{\alpha} + \sqrt{\alpha} \left( -\frac{V_1}{v_e} + \frac{p_1}{p_e} \right) \right]^2 + \right. \\ &\quad \left. + \left[ 1 - \alpha + \left( -\frac{V_1}{v_e} - \frac{\alpha p_1}{p_e} \right) \right]^2 \right) = \\ &= \frac{1}{(1+\alpha)^2} \left( \left[ \sqrt{\alpha} \left( 1 - \frac{V_1}{v_e} \right) + \sqrt{\alpha} \left( 1 + \frac{p_1}{p_e} \right) \right]^2 + \right. \\ &\quad \left. + \left[ \left( 1 - \frac{V_1}{v_e} \right) - \alpha \left( 1 + \frac{p_1}{p_e} \right) \right]^2 \right) = 1 - \frac{2}{(1+\alpha)} \frac{V_1}{v_e} + \\ &+ \frac{1}{(1+\alpha)} \left( \frac{V_1}{v_e} \right)^2 + \frac{2\alpha}{(1+\alpha)} \frac{p_1}{p_e} + \frac{\alpha}{(1+\alpha)} \left( \frac{p_1}{p_e} \right)^2. \end{aligned} \quad (25)$$

В формуле (25) имеются слагаемые, зависящие от скоростей и давлений, как линейные, так и квадратичные.

Найдем связь между скоростью границы раздела сред  $V_1$  и давлением  $p_1$  под этой границей во второй среде за счет этой скорости. За время  $dt$  возмущающее действие движения границы площадью  $S$  распространится на объем среды длиной  $c_2 dt$ . Масса этого объема равна  $dm = \rho_2 S c_2 dt$ . Изменение импульса этой массы по второму закону Ньютона равно  $dm V_1 = F dt$ , где  $F$  — сила, действующая на среду за счет движения границы. Следовательно,  $\rho_2 S c_2 dt V_1 = F dt$ , а давление  $p_1 = \rho_2 c_2 V_1$ .

Кроме того, используем связь между давлением в звуковой волне в первой среде и скоростью частиц в виде  $p_e = \rho_1 c_1 v_e$ . В этом случае можно записать следующее равенство:

$$\frac{\alpha p_1}{p_e} = \frac{\rho_1 c_1}{\rho_2 c_2} \frac{\rho_2 c_2 V_1}{\rho_1 c_1 v_e} = \frac{V_1}{v_e}. \quad (26)$$

При этом условии мгновенный коэффициент проникновения

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2} \left( 1 - \frac{V_1}{2v_e} + \frac{V_1}{2\alpha v_e} \right)^2 = \\ &= \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2} \left( 1 + \frac{V_1}{2v_e} \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) \right)^2. \end{aligned} \quad (27)$$

Мгновенный коэффициент отражения звуковой волны

$$R = \left( \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^2 \left( 1 - \frac{2V_1}{v_e(1-\alpha)} \right)^2. \quad (28)$$

Линейные слагаемые в (25) взаимно уничтожаются. В результате получим:

$$\begin{aligned} \beta + R &= 1 + \frac{1}{(1+\alpha)} \left( \frac{V_1}{v_e} \right)^2 + \frac{\alpha}{(1+\alpha)} \left( \frac{p_1}{p_e} \right)^2 = \\ &= 1 + \left( \frac{\alpha}{(1+\alpha)} + \frac{\alpha^2}{(1+\alpha)} \right) \left( \frac{p_1}{p_e} \right)^2 = 1 + \alpha \left( \frac{p_1}{p_e} \right)^2 = \\ &= 1 + \frac{1}{\alpha} \left( \frac{V_1}{v_e} \right)^2. \end{aligned} \quad (29)$$

С точностью до квадратичного слагаемого сумма коэффициентов проникновения и отражения звуковых волн равна единице.

Учитывая, что в соответствии с законом сохранения энергии эта сумма должна быть равна единице, делаем заключение, что применение предложенного метода анализа прохождения звуковой волны через подвижную границу раздела сред является допустимым с точностью до слагаемых второго порядка малости.

При  $V_1 = v_e$  коэффициент отражения (28)  $R = 1$ , т. е. волна не проходит во вторую среду.

### Резонансные явления при колебании границы раздела сред

Однако приближение  $p_1 = \rho_2 c_2 V_1$ , по-видимому, слишком грубое. Колебание второй среды происходит как под действием движения границы среды, так и под действием падающей звуковой волны. Эти колебания происходят с разными частотами, поэтому должны наблюдаться резонансные явления. Вследствие чего более правильно воспользоваться следующим дифференциальным уравнением колебаний:

$$\frac{d^2 p_1}{dt^2} + \omega_H^2 p_1 = \rho_2 c_2 \omega_H^2 V_1. \quad (30)$$

В этой формуле не учитывается сопротивление первой среды движению границы раздела сред.

Учитывая (3), получим уравнение вынужденных колебаний:

$$\frac{d^2 p_1}{dt^2} + \omega_H^2 p_1 = \rho_2 c_2 \omega_H^2 a_1 \sin \omega_1 t. \quad (31)$$

Частное решение этого уравнения имеет вид:

$$p_1 = \frac{\rho_2 c_2 \omega_H^2 a_1}{\omega_H^2 - \omega_1^2} \sin \omega_1 t = \frac{\rho_2 c_2 \omega_H^2 V_1}{\omega_H^2 - \omega_1^2}. \quad (32)$$

Поэтому формулу (26) нужно уточнить:

$$\frac{\alpha p_1}{p_e} = \frac{\omega_H^2}{\omega_H^2 - \omega_1^2} \frac{V_1}{v_e}. \quad (33)$$

В этом случае коэффициент проникновения звуковой волны (23) преобразуется к виду:

$$\beta = \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2} \left( 1 - \frac{V_1}{2v_e} \left( 1 - \frac{1}{\alpha} \left( \frac{\omega_H^2}{\omega_H^2 - \omega_1^2} \right) \right) \right)^2. \quad (34)$$

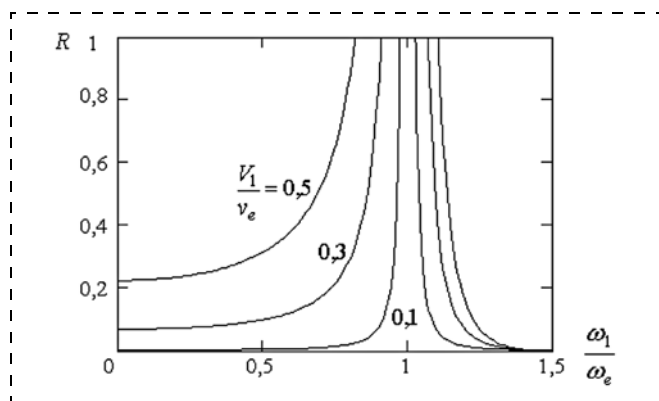


Рис. 5. Зависимость коэффициента отражения ультразвуковой волны от границы раздела сред при  $\alpha = 0,9$

Fig. 5. Dependence of the coefficient of reflection of an ultrasonic wave on the boundary of the environments at  $\alpha = 0,9$

Коэффициент отражения (24) будет

$$R = \left( \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^2 \left( 1 - \frac{1}{(1-\alpha)} \frac{V_1}{v_e} \left( 1 + \frac{\omega_H^2}{\omega_H^2 - \omega_1^2} \right) \right)^2. \quad (35)$$

На рис. 5 показан график зависимости  $R = f(\omega_1/\omega_e)$ , построенный по формуле (35) при  $V_1 \ll c_1$ , т.е.  $\omega_H = \omega_e$  [см. (5)], и при различном отношении скоростей  $V_1/v_e$ .

Максимальное значение коэффициента отражения не должно превышать единицу. Высокое значение коэффициента отражения  $R > 1$  при  $\omega_1 \rightarrow \omega_e$  связано с отсутствием учета сопротивления сред движению границы раздела.

При реальном ультразвуковом исследовании, например сердца, отношение  $\omega_1/\omega_e \ll 0,5$ , т. е. заведомо находится вне резонансной области. Однако при появлении в ультразвуковом луче низкочастотной модулирующей гармоники, например, вследствие неисправности излучателя, резонансные явления могут исказить картину на экране компьютера вследствие выравнивания коэффициента отражения от различных границ раздела сред. Это приведет к неточностям в диагностике состояния органа.

### Заключение

Ультразвуковой метод исследования структур с подвижными границами является эффективным методом получения изображений этих структур.

Анализ процессов отражения и прохождения ультразвуковых волн через подвижную границу раздела сред показывает, что допустимо приближенное решение задачи путем модификации балансов скоростей колебаний частиц сред и давлений в этих средах. При этом закон сохранения энергии соблюдается с точностью до малых квадратичных слагаемых.

Резонансные явления при облучении подвижной границы ультразвуковой волной также можно исследовать с помощью предложенного приближенного метода.

### Список литературы

1. Kasai C., Yoshikawa Y. Electronic Scanning Ultrasonic Diagnostic Equipment // Jpn. J. Appl. Phys. 1981. Vol. 20. P. 209.
2. Хилл К. Р. Применение ультразвука в медицине. Физические основы. М.: Мир, 1989. 568 с.
3. Волобуев А. Н. Основы медицинской и биологической физики. Самара: Самарский дом печати, 2011. 672 с.
4. Lin W. H., Rapits A. C. Acoustic scattering by elastic solid cylinders and spheres in viscous fluids // J. Acoust. Soc. Am. 1982. Vol. 73. P. 736–749.
5. Jingkuang Chen. Capacitive micromachined ultrasonic transducer arrays for minimally invasive medical ultrasound // J. Micromech. Microeng. 2010. Vol. 20. N. 2. 023001.
6. Волобуев А. Н. Применение линейного коэффициента поглощения излучения в веществе для реконструкции изображения в компьютерном рентгеновском томо-

графе // Нано- и микросистемная техника. 2018. Т. 20, № 8. С. 505—512.

7. Горбань И. И. Отражение и преломление акустических лучей на подвижной границе раздела сред // Акустический вестник. 2004. Т. 7. № 2. С. 36—41.

8. Глущенко А. Г., Глущенко Е. П., Иванов В. В., Устинова Е. С. Влияние движения сред на отражение упругих волн от подвижной границы // Современные проблемы науки и образования. 2013. № 6. С. 896—904.

9. Hoffmeister В. К., Holt А. Р., Kaste S. С. К. Effect of the cortex on ultrasonic backscatter measurements of cancellous bone // Phys. Med. Biol. 2011. Vol. 56. P. 6243.

10. Весницкий А. И. Волны в системах с движущимися границами и нагрузками. М.: Физматлит, 2001. 320 с.

11. Bamber J. С., Dickinson R. J. Ultrasonic B-scanning; a computer simulation // Phys. Med. Biol. 1980. Vol. 24. P. 41—44.

12. Hashimoto M., Ohtsuki S., Okujima M. Superposed Diagnostic Ultrasonic B-Mode Image with CFAR Processing // Jpn. J. Appl. Phys. 1988. Vol. 27. P. 128.

13. Mo L. Y.-L., Cobbold R. S. С. A unified approach to modeling the backscattered Doppler ultrasound from blood // IEEE Trans. Biomed. Eng. 1992. Vol. 39. P. 450—461.

14. Остаев В. Е. Эффект Доплера в движущейся среде и изменение направления распространения звука, излученного движущимся источником // Акустический журнал. 1988. Т. 34. Вып. 4. С. 700—705.

15. Богусевич А. Я. К выводу формулы для эффекта Доплера в геометрической акустике неоднородной движущейся среды // Акустический журнал. 1994. Т. 40, № 6. С. 899—902.

16. Лепендин Л. Ф. Акустика. М.: Высшая школа, 1978. 448 с.

17. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Гидродинамика. М.: Наука, 1986. 736 с.

A. N. Volobuev, D. Sc., volobuev47@yandex.ru,

Samara State Medical University, Department of Medical and Biological Physics, Samara

Corresponding author: Volobuev Andrey N., D. Sc., Samara State Medical University, Department of Medical and Biological Physics, Samara, volobuev47@yandex.ru

## The Features of Structures Ultrasonic Research a Mobile Interface of Two Media

Received on February 27, 2019

Accepted on March 21, 2019

*The principle of ultrasonic research of bodies with a mobile interface of two media is considered. On the basis of results of the theoretical analysis modification of ultrasound penetration and reflection from motionless interface of two media the approximate method of the problem solving is offered. The received result with precision of an estimate small square composed allows to calculate reflection and penetration of ultrasound through mobile interface of two media. The analysis of the resonant phenomena in a researched problem is lead.*

**Keywords:** ultrasonic research, mobile interface of two media, factor of reflection, factor of penetration, a resonance

For citation:

Volobuev A. N. The Features of Structures Ultrasonic Research a Mobile Interface of Two Media, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 7. pp. 437—448.

DOI: 10.17587/nmst.21.437-448

### Introduction

Visualization of the internals for diagnostics is a major problem. One of the most widespread visualization methods is ultrasonography [1—5]. By its information content the ultrasonography method does not concede to radiodiagnosis [6]. Its main advantage is almost a total absence of the effects, harmful to a patient, and a possibility of observation of a body in the course of its functioning.

During the ultrasonography an object is subjected to the influence of a directed ultrasonic ray and the echo signals are recorded reflected from the boundary of two environments with various acoustic resistances, usually from the borders of the organs and the surrounding tissues [7—10].

Most frequently used is the ultrasound emitted by pulses from a radiator-receiver through a skin into the studied organ. Then in an interval between the pulses the same radiator-receiver records an ultrasonic pulse

reflected from the boundary of the environments, transforming it into an electric signal. By the known speed of propagation of the ultrasound in the tissues and the time of delay of the reflected pulse in relation to the radiated one and also by the amplitude of the reflected pulse, the computer calculates and provides a picture of an internal organ on the display.

### Devices for the ultrasonic examination of organs

The ultrasonography devices are subdivided into A-scanners and B-scanners [11, 12].

In A-scanners the result of a research is a one-dimensional curve of the dependence of amplitudes  $A$  of the reflected ultrasound pulses on the time  $t/2$  of transmission of a pulse up to the boundary of the environments. Fig. 1 presents a radiated pulse 1, pulses 2, 3 reflected from the boundary of the environments. The distance  $S$  is calculated proceeding from the known speed  $c$  of the ultrasound in the body tissues according



to formula  $S = \frac{ct}{2}$ , where  $t$  — time from the beginning of the radiated pulse  $I$  up to reception of the reflected pulse. In the modern A-scanners the calculated  $S$  distance is often put on the abscissa axis. At the same time, the average speed is used taking into account the lengths of the ways of transmission of the ultrasound via various environments, for example, for an eye (cornea, crystalline lens, vitreous body).

A-scanners are used for brain scanning in ophthalmology (echoophthalmograph). With their help it is possible to define the existence of the denser inclusions in a vitreous body, an exfoliation of a retina, etc.

B-scanners provide two-dimensional images of the organs. Fig. 2 presents a flowchart of a B-scanner, where a two-dimensional image is formed on the screen of the computer display.

Fig. 2 also presents an examined organ  $I$  which was irradiated with an ultrasonic beam  $3$  by means of a radiator-receiver  $2$ . The ultrasonic beams leave the radiator-receiver  $2$  in the form of a cone. The radiation is carried out in pulses. Duration of the pulse shown in the graphics of the radiation mode is equal to  $\sim 3 \mu\text{s}$ , the pause duration  $\sim$  up to 1 ms. Usually, the ultrasound with frequency  $\nu = 0.5 \dots 15$  MHz is used.

The flowchart of the ultrasonography device presents a generator of the high-frequency electric signals  $4$ , which are supplied to the radiator-receiver of the ultrasound  $2$ ; timer  $5$  serves for setting of the pulse mode of radiation. Also shown are the amplifier of the electric signals  $7$  coming from the radiator-receiver  $2$  and computer  $6$ , and also an approximate type of an organ echogram  $8$ , which is observed on the display of the computer.

An image arises because the boundaries of the environments of various organs have different coefficients of reflection depending on the relation of the acoustic resistance  $\alpha$  of the surrounding tissue and the organ.

The table presents coefficients of reflection  $R$  in percentage for various boundaries of the environments which are calculated according to the following formula

$$R \% = \frac{I_r}{I_e} = \left( \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \right)^2,$$

where  $I_r$  — intensity of the sound reflected from the boundary of the environment, and  $I_e$  — intensity of the sound falling on the environment.

The ultrasonography devices combined with a Doppler instrument for measuring of the speed of the blood flow allow us to define the direction and the speed of the blood in vessels [13—15]. At that, on the screen of the computer display the direction of the blood flow to the radiator-receiver is shown in red color, while from the radiator-receiver — in blue. To the left of the ultrasonic cone on screen  $8$  of the display there is a color scale of the Doppler speed measuring instrument. The

color scale changes from a saturated red at the top of the scale up to a saturated blue below. Near the color shade on the scale the speed of the blood flow is specified. Therefore, by the color and the intensity of coloring of the blood moving in a vessel, it is possible to define its direction and speed. Besides, the color of the moving blood allows us to reveal better abnormalities of a blood flow, angiostenosis, etc.

On the echogram it is possible to observe the movement of blood in vessels, work of the heart valves, structure of a kidney, bladder, etc.

Fig. 3 presents a heart echogram. The areas of the left ventricle, LV, right ventricle, RV, the left auricle, LA, the right auricle, RA, are visible well. Between the left auricle and the left ventricle it is possible to see clearly one of the petals of the mitral valve. At the same time, the picture is observed in dynamics, which increases its information content considerably.

### Mathematical foundations of the ultrasonic examination of the organs with moving boundaries

Ultrasonography of heart has a number of specific features. First of all, a reflection of the ultrasound comes from a moving surface, which demands an additional analysis of the process of image obtaining.

A similar task was analyzed in a number of works. For example, in the work [7] the problem was solved by means of transition to the reference system connected with a moving boundary. The results received in this reference system were not transferred to a motionless system, which complicated their analysis and use. In [8, 14] there is no analysis of the possible resonant phenomena during crossing of the moving boundary by a sound wave.

Let us consider falling of a sound wave from one environment into another, in the direction of coordinate  $X$  (fig. 4). The index  $e$  will designate characteristics of the falling wave,  $j$  — of the transmitted wave, and  $r$  — of the reflected wave.

Let us assume that  $\rho_1 c_1$  and  $\rho_2 c_2$  are acoustic resistances of the first and second environments, where  $\rho_1$  — density of the first environment;  $c_1$  — sound speed in the first environment, and similarly for the second environment.

Let us assume originally that the boundary of the environments is not moving [16]. In this case the sound pressure in point  $A$ , i.e. in the first environment at the boundary of the environments, is equal to the sound pressure in point  $A'$  in the second environment at the boundary of the environments:

$$P_{A'} = P_A. \quad (1)$$

If this condition was not met, then there would be a difference of pressures between points  $A$  and  $A'$  and the boundary of the environments would begin to move. During consideration of the reflection from the mo-

tionless boundary we will use the amplitude values of the waves.

There fore:

$$P_j = P_e + P_r, \quad (2)$$

where  $P_j$  — sound pressure in the second environment;  $P_e$  — component of the sound pressure in the first environment at the expense of the falling sound wave,  $P_r$  — component of the sound pressure in the first environment at the expense of the reflected sound wave. The sound pressures in the first environment are added, because they are not vector values which are actually power characteristics of a wave.

Let us assume that the boundary of the environments makes rather slow oscillating motion with a cyclic frequency  $\omega_1$  along axis  $X$  (fig. 4), so the speed of the fluctuations is equal to

$$V_1 = a_1 \sin \omega_1 t, \quad (3)$$

where  $a_1$  — amplitude of the speed,  $t$  — time.

The instant value of the sound pressure in the sound wave falling upon the boundary of the environments is equal to:

$$p_e = P_e \exp i(k_e X - \omega_e t), \quad (4)$$

where  $k_e = \frac{\omega_e}{c_1}$ ;  $\omega_e$  — the wave number and the cyclic frequency of the falling sound wave.

The falling sound wave causes high-frequency fluctuations of the boundary of the environments. It is possible to consider the boundary of the environments as a moving observer. Therefore, according to Doppler effect, it will begin to fluctuate with the following frequency:

$$\omega_H = \omega_e \left( 1 + \frac{V_1}{c_1} \right). \quad (5)$$

The sign of plus in brackets appears, if at the present moment against the boundary moves in the direction opposite to the wave movement (upwards in fig. 4), and the sign of minus — if it moves in the direction of the movement of the wave (down in fig. 4).

The arising high-frequency fluctuations of the boundary of the environments generate the reflected and the transmitted waves. It is possible to consider that the reflected and the transmitted waves, according to Doppler effect, are radiated by a moving source. Taking into account expression (5) the frequency of the reflected wave will be:

$$\omega_r = \omega_H \frac{1}{\left( 1 - \frac{V_1}{c_1} \right)} = \omega_e \frac{c_1 + V_1}{c_1 - V_1}. \quad (6)$$

Between the frequency of the falling wave  $\omega_e$  and the frequency of the reflected wave  $\omega_r$ , a Doppler shift of the frequencies appears:

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= \omega_r - \omega_e = \omega_e \frac{c_1 + V_1}{c_1 - V_1} - \omega_e = \\ &= \omega_e \frac{2V_1}{c_1 - V_1} \approx \omega_e \frac{2V_1}{c_1}, \end{aligned} \quad (7)$$

where we accept  $c_1 \gg V_1$ .

Therefore, an instant value of pressure in the reflected wave is equal to:

$$p_r = P_r \exp i(k_r X - \omega_r t), \quad (8)$$

where  $k_r = \frac{\omega_r}{c_1}$  and  $\omega_r$  — wave number and cyclic frequency of the reflected sound wave.

In the first environment, due to addition of the direct and the reflected waves, a standing wave appears. The node of the standing wave is on the boundary of the environments. Fig. 4 shows the diagrams (not the real directions, because a sound wave is longitudinal) of shifts  $S$  of particles in a wave.

The speeds of fluctuations of the particles of the environments in points  $A$  and  $A'$ , proceeding from the condition of continuity of the environment, are equal among themselves:

$$V_A = V_{A'}, \quad (9)$$

where  $V_A = V_j$  — amplitude value of the speed of fluctuations of the particles in the transmitted wave.

The speeds of fluctuations of the particles in the direct and the reflected waves of the first environment are directed opposite to each other. Therefore:

$$V_j = V_e - V_r. \quad (10)$$

Considering the bond between the speeds of fluctuations of the particles of the environment and the sound pressure  $V = \frac{P}{\rho c}$ , we will find:

$$\frac{P_j}{\rho_2 c_2} = \frac{P_e}{\rho_1 c_1} - \frac{P_r}{\rho_1 c_1}. \quad (11)$$

By introducing the relation of the acoustic resistances of the environments  $\alpha = \frac{\rho_1 c_1}{\rho_2 c_2}$ , we get:

$$\alpha P_j = P_e - P_r. \quad (12)$$

By solving the system of equations (2) and (12), we find

$$P_j = \frac{2}{1 + \alpha} P_e \text{ and } P_r = \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} P_e. \quad (13)$$

Considering the bond between the sound intensity  $I$  and the amplitude sound pressure  $P$ , we will write down:

$$I_e = \frac{P_e^2}{2\rho_1 c_1}; \quad I_r = \frac{P_r^2}{2\rho_1 c_1}; \quad I_j = \frac{P_j^2}{2\rho_2 c_2}. \quad (14)$$

The coefficient of penetration of a sound wave  $\beta$  is called the relation of the intensity of the sound, which came into the environment, to the intensity of the sound falling on the environment:

$$\beta = \frac{I_j}{I_e} = \alpha \left( \frac{P_j}{P_e} \right)^2 = \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2}. \quad (15)$$

The received formula for the coefficient of penetration of a sound wave is called Rayleigh formula.

The coefficient of reflection of the sound wave  $R$  is called the relation of the intensity of the sound reflected from the boundary of the environments ( $I_r$ ) to the intensity of the sound falling on the environment ( $I_e$ ).

$$R = \frac{I_r}{I_e} = \left( \frac{P_r}{P_e} \right)^2 = \left( \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^2. \quad (16)$$

Let us point out that  $\beta + R = 1$ . This condition reflects the law of the energy conservation, when a sound is transmitted through the boundary of the environments.

If the acoustic resistances of the environments are equal among themselves, i.e.  $\alpha = 1$ , then from Rayleigh formula (15) it follows that the coefficient of penetration of a sound wave  $\beta = 1$ , and the reflection coefficient  $R = 0$ . This means that there is no reflection of a sound wave. If there is a very big difference between the acoustic resistances of the environments, i.e.  $\alpha \rightarrow 0$ , then from Rayleigh formula it follows that the coefficient of penetration of a sound wave  $\beta \rightarrow 0$ , and  $R \rightarrow 1$ . This means that the sound does not penetrate into a denser environment, but is reflected completely from the boundary of the environments.

Let us pass to consideration of the processes of reflection and transmission of a sound wave in case of a moving boundary of the environments. For an exact solution to such a task it is necessary to solve the nonlinear equations of the movement of a continuous environment with the set boundary conditions [17]. We will limit ourselves to an approximate method based on modification of the previous task of transmission of a sound wave through a motionless boundary of the environments. Let us estimate also the value of the accepted approximation.

The modified balance (2) of the instant values of the sound pressures can be written down as:

$$p_j - p_1 = p_e + p_r. \quad (17)$$

During recording (17) we accepted the moment of movement of the boundary of the environments up-

wards against the direction of the falling (and the transmitted) sound waves. In this case the pressure in the second environment decreases by value  $p_1$ , which has an oscillatory character. Change of pressure in the first environment at the expense of the falling and the reflected waves during the movement of the boundary of the environments are approximately mutually eliminated.

Unlike (10), the balance of the instant values of the speeds in the falling, reflected and transmitted waves, should be written down in the following way:

$$v_j + V_1 = v_e - v_r. \quad (18)$$

For the falling and the reflected additive waves, in the form of the speed of the movement of the boundary of the environments (3), are approximately mutually eliminated. Just like in case of the balance of pressures, we consider the moment of time, when the boundary of the environments moves against the falling (and transmitted) waves.

We use the bond of the instant value of the sound pressure and the speed of the movement of the particles of the environment  $v = \frac{p}{\rho c}$ . As a result, the formula (18) will have the following appearance:

$$\frac{p_j}{\rho_2 c_2} + V_1 = \frac{p_e}{\rho_1 c_1} - \frac{p_r}{\rho_1 c_1}, \quad (19)$$

or, by analogy with (12), we will get:

$$\alpha p_j + \rho_1 c_1 V_1 = p_e - p_r. \quad (20)$$

We solve jointly equations (17) and (20). Unlike (13), we find:

$$\frac{p_j}{p_e} = \frac{2}{\alpha + 1} - \frac{V_1}{v_e(\alpha + 1)} + \frac{p_1}{p_e(\alpha + 1)}; \quad (21)$$

$$\frac{p_r}{p_e} = \left( \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right) - \frac{V_1}{v_e(1+\alpha)} - \frac{\alpha p_1}{p_e(\alpha + 1)}. \quad (22)$$

The instant coefficient of penetration of a sound wave through a moving boundary of the environments will be equal to:

$$\begin{aligned} \beta = \frac{i_j}{i_e} &= \alpha \left( \frac{p_j}{p_e} \right)^2 = \alpha \left( \frac{2}{\alpha + 1} - \frac{V_1}{v_e(\alpha + 1)} + \frac{p_1}{p_e(\alpha + 1)} \right)^2 = \\ &= \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2} \left( 1 - \frac{V_1}{2v_e} + \frac{p_1}{2p_e} \right)^2. \end{aligned} \quad (23)$$

The instant coefficient of reflection of a sound wave:

$$\begin{aligned} R = \frac{i_r}{i_e} &= \left( \frac{p_r}{p_e} \right)^2 = \left( \frac{1-\alpha}{1+\alpha} - \frac{V_1}{v_e(1+\alpha)} - \frac{\alpha p_1}{p_e(\alpha + 1)} \right)^2 = \\ &= \left( \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^2 \left( 1 - \frac{V_1}{v_e(1-\alpha)} - \frac{\alpha p_1}{p_e(1-\alpha)} \right)^2. \end{aligned} \quad (24)$$

In formulas (23) and (24) the small letters are used for designation of the instant values of the intensity of the sound waves in the environments.

We put together the coefficients of penetration (23) and reflection (24) of the sound waves:

$$\begin{aligned} \beta + R &= \frac{1}{(1+\alpha)^2} \left( \left[ 2\sqrt{\alpha} + \sqrt{\alpha} \left( -\frac{V_1}{v_e} + \frac{p_1}{p_e} \right) \right]^2 + \right. \\ &\quad \left. + \left[ 1 - \alpha + \left( -\frac{V_1}{v_e} - \frac{\alpha p_1}{p_e} \right) \right]^2 \right) = \\ &= \frac{1}{(1+\alpha)^2} \left( \left[ \sqrt{\alpha} \left( 1 - \frac{V_1}{v_e} \right) + \sqrt{\alpha} \left( 1 + \frac{p_1}{p_e} \right) \right]^2 + \right. \\ &\quad \left. + \left[ \left( 1 - \frac{V_1}{v_e} \right) - \alpha \left( 1 + \frac{p_1}{p_e} \right) \right]^2 \right) = 1 - \frac{2}{(1+\alpha)} \frac{V_1}{v_e} + \\ &\quad + \frac{1}{(1+\alpha)} \left( \frac{V_1}{v_e} \right)^2 + \frac{2\alpha}{(1+\alpha)} \frac{p_1}{p_e} + \frac{\alpha}{(1+\alpha)} \left( \frac{p_1}{p_e} \right)^2. \end{aligned} \quad (25)$$

In formula (25) there are items, depending on the speeds and pressures, both linear, and quadratic ones.

Let us find the bond between the speed of the boundary of the environments  $V_1$  and pressure  $p_1$  under this boundary in the second environment at the expense of this speed. During time  $dt$  the perturbation action of the movement of the boundary of  $S$  square will extend to the volume of the environment with length  $c_2 dt$ . The mass of this volume is equal to  $dm = \rho_2 S c_2 dt$ . According to the second law of Newton the change of a pulse of this mass under is equal to  $dm V_1 = F dt$ , where  $F$  — force operating on the environment due to the movement of the boundary. Therefore  $\rho_2 S c_2 dt V_1 = F dt$ , and pressure  $p_1 = \rho_2 c_2 V_1$ .

Besides, we use the connection between the pressure in the sound wave in the first environment and the speed of the particles in the form of  $p_e = \rho_1 c_1 v_e$ . In this case it is possible to write down the following equality:

$$\frac{\alpha p_1}{p_e} = \frac{\rho_1 c_1}{\rho_2 c_2} \frac{\rho_2 c_2 V_1}{\rho_1 c_1 v_e} = \frac{V_1}{v_e}. \quad (26)$$

At that condition the instant coefficient of penetration equals to:

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2} \left( 1 - \frac{V_1}{2v_e} + \frac{V_1}{2\alpha v_e} \right)^2 = \\ &= \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2} \left( 1 + \frac{V_1}{2v_e} \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) \right)^2. \end{aligned} \quad (27)$$

The instant coefficient of reflection of the sound wave:

$$R = \left( \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^2 \left( 1 - \frac{2V_1}{v_e(1-\alpha)} \right)^2. \quad (28)$$

The linear items in (25) are mutually annulled. As a result, we will get:

$$\begin{aligned} \beta + R &= 1 + \frac{1}{(1+\alpha)} \left( \frac{V_1}{v_e} \right)^2 + \frac{\alpha}{(1+\alpha)} \left( \frac{p_1}{p_e} \right)^2 = \\ &= 1 + \left( \frac{\alpha}{(1+\alpha)} + \frac{\alpha^2}{(1+\alpha)} \right) \left( \frac{p_1}{p_e} \right)^2 = 1 + \alpha \left( \frac{p_1}{p_e} \right)^2 = \\ &= 1 + \frac{1}{\alpha} \left( \frac{V_1}{v_e} \right)^2. \end{aligned} \quad (29)$$

With accuracy up to a quadratic item the sum of the coefficients of penetration and reflection of the sound waves is equal to a unit.

Considering the fact that according to the law of energy conservation this sum should be equal to a unit, we make a conclusion that application of the offered method for the analysis of transmission of a sound wave through a moving boundary of the environments is admissible with accuracy up to the items of the second order of smallness.

At  $V_1 = v_e$  the reflection coefficient (28)  $R = 1$ , i.e. a wave does not transmit to the second environment.

### The resonant phenomena during fluctuation of the boundary of the environments

However,  $p_1 = \rho_2 c_2 V_1$  approximation is, apparently, too rough. The fluctuation of the second environment happens both under the influence of the movement of the boundary of the environment, and under the influence of the falling sound wave. These fluctuations happen with different frequencies, therefore, the resonant phenomena must be observed. Owing to that it would be more correct to use the following differential equation of the fluctuations:

$$\frac{d^2 p_1}{dt^2} + \omega_H^2 p_1 = \rho_2 c_2 \omega_H^2 V_1. \quad (30)$$

In this formula (30) the resistance of the first environment to the movement of the boundary of the environments is not taken into account.

Considering (3), we will get the following equation of the compelled fluctuations:

$$\frac{d^2 p_1}{dt^2} + \omega_H^2 p_1 = \rho_2 c_2 \omega_H^2 a_1 \sin \omega_1 t. \quad (31)$$

A private solution to this equation has the following appearance:

$$p_1 = \frac{\rho_2 c_2 \omega_H^2 a_1}{\omega_H^2 - \omega_1^2} \sin \omega_1 t = \frac{\rho_2 c_2 \omega_H^2 V_1}{\omega_H^2 - \omega_1^2}. \quad (32)$$

Therefore, formula (26) needs to be specified:

$$\frac{\alpha p_1}{p_e} = \frac{\omega_H^2}{\omega_H^2 - \omega_1^2} \frac{V_1}{v_e}. \quad (33)$$

In this case the coefficient of penetration of the sound wave (23) will be transformed to the following form:

$$\beta = \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2} \left( 1 - \frac{V_1}{2v_e} \left( 1 - \frac{1}{\alpha} \left( \frac{\omega_H^2}{\omega_H^2 - \omega_1^2} \right) \right) \right)^2. \quad (34)$$

The reflection coefficient (24) will be

$$R = \left( \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^2 \left( 1 - \frac{1}{(1-\alpha)} \frac{V_1}{v_e} \left( 1 + \frac{\omega_H^2}{\omega_H^2 - \omega_1^2} \right) \right)^2. \quad (35)$$

Fig. 5 presents a diagram of the dependence  $R = f\left(\frac{\omega_1}{\omega_e}\right)$ , constructed according to formula (35) at  $V_1 \ll c_1$ , i.e.,  $\omega_H = \omega_e$ , (see (5)), and at various correlations of speeds  $\frac{V_1}{v_e}$ .

The maximal value of the reflection coefficient should not exceed a unit. High value of the reflection coefficient  $R > 1$  at  $\omega_1 \rightarrow \omega_e$  is connected with absence of the accounting of the resistance of the environments to the boundary movement.

In case of a real ultrasonography of a heart, for example, relation  $\frac{\omega_1}{\omega_e} \ll 0,5$ , i.e. it obviously is out of the resonant area. However, if a low-frequency modulating harmonica appears in the ultrasonic beam, for example, owing to a malfunction of the radiator, the resonant phenomena can distort the picture on the computer display, owing to alignment of the reflection coefficients from various boundaries of the environments. This will result in inaccuracies in the diagnostics of the state of an organ.

## Conclusion

The ultrasonic method of research of the structures with the moving boundaries is an effective method for obtaining of images of these structures.

Analysis of the processes of reflection and transmission of the ultrasonic waves through a moving boundary of the environments shows that an approximate solution to the task by modification of the balances of the

speeds of fluctuations of the particles of the environments and pressure in these environments is admissible. At the same time the law of the energy conservation is observed with the accuracy up to small square items.

The resonant phenomena during radiation of a moving boundary by an ultrasonic wave can also be investigated by means of the proposed approximate method.

## References

1. **Kasai C., Yoshikawa Y.** Electronic Scanning Ultrasonic Diagnostic Equipment, *Jpn. J. Appl. Phys.*, 1981, vol. 20, pp. 209.
2. **Hill C. R.** Physical Principles of Medical Ultrasonics. NY, Chichester, Brisbane, Toronto. Publishers John Wiley & Sons, 1980.
3. **Volobuev A. N.** Osnovy meditsinckoi i biologicheskoi fiziki, Samara: Samarski dom pechati, 2011. 672 p. (in Russian).
4. **Lin W. H., Rapits A. C.** Acoustic scattering by elastic solid cylinders and spheres in viscous fluids, *J. Acoust. Soc. Am.*, 1982, vol. 73, pp. 736–749.
5. **Jingkuang Chen.** Capacitive micromachined ultrasonic transducer arrays for minimally invasive medical ultrasound, *J. Microeng. Microeng.*, 2010, vol. 20, no. 2, p. 023001.
6. **Volobuev A. N.** Primenenie lineinogo koefitsienta pogloshchenia izluchenia v veshchestve dlia rekonstruktsii izobrazhenia v kompiuternom rentgenovskom tomografe, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2018, vol. 20, no. 8, pp. 505–512 (in Russian).
7. **Gorban I. I.** Otrazhenie i prelomlenie akusticheskikh lucheina podvizhnoi granitse razdela sred, *Akusticheski vestnik*, 2004, vol. 7, no. 2, pp. 36–41 (in Russian).
8. **Glushchenko A. G., Glushchenko E. P., Ivanov V. V., Ustinova E. S.** Vlianie dvizheia sred na otrazhenie uprugikh voln ot podvizhnoi granitsy, *Sovremennye problemy nauki i obrazovaniya*, 2013, no. 6, pp. 896–904 (in Russian).
9. **Hoffmeister B. K., Holt A. P., Kaste S. C. K.** Effect of the cortex on ultrasonic backscatter measurements of cancellous bone, *Phys. Med. Biol.*, 2011, vol. 56, p. 6243.
10. **Vesnitski A. I.** Volny v sistemakh s dvizhushchimisia granitsami i nagruzkami, Moscow, Fizmatgiz, 2001, 320 p.
11. **Bamber J. C., Dickinson R. J.** Ultrasonic B-scanning; a computer simulation, *Phys. Med. Biol.*, 1980, vol. 24, pp. 41–44.
12. **Hashimoto M., Ohtsuki S., Okujima M.** Superposed Diagnostic Ultrasonic B-Mode Image with CFAR Processing, *Jpn. J. Appl. Phys.*, 1988, vol. 27, p. 128.
13. **Mo L. Y.-L., Cobbold R. S. C.** A unified approach to modeling the backscattered Doppler ultrasound from blood, *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 1992, vol. 39, pp. 50–461.
14. **Ostashev V. E.** Effekt Doplera v dvizhushcheisia srede i izmenenie napravleniya rasprostraneniya zvuka, izluchennogo dvizhushchimsia istochnikom, *Akusticheski zhurnal*, 1988, vol. 34, no. 4, pp. 700–705 (in Russian).
15. **Bogushevich A. Ya.** K vyvodu formuly dlia efekta Doplera v geometricheskoi akustike neodnorodnoi dvizhushcheisia srede, *Akusticheski zhurnal*, 1994, vol. 40, no. 6, pp. 899–902 (in Russian).
16. **Lependin L. F.** Akustika, Moscow, Vyshaia shkola, 1978, 448 p. (in Russian).
17. **Landau L. D., Lifshits E. M.** Hidrodinamika. Moscow: Nauka, 1986, 736 p. (in Russian).



Рисунки к статье В. А. Тиняева  
**«ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ МИКРОСХЕМ  
 С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ МОНТАЖА FLIP-CHIP И WIRE BOND»**

V. A. Tinyaev

**«TOPOLOGICAL FEATURES OF IC DEVELOPMENT WITH THE APPLICATION  
 OF FLIP-CHIP AND WIRE BOND MOUNTING TECHNOLOGY»**

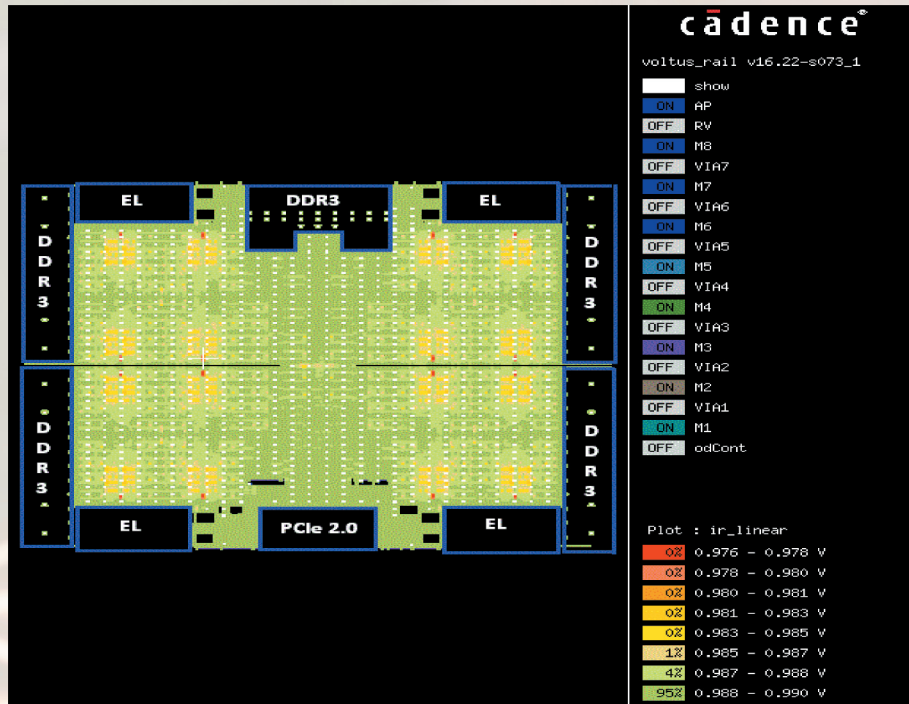


Рис. 4. Анализ IR Drop для flip-chip-проекта

Fig. 4. IR Drop analysis for flip-chip project

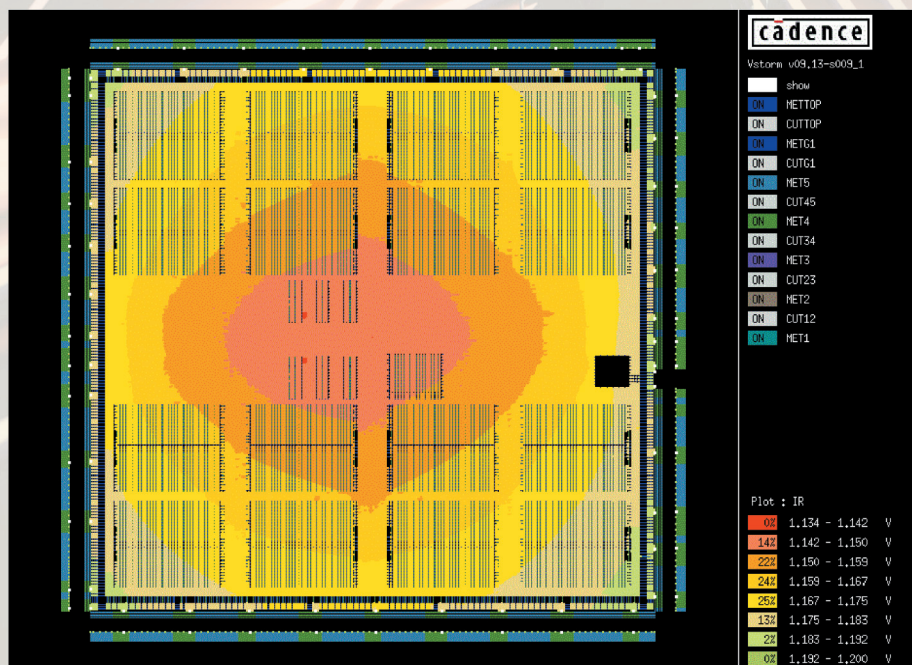


Рис. 5. Анализ IR Drop для проекта wire bond

Fig. 5. IR Drop analysis for wire bond project





## МЕЖДУНАРОДНЫЙ ФОРУМ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА 2019

30 сентября - 5 октября  
Республика Крым,  
г. Алушта

# V Юбилейный Международный Форум «Микроэлектроника 2019» -

ключевое событие года в области микроэлектронных технологий

- V Научная конференция «ЭКБ и микроэлектронные модули»
- V Деловая программа
- V Демонстрационная зона
- V Фестиваль инноваций



ПРИ ПОДДЕРЖКЕ



ОРГАНИЗАТОРЫ



Генеральный информационный партнёр



Оператор Форума: Компания «ПрофКонференции» • Тел.: +7 (495) 641-57-17 • E-mail: [info@microelectronica.pro](mailto:info@microelectronica.pro)  
Подробная информация и регистрация участников на официальном сайте Форума: [microelectronica.pro](http://microelectronica.pro)